

การศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง
ด้านเข้าแบบไวงาน

นายสุรินทร์ สังข์ทอง

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

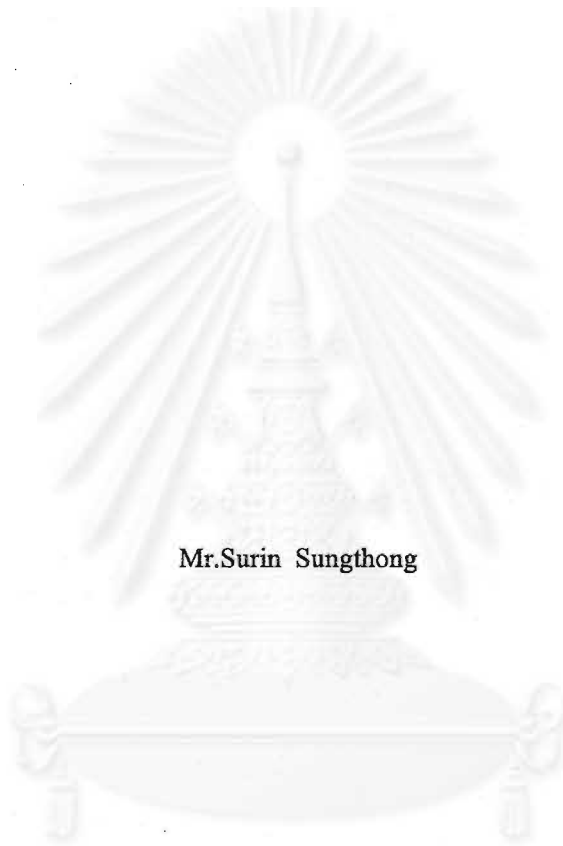
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2543

ISBN 974-13-1121-4

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**A COMPARATIVE STUDY OF ELECTRONIC BALLASTS WITH AN
ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT**



Mr.Surin Sungthong

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2000

ISBN 974-13-1121-4

หัวข้อวิทยานิพนธ์ : การศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้านเข้าแบบไวงาน

โดย : นายสุรินทร์ สังข์ทอง

สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

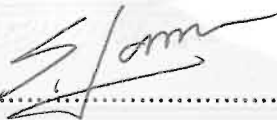
อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาโท



.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

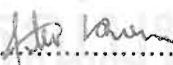
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



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



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



.....กรรมการ
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)

สุรินทร์ สังข์ทอง : การศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้านเข้าแบบไวงาน (A COMPARATIVE STUDY OF ELECTRONIC BALLASTS WITH AN ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT)
อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ.ดร. ยุทธนา กุลวิทิต, 169 หน้า ISBN 974-13-1121-4

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอผลการศึกษาและเปรียบเทียบวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ 4 วงจรซึ่งประกอบด้วยวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่อเนื่องงาน 1 วงจร และชนิดไวงาน 3 วงจร รวมทั้งได้นำเสนอวงจรเรียงกระแสที่ใช้ไดโอดที่มีตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองเพื่อใช้สำหรับการเปรียบเทียบด้วย โดยเริ่มจากการอธิบายการทำงานของวงจร คำนวณคุณสมบัติพื้นฐานต่าง ๆ ของวงจรเรียงกระแส และคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสัมพันธ์กับการทำงานของวงจรเรียงกระแส นำเสนอผลการจำลองการทำงานของแต่ละวงจรสำหรับค่าอุปกรณ์และเงื่อนไขการทำงานที่แตกต่างกัน ได้มีการอธิบายถึงข้อดี ข้อเสียของแต่ละวงจร กล่าวถึงข้อจำกัดของการออกแบบและใช้งานของบางวงจร และนำเสนอผลการทดลองเพื่อใช้เปรียบเทียบค่าผลการคำนวณทางทฤษฎี

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2543.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4070479621 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD :POWER FACTOR / CREST FACTOR / TOTAL HARMONIC DISTORTION/
BUS VOLTAGE/ POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT

SURIN SUNGTHONG : A COMPARATIVE STUDY OF ELECTRONIC BALLASTS
WITH AN ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT THESISADVISOR :
YOUTHANA KULVITIT, Ph.D. 169 pp. ISBN 974-13-1121-4

This thesis presents a comparative study of one passive and three active power factor correction circuits used in electronic ballasts for fluorescent lamp. A simple diode rectifier with capacitor filter is also included for comparison. The operations of each circuit are explained. Common performance characteristics of rectifier as well as ballast characteristics affected by rectifier characteristics were studied and compared. Theoretical calculation and simulated results of different performance characteristics as a function of circuit parameters and operating conditions are presented. Advantages and drawbacks of each circuit are indicated. Functional and design limitations of some circuits are cited. Experimental data are given for comparison.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department.....Electrical Engineering.....Student's signature.....*S. Surin*
Field of study.....Electrical Engineering.....Advisor's signature.....*Youthana Kulvitit*
Academic year.....2000.....Co- Advisor's signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือ และเอาใจใส่อย่างดียิ่งของอาจารย์ รศ.ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา รวมทั้งอาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ที่ได้ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ และกรุณาให้ยืมเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย ตลอดจนรุ่นพี่ เพื่อนและน้องๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกคน รวมทั้งสำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ(สพข.) และสำนักงานกองทุนวิจัยแห่งชาติ(สกว.) กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการวิจัย

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญเรื่อง.....	ช
สารบัญตาราง.....	ซ
สารบัญภาพ.....	ฌ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
2 พื้นฐานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆและทฤษฎีการทำงาน.....	6
3 การวิเคราะห์ออกแบบและสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง แบบต่างๆ.....	23
4 ผลการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ.....	93
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	131
รายการอ้างอิง.....	135
ภาคผนวก.....	139
ประวัติผู้เขียน.....	169

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การนำกระแสของสวิตช์ ในแต่ละช่วงที่ $\omega_s = \pi/8$ ของหนึ่งคาบความถี่สายกำลัง.....	20
2.2 การนำกระแสของสวิตช์ ในแต่ละช่วงที่ $\omega_s = \pi/2$ ของหนึ่งคาบความถี่สายกำลัง.....	20
3.1 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 1.....	39
3.2 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 2.....	47
3.3 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 1.....	57
3.4 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 2.....	64
3.5 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 3.....	71
3.6 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 4.....	79



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง.....7
2.2	โครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุ (C) เป็นวงจรกรองแรงดัน.....8
2.3	แรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุ เป็นตัวกรองแรงดัน.....8
2.4	โครงสร้างของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้ วงจร Ripple or Valley.....9
2.5	แรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley.....10
2.6	โครงสร้างพื้นฐานของวงจรทบระดับ11
2.7	วงจรแปลงผันกำลัง แบบทบระดับพื้นฐาน.....11
2.8	รูปคลื่นของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_L) และค่าเฉลี่ย (I_{INPUT}) ของวงจรทบระดับพื้นฐาน....12
2.9	โครงสร้างของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ที่ใช้หลักการ ของวงจรทบระดับโดยใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน.....14
2.10	แรงดัน V_{DC} ของโครงสร้างวงจรด้านเข้าที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงาน.....15
2.11	วงจรเสมือนทบระดับ.....17
2.12	วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้หลักการ ของวงจรเสมือนวงจรทบระดับ วงจรที่1..... 18
2.13	รูปคลื่นต่างๆที่เวลา $\omega_s t = \pi/8$ และ $\omega_s t = \pi/2$ ตามลำดับ.....19
2.14	วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังโดยใช้หลักการ ของวงจรเสมือนวงจรทบระดับ วงจรที่2..... 22

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง.....	24
3.2 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง.....	25
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าของตัวเก็บประจุ (C) กับค่าระลอกของแรงดันเมื่อใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง.....	27
3.4 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง.....	28
3.5 รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลา.....	32
3.6 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley.....	33
3.7 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน โดยใช้หลักการของวงจรเสมือนวงจรทบระดับ วงจรที่ 1.....	38
3.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรเสมือนวงจรทบระดับวงจรที่ 1 ที่ทำงานในภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	40
3.9 แสดงทิศทางการไหลของกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	45
3.10 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคกระแสต่อเนื่อง.....	48
3.11 แสดงทิศทางการไหลของกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	52
3.12 วงจรเทียบเคียงเพื่อใช้ในการวิเคราะห์.....	54
3.13 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน แบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับ วงจรที่ 2.....	56
3.14 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคกระแสต่อเนื่อง.....	58
3.15 แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 1.....	62

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 2.....	65
3.17 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 2 (ต่อ).....	66
3.18 แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 2.....	69
3.19 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 3.....	72
3.20 แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 3.....	76
3.21 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 4.....	85
3.22 แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 3.....	87
3.23 รูปคลื่นการทำงานของวงจรสมมูลย์.....	88
3.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\sin\theta$ กับ t_m	90
3.25 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำกับอัตราขยาย.....	90
3.26 ความสัมพันธ์ของความถี่กับแรงดันไฟฟ้า V_B	91

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเก็บประจุของ วงจรกรอง(C)จากการจำลอง จากการทดลองและจากการคำนวณ เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V.....	94
4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V.....	94
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจร กรอง (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V.....	95
4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลอง และ จากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V.....	95
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟ สลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F.....	96
4.5 ก รูปคลื่นของแรงดัน V_{DC} และ I_{input} ของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง.....	97
4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลอง จากการทดลอง และจากการคำนวณเมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม.....	98
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 μ F.....	98
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการ จำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม.....	99
4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการ จำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 μ F.....	99
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C).....	100

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลอง และจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 μ F.....100
4.12	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบยอดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลอง และจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม.....101
4.13	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบยอดคลื่น (CF) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลอง และจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 μ F.....101
4.14	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F และค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม.....102
4.14 ก	รูปคลื่นของแรงดัน V_{DC} และ I_{input} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley ที่ได้จากการทดลองทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F และค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม.....103
4.15	ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH, f_{sw} = 40 kHz.....104
4.16	ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ จากการทดลองกับ เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz.....105
4.17	ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F.....105
4.18	ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o)จากการทดลองเมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH, f_{sw} = 40 kHz.....106

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่

หน้า

- 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบ
ระดับ จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz.....106
- 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ความถี่ในการสวิตช์
(f_{sw}) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH ,
ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F.....107
- 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o)
จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH, f_{sw} = 40 kHz.....107
- 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง(PF) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ
จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz.....108
- 4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง(PF) กับ ความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw})
จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH ,
ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F.....108
- 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ
ด้านออก(C_o) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH,
 f_{sw} = 40 kHz.....109
- 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ
จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz.....109
- 4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) จากการ
ทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mHค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F.110
- 4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟ
สลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการทดลอง เมื่อความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) = 40 kHz
ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F.....110

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 ก รูปคลื่นของแรงดัน I_{input} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ที่ได้จากการทดลองเมื่อความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) = 40 kHz , ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุค่านอก(C_o) = 10 uF.....	112
4.28 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ V_{dc} จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz.....	113
4.29 ความสัมพันธ์ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ f_{sw} จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $V_{dc} = 350$ V.....	113
4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ C_x, C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz, $V_{dc} = 330$ V.....	113
4.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ V_{dc} จากการทดลองและจากการจำลองเมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz.....	114
4.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ f_{sw} จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $V_{dc} = 350$ V.....	114
4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง PF กับ C_x, C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 31$ kHz, $V_{dc} = 330$ V.....	115
4.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบยอดคลื่น (CF) กับ V_{dc} จากการทดลองและจากการจำลองเมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz.....	115
4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบยอดคลื่น CF กับ C_x, C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 31$ kHz, $V_{dc} = 330$ V.....	116
4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 4.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz.....	116
4.36ก รูปคลื่นของแรงดัน I_{input} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage วงจรที่ 1.....	117

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ Vdc กับ Cy จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF L=5.85 mH f=40kHz.....118

4.38 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ Vdc กับ Cx จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ Cy=10nF L=5.85mH f=40kHz.....119

4.39 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ Vdc กับ L จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF Cy=10nF f=40kHz.....119

4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ Vdcกับความถี่ จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF Cy=10nF L=5.85mH กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz.....120

4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD กับ Cy จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF L=5.85mH f=40kHz.....121

4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD กับ Cx จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cy=10nF L=5.85mH f=40kHz.....122

4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD กับ L จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF Cy=10nF f=40kHz.....122

4.44 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD กับความถี่ จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF Cy=10nF L=5.85mH กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz.....122

4.45 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ Cy จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47nF L=5.85mH และ f= 40kHz.....124

4.46 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ Cx จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cy=10nF L=5.85mH และ f= 40kHz.....124

4.47 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ L จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ Cx=47 nF Cy=10nF และ f= 40kHz.....124

สารบัญภาพ(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.48 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังกับความถี่ จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่ จาก 30-60 kHz.....	125
4.49 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่น กับ C_y จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$	126
4.50 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นกับ C_x จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$	126
4.51 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นกับ L จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $f=40\text{kHz}$	127
4.52 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นกับความถี่ จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz.....	128
4.52 ก รูปคลื่นของแรงดัน I_{input} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิด ใช้งานแบบ stage single วงจรที่ 2.....	129

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีและการเติบโตทางเศรษฐกิจมีผลทำให้การใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้นจนเป็นที่เกรงกันว่า จะเกิดการขาดแคลนพลังงานในอนาคต เนื่องจากพลังงานที่ใช้ในปัจจุบันเป็นพลังงานที่ใช้แล้วหมดไป ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาความรู้ทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมาใช้เพื่อแสวงหาแหล่งพลังงานใหม่ และในขณะเดียวกันก็หาแนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้พลังงานเพื่อให้ได้ประโยชน์สูงสุด อุปกรณ์ให้แสงสว่างก็เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เช่นการใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent Lamp) ซึ่งเป็นหลอดก๊าซคัลซิซาร์จ แทนหลอดแบบเผาไส้ (Incandescent Lamp) ทำให้สามารถประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้ 4-5 เท่าในขณะที่ได้แสงสว่างเท่ากัน แต่การใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์มีความยุ่งยากกว่าเนื่องจากหลอดดังกล่าวมีความต้านทานพลวัตเป็นลบ ดังนั้นจึงต้องใช้ร่วมกับบัลลาสต์ (Ballast) และสตาร์ทเตอร์ (Starter) เพื่อควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าเหมาะสม และช่วยในการจุดหลอดโดยในการใช้งานเริ่มแรกจะใช้บัลลาสต์แกนเหล็ก (Magnetic Ballast) ต่อมาภายหลัง เริ่มมีการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Ballast) ในราวปี ค.ศ. 1968 (Marian K.Kazimierzok, 1993) ในอดีตการใช้งานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังไม่ได้รับความนิยมเนื่องจากปัญหาทางด้านราคา และความทนทาน แต่ในปัจจุบันเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ได้พัฒนามากขึ้นจึงได้มีการนำบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มาใช้งานมากขึ้น เช่นในเครื่องถ่ายภาพเอกซเรย์, ในจอแอลซีดีของโทรทัศน์ขนาดเล็ก, ในงานที่ต้องการปรับหรี่แสงสว่างและในงานที่ต้องการบัลลาสต์ขนาดเล็กน้ำหนักเบา เช่นสำหรับโคมไฟบนเครื่องบิน นอกจากนี้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังสามารถช่วยประหยัดพลังงาน โดยช่วยลดกำลังที่จ่ายให้หลอดและกำลังสูญเสียที่บัลลาสต์ลงได้อีกทั้งยังมีน้ำหนักเบา และจากการทำงานที่ความถี่สูงในระดับ 20-50 กิโลเฮิรตซ์ จึงทำให้แสงที่ได้นุ่มนวลกว่าการใช้บัลลาสต์แกนเหล็กอื่นเนื่องมาจากไม่มีผลทางสโตรโบสโคปิก (Stroboscopic effect) และค่าตัวประกอบกำลังของหลอด (Lamp Power Factor) จะสูงกว่า รวมทั้งอุณหภูมิโดยเฉลี่ยที่หลอดจะต่ำกว่าเมื่อใช้กับบัลลาสต์แกนเหล็ก แต่อย่างไรก็ดีการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็ยังไม่เป็นที่แพร่หลายเท่าที่ควร เนื่องจากสาเหตุต่างๆหลายประการคือ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ มีอุปกรณ์ที่ซับซ้อนกว่าบัลลาสต์แกนเหล็กถ้าการออกแบบวงจรไม่เหมาะสมจะทำให้ไม่ทนทานและมีอายุการใช้งานที่ต่ำกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก โดยทั่วไปโครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor correction circuit ; PFC) วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High

Frequency Inverter) และตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ปัจจุบันบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังมีราคาโดยทั่วไปสูงกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก นอกจากนี้ยังรวมถึงการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro magnetic interference ; EMI) การรบกวนคลื่นวิทยุ (Radio Frequency interference ; RFI) [1], [2] และยังมีอาการกำเนิดกระแสฮาร์มอนิกที่สูงกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก ถ้าไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้นวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังจึงมีความจำเป็นสำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คุณภาพดีปัจจุบันได้มีความพยายามที่จะพัฒนาวงจรซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ให้มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำและค่าตัวประกอบกำลังสูง โดยใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

ปัจจุบันวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังมีมากมายหลายแบบ ต่างก็มีข้อเด่นและข้อด้อยในตัว ซึ่งการเลือกใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังขึ้นกับความต้องการด้านคุณภาพของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เช่นถ้าต้องการคุณภาพในระดับที่ตีมากราคาก็จะสูงตามไปด้วยแต่ถ้าต้องการคุณภาพในระดับที่พอใช้ราคาก็จะต่ำลงมา อย่างไรก็ตามโดยเฉลี่ยของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะสูงกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก จึงมีความพยายามที่จะพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีกระแสฮาร์มอนิกต่ำและตัวประกอบกำลังด้านเข้าสูงโดยใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น เพื่อให้มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรรวมทั้งพิกัดของอุปกรณ์ให้น้อยที่สุดเพื่อให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีความทนทานในการใช้งานและมีราคาไม่สูงเกินไป วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังมีหน้าที่ในการปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงกับไซน์เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิก และเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 เราสามารถแบ่งการทำงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังออกเป็น 2 แบบตามลักษณะของอุปกรณ์ที่ใช้ คือวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงาน (Passive Power Factor Correction Circuit) และวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงาน (Active Power Factor Correction Circuit)

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงาน มีหลักการทำงานโดยการเพิ่มตัวเก็บประจุ (Capacitor) และตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) จำนวนไม่มากทางด้านหน้าหรือด้านหลังของตัวเรียงกระแส [3],[4] อย่างไรก็ตามตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเหล่านี้ทำงานที่ความถี่สายกำลังจึงมีทั้งค่าและขนาดที่ใหญ่เพราะฉะนั้นถ้าหากต้องการค่าตัวประกอบกำลังใกล้ 1 จะต้องใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ที่มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก โดยทั่วไปวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงานจะมีค่าตัวประกอบกำลังน้อยกว่า 0.95 และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกมากกว่า 20 %

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงาน โดยพื้นฐานจะต้องใช้สวิตช์ไวงาน (Active Switch) ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) และวงจรขับนำสวิตช์ ส่วนใหญ่ใช้หลักการการทำงานของวงจรแปลงผันกำลัง

แบบทบระดับหรือวงจรแปลงผันกำลังแบบทอน-ทบระดับ ซึ่งมีความซับซ้อนมากขึ้น อันเป็นการเพิ่มทั้งขนาดและราคาของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยทั่วไปวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานจะมีค่าตัวประกอบกำลังมากกว่า 0.95 และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมน้อยกว่า 20% แต่เนื่องจากวงจรใช้อุปกรณ์มากดังนั้นเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ลงจึงได้มีการพัฒนาวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานโดยยังอิงหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังแบบทบระดับหรือวงจรแปลงผันกำลังแบบทอน-ทบระดับ แต่ลดจำนวนสวิตช์ไวงานและวงจรขับนำสวิตช์ลง โดยใช้สวิตช์ไวงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และยังคงรักษาคุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานไว้ได้ แต่จะมีข้อเสียคือสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะต้องรับภาระมากขึ้น และการออกแบบจะมีความซับซ้อนมากขึ้น ถ้าออกแบบวงจรไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดความเค้นที่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะทำให้อายุการใช้งานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สั้นลง

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงทำการศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆจำนวน 5 ชนิด การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆใช้คุณสมบัติที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์ เพื่อที่จะสามารถเลือกใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆให้มีคุณสมบัติเหมาะสมกับการใช้งาน โดยจำแนกออกเป็น 3 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเลื่อนงาน
2. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานพื้นฐาน ที่ใช้สวิตช์ไวงานแยกกันกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Two Stage)
3. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงาน โดยใช้สวิตช์ไวงานร่วมกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Single Stage)

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1. ศึกษาและ วิเคราะห์การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
2. คำนวณและวัดคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
3. เปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ โดยใช้คุณสมบัติ ที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์
4. ศึกษาข้อจำกัดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

1. ศึกษา วิเคราะห์และออกแบบสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังอย่างน้อย 5 ชนิด
2. ศึกษาเปรียบเทียบ คุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการทดลอง โดยใช้คุณสมบัติต่างๆที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์
3. สรุปข้อจำกัดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ค้นคว้าและศึกษาหลักการการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มตัวประกอบกำลังด้านเข้าแบบต่างๆ
2. วิเคราะห์และจำลองการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ ด้วยคอมพิวเตอร์
3. เปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ โดยใช้คุณสมบัติที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์
4. หาแนวทางในการปรับปรุงคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆที่ได้จากการจำลอง
5. สร้าง และ ทดสอบการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มตัวประกอบ กำลังด้านเข้าแบบต่างๆที่ได้จากการจำลอง
6. แก้ไขข้อบกพร่องของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มตัวประกอบ กำลังด้านเข้าแบบต่างๆที่สร้างขึ้น
7. วัดคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆหลังจากได้แก้ไขข้อบกพร่องแล้วโดยใช้คุณสมบัติต่างๆที่ปรากฏ ในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์และเปรียบเทียบผลที่วัด ได้กับผลการคำนวณทางทฤษฎี
8. สรุปผลการทดลอง
9. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจถึงหลักการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
2. ให้นำมาถึงข้อดีและข้อเสียตลอดจนขีดจำกัดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
3. เป็นการศึกษาค้นคว้า เทคโนโลยีบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้สามารถพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีความทนทานและเหมาะสมกับการใช้งานและราคาเหมาะสม เพื่อใช้แทนบัลลาสต์แกนเหล็กได้
4. จากผลการศึกษาวิจัยสามารถนำไปใช้ในภาคอุตสาหกรรม ได้ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อประเทศในด้านการประหยัดพลังงาน

1.6 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1. บทนำ
2. พื้นฐานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆและทฤษฎีการทำงาน
3. การวิเคราะห์ห่ออกแบบและสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
4. ทดลองและวัดคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆโดยเปรียบเทียบค่าที่ได้กับผลการคำนวณทางทฤษฎีของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆและเปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ
5. สรุป วิจัย และข้อเสนอแนะ
6. ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

พื้นฐานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆและทฤษฎีการทำงาน

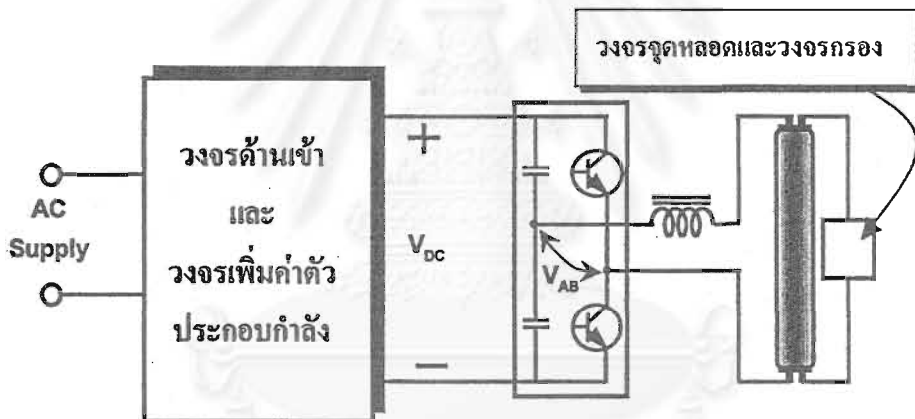
บทนำ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คืออุปกรณ์ที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์เพื่อทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เพื่อให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ติดสว่างและทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ การใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงทำให้สามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีขนาดเล็กและมีกำลังสูญเสียต่ำโดยที่ราคาไม่แพงเกินไป การทำงานที่ความถี่สูงนอกจากสามารถลดกำลังสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่เหมือนกับบัลลาสต์แกนเหล็กแล้ว ยังทำให้ประสิทธิภาพการส่องสว่าง (luminous efficacy) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วย แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานโดยทั่วไปเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz จึงมีความจำเป็นต้องเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรองแรงดันไฟฟ้าเพื่อป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรเรียงกระแสโดยทั่วไปที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองมักก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกปะปนเข้ามาที่กระแสทางด้านเข้าของวงจร สาเหตุหนึ่งมาจากลักษณะการทำงานของ ไดโอดเรียงกระแสที่จะยอมให้กระแสไหลผ่านก็ต่อเมื่อขนาดของแรงดันจากแหล่งจ่ายมีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านออกคั้งนั้นจึงทำให้มีกระแสไหลจากแหล่งเฉพาะเมื่อแรงดันเข้ามีค่าสูงกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุ ส่งผลให้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้าผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ จึงมีผลทำให้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (total harmonic distortion) มีค่ามากกว่า 100% และตัวประกอบกำลังด้านเข้าน้อยกว่า 0.6 คุณสมบัติดังกล่าวทำให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ ไม่เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 (ในอดีตใช้ IEC 555-2) เพื่อให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีคุณสมบัติเป็นไปตามมาตรฐานจึงจำเป็นต้องใช้ วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (power factor correction circuit) เพื่อปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ให้มากที่สุด เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิกและเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า การทำงานของวงจรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรซึ่งมีอยู่ 2 ชนิดคือวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงาน (passive power factor correction circuit) เป็นวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้อุปกรณ์เฉื่อยงานเช่น ตัวเหนี่ยวนำ (inductor) ตัวเก็บประจุ (capacitor) และ ไดโอด (diode) ต่อเข้ากับส่วนหน้าหรือส่วนหลังของ ไดโอดเรียงกระแส เพื่อให้คุณสมบัติด้านเข้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ดีขึ้น โดยทั่วไปวงจรดังกล่าวจะมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำกว่า 0.95 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกมากกว่า 20 % โดยราคาเพิ่ม

จากบัลลาสต์พื้นฐานประมาณ 15-30 % วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน (active power-factor correction circuit) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานส่วนใหญ่ใช้หลักการ ทำงานของวงจรแปลงผันกำลังแบบทบระดับหรือวงจรแปลงผันกำลังแบบทอน-ทบระดับซึ่งจะช่วย ให้ค่าตัวประกอบกำลังมากกว่า 0.95 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรมน้อยกว่า 20 % ราคาเพิ่มจากบัลลาสต์พื้นฐานประมาณ 50-100 % หรือ 200-300 % ขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจร

2.1 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง (C-filter)

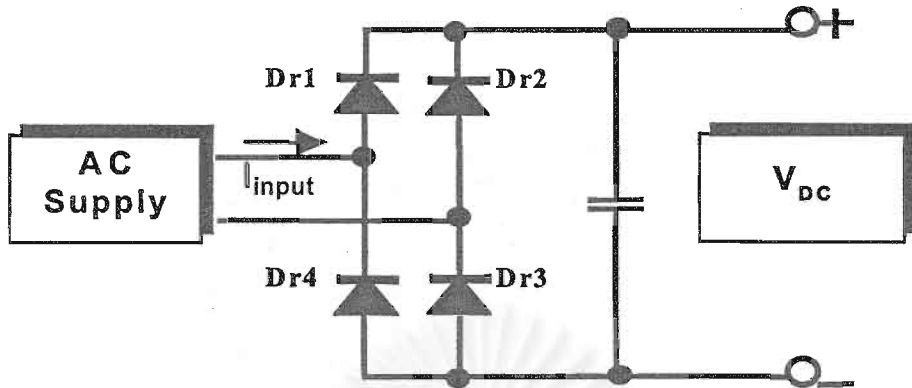
ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ส่วนใหญ่ใช้วงจรเรียงกระแสเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็น ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงโดยมีการต่อวงจรดังในรูปที่ 2.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่มีวงจร เพิ่มค่าตัวประกอบกำลังยังเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุด จะมีเพียงตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็นวงจร กรองเท่านั้น



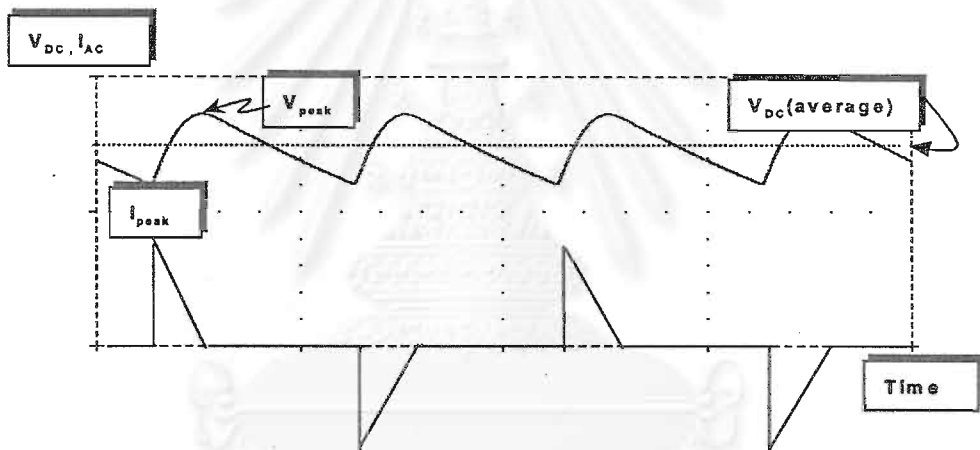
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

2.1.1 โครงสร้าง

รูปที่ 2.2 เป็นรูปวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็น ไฟฟ้ากระแสตรงโดยมีตัวเก็บประจุ (C) เป็นวงจรกรอง



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุ (C) เป็นวงจรกรองแรงดัน



รูปที่ 2.3 แรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองแรงดัน

2.1.2 การทำงาน

วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยทั่วไปมักใช้ วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ซึ่งประกอบด้วยไดโอด (diode) 4 ตัวต่อกัน ดังในรูปที่ 2.2 Dr1, Dr3 จะทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเป็นบวก ส่วน Dr2, Dr4 จะทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเป็นลบการใช้อตัวเก็บประจุ(C)เป็นวงจรกรองจะทำให้ไดโอดนำกระแสเฉพาะในช่วงที่แรงดันเข้ามีค่าสูงกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุ ทำให้กระแสออกของวงจรเรียงกระแสมีลักษณะเป็นพัลส์ดังในรูปที่ 2.3 วงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองนี้จะมีข้อดีคือเป็นวงจรที่ง่ายใช้อุปกรณ์น้อยทำให้มีราคาถูกลง แต่ก็มีข้อเสียคือค่าตัวประกอบกำลังต่ำกว่า

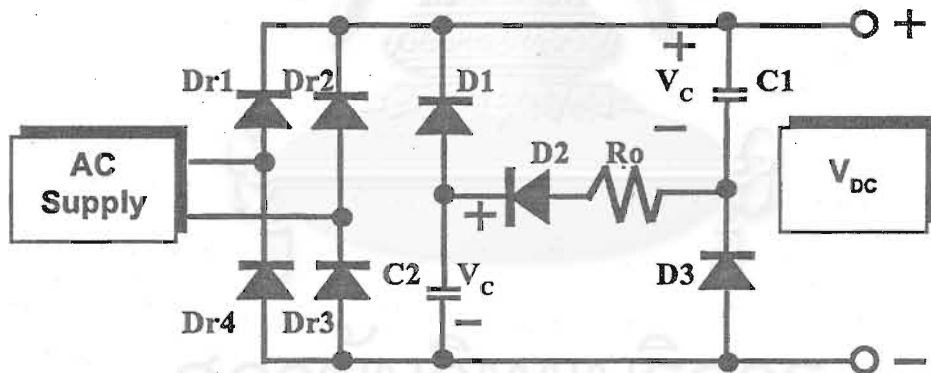
0.6 และค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมสูงมากกว่า 100 % นอกจากนั้นคุณสมบัติด้านเข้ายังขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายด้วยซึ่งนับว่าเป็นข้อเสียหนึ่งของวงจรนี้

2.2 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley

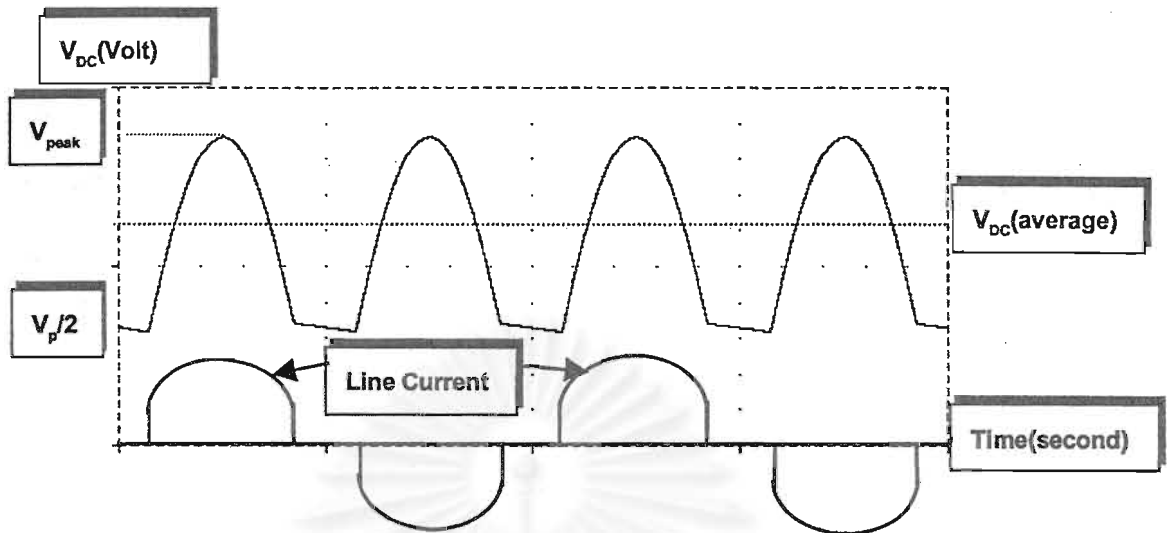
การเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อาจใช้วงจรกรองที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ต่อเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ แต่วงจรดังกล่าวจะต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่มีค่าใหญ่ เนื่องจากไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังมีความถี่ต่ำทำให้อุปกรณ์มีขนาดใหญ่ น้ำหนักและกำลังสูญเสียมาก วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงานที่ได้รับความนิยมคือ วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ Ripple or Valley [3]

2.2.1 โครงสร้าง

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้ วงจร Ripple or Valley จะมีค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 0.95 และค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมประมาณ 25 - 35 % วงจรดังกล่าวจะใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทานหรือตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว และไดโอด 3 ตัวคือไว้ หลังวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้
วงจร Ripple or Valley



รูปที่ 2.5 แรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฟูล์วที่ใช่วงจร Ripple or Valley

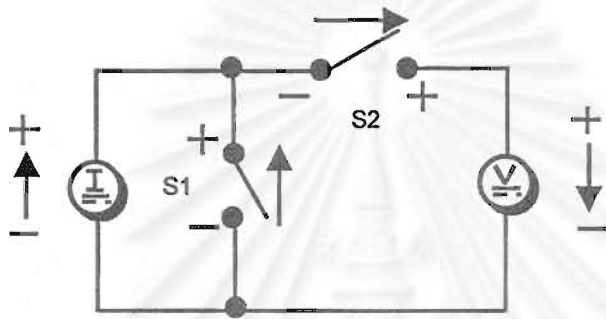
2.2.2 การทำงาน

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฟูล์วที่ใช่วงจร Ripple or Valley ช่วยเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า โดยการขยายช่วงเวลาการนำกระแสของวงจรเรียงกระแสให้มากกว่าวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช่วัสดุเก็บประจุเป็นวงจรกรองทั่วไป โดยการประจุ (charge) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) ในลักษณะที่ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกัน ในช่วงที่แรงดันเข้ามีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว (V_C) แต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ($2V_C$) จะมีกระแสไหลออกจากวงจรเรียงกระแสจ่ายให้กับโหลดโดยตรง ทั้งในช่วงที่แรงดันเข้าเพิ่มจาก V_C เป็น $2V_C$ และในช่วงที่แรงดันเข้าลดลงจาก $2V_C$ เป็น V_C และในช่วงที่แรงดันเข้าต่ำกว่า V_C ตัวเก็บประจุทั้งสองจะมีลักษณะต่อเป็นแบบขนานและจ่ายพลังงานให้กับโหลด ตัวต้านทานหรือตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับไดโอด D_2 ในรูปที่ 2.4 ช่วยลดค่ายอดของกระแสด้านเข้า รูปที่ 2.5 เป็นรูปคลื่นแรงดันออกและกระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฟูล์วที่ใช่วงจร Ripple or Valley จะเห็นได้ว่าช่วงเวลานำกระแสของวงจรเรียงกระแสจะกว้างขึ้นซึ่งเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมให้ดีขึ้น วงจรนี้มีค่าระลอกของแรงดันออกจะสูงกว่าวงจรเรียงกระแสที่ใช่วัสดุเก็บประจุเป็นวงจรกรอง ซึ่งนับว่าเป็นข้อเสียที่สำคัญของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบนี้

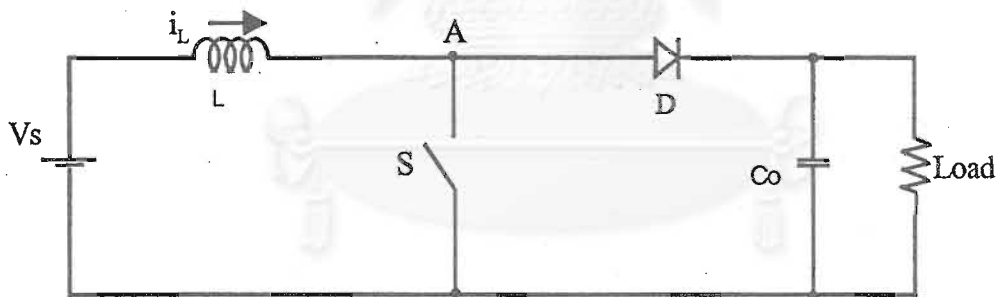
2.3 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงาน ส่วนใหญ่จะใช้หลักการทํางานของวงจรแปลงผันกำลังแบบทบระดับ (boost converter)

วงจรทบระดับเป็นวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงพื้นฐานที่มีโครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 2.6 โครงสร้างนี้จะมีกิ่งกระแสอยู่ทางด้านซ้ายมือซึ่งเป็นแหล่งจ่ายพลังงานส่วนกิ่งทางด้านขวามือเป็นกิ่งแรงดันและเป็นโวลครีบพลังงาน วงจรนี้ให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกสูงกว่าค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเสมอ และอาจจะทํางานในโหมดกระแสต่อเนื่องหรือไม่ต่อเนื่องก็ได้



รูปที่ 2.6 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรทบระดับ

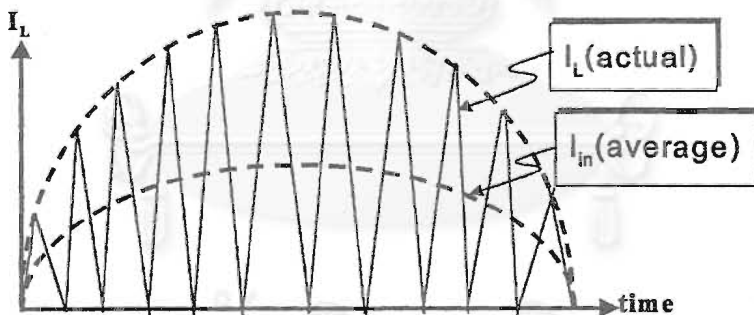


รูปที่ 2.7 วงจรแปลงผันกำลัง แบบทบระดับพื้นฐาน

รูปที่ 2.7 เป็นวงจรแปลงผันกำลังแบบทบระดับประกอบด้วย สวิตช์โวลงาน(S) ไดโอด(D) ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุด้านออก (Co) สวิตช์จะนำกระแสโดยมีวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ที่เหมาะสมเพื่อให้กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ ในช่วงที่สวิตช์โวลงานนำกระแส ศักดาที่จุด A จะลดลงต่ำกว่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้า แรงดันจากแหล่งจ่ายจะทำให้กระแสเพิ่มขึ้นและพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ(L) เพิ่มขึ้นโดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) มีค่ายอดของกระแสแปรเป็นฟังก์ชันไซน์กับเวลา ในช่วงที่สวิตช์โวลงานหยุดนำกระแส จะมีการส่งผ่านพลังงานจากแหล่งจ่ายและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L) ให้กับตัวเก็บประจุ (Co) ด้านออกและโหลด

โดยผ่านไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว (fast recovery diode, D) แรงดันออกตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C_o) ที่มีค่าสูงกว่าแรงดันแหล่งจ่ายด้านเข้า จะทำให้กระแสและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L) ลดลง

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage ซึ่งใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มีโครงสร้างแบบทบระดับ โดยใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์โวลงานซึ่งจะมีข้อดีคือเราสามารถควบคุมการต่อ (turn-on) และตัด (turn-off) วงจรของสวิตช์ได้อย่างอิสระ โดยทั่วไปวงจรนี้จะทำงานที่ซิดแบ่งระหว่างภาคกระแสต่อเนื่องจากภาคกระแสไม่ต่อเนื่องซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำลงมากโดยเฉพาะการลดกำลังสูญเสียเนื่องจากกระแสอิมพัลส์ย้อนกลับของไดโอด โดยอาศัยหลักของการตัดต่อวงจรของสวิตช์ด้วยความถี่สูง วงจรนี้จะควบคุมกระแสด้านเข้าให้ค่าเฉลี่ยมีรูปร่างเป็นไซน์และมีการเบี่ยงเบนของเฟสระหว่าง รูปคลื่นของกระแสและแรงดันน้อยมาก จนกล่าวได้ว่ามีตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่งและจากการตัดต่อวงจรของสวิตช์ด้วยความถี่สูงกว่าความถี่สายกำลัง (50 Hz) มากๆ จึงทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ มีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่สูงมากโดยค่ายอดของรูปสามเหลี่ยมจะแปรกับเวลาเป็นฟังก์ชันไซน์ดังรูปที่ 2.8 และถ้าหากกรองความถี่สูงของกระแสออกด้วยวงจรกรองด้านเข้าจะทำให้ได้รูปคลื่นของกระแสเฉลี่ยที่ใกล้เคียงไซน์ โดยจะมีแอมพลิจูดประมาณครึ่งหนึ่งของค่ายอดของรูปไซน์ก่อนกรองโดยมีความถี่เท่ากับความถี่ของสายกำลัง



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ (I_L) และค่าเฉลี่ย (I_{INPUT})

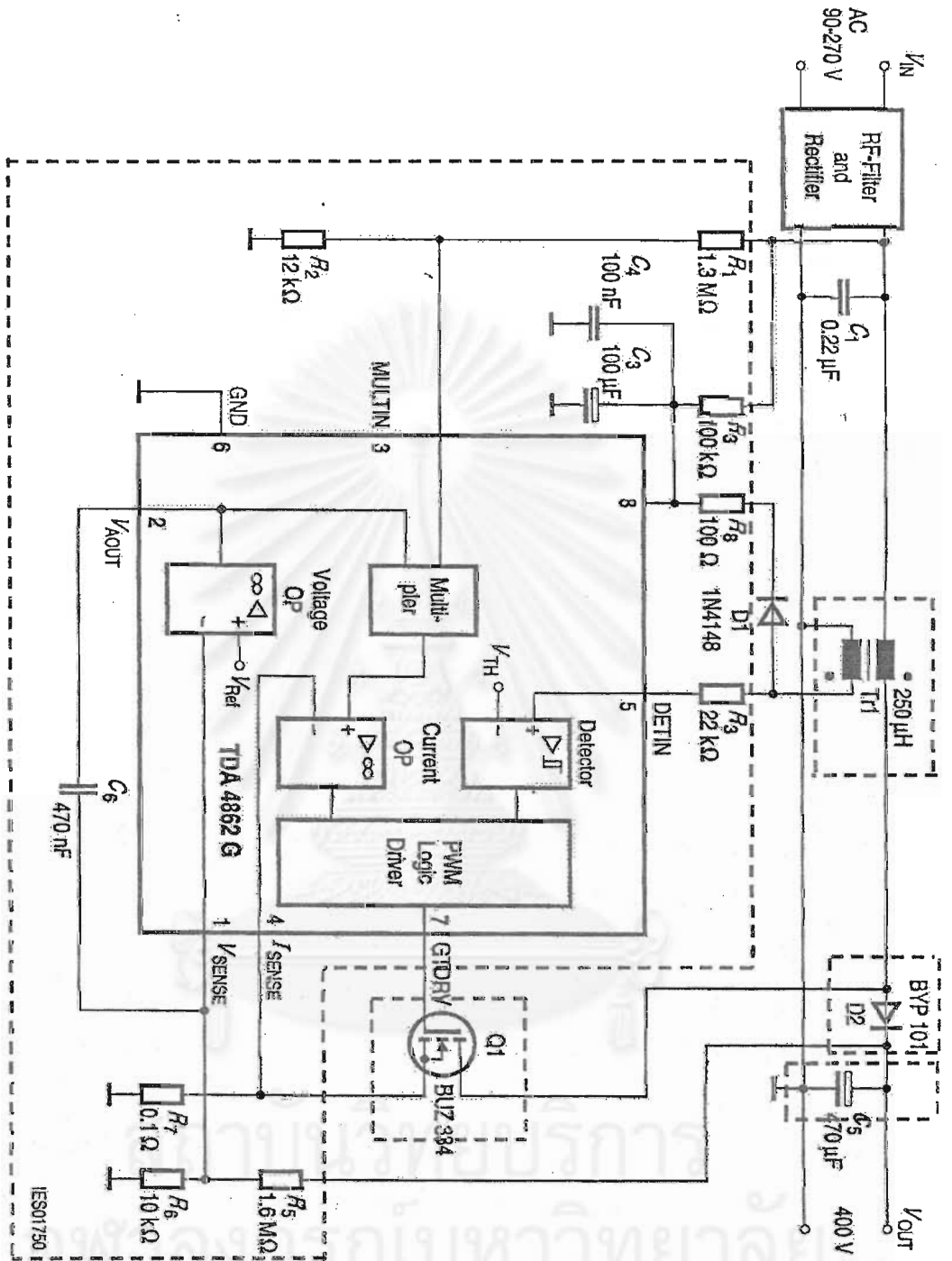
2.3.1 โครงสร้าง

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage ที่ใช้หลักการของวงจรทบระดับ และใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์โวลงาน วงจรดังกล่าวจะให้ค่าตัวประกอบกำลังที่ใกล้เคียงหนึ่งและค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมน้อยกว่า 10 % เป็นวงจรที่ให้คุณสมบัติทางด้านเข้าที่ดีมากวงจรหนึ่งนอกจากนั้นยังสามารถควบคุมแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่ถึงแม้ว่า

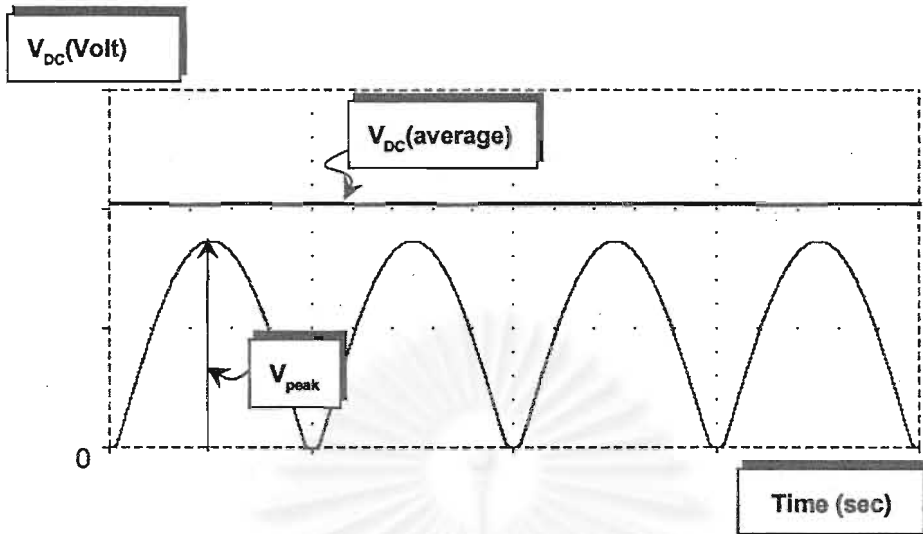
แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าจะมากกว่าหรือน้อยกว่าค่าปกติก็ตาม โดยวงจรประกอบด้วยวงจรรองด้านเข้า วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ (Tr1) สวิตช์ไวงาน 1 ตัว(Q1)ชุดขับนำสวิตช์ (ไอซี TDA 4862) ตัวเก็บประจุ (C_3) และไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว (fast recovery diode, D2) ดังรูปที่ 2.9



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ที่ใช้หลักการของวงจรระดับใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน



รูปที่ 2.10 แรงดัน V_{DC} ของโครงสร้างวงจรด้านเข้าที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน

2.3.2 การทำงาน

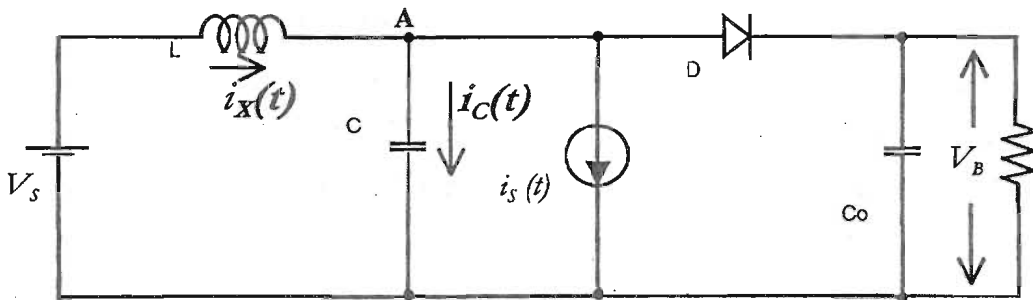
การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stageที่ใช้โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังแบบวงจรทระดับใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน สามารถอธิบายได้ดังนี้คือจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังผ่านวงจรกรองด้านเข้า วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ทำให้แรงดันออกจากวงจรเรียงกระแสมีลักษณะเป็นไซน์ที่มีแรงดันทิศทางเดียวมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่สายกำลัง (รูปสัญญาณไซน์ครึ่งคลื่นความถี่ 2 เท่าของสายกำลัง) การควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปไซน์ ทำได้โดยการสุ่มสัญญาณไซน์ครึ่งคลื่นความถี่ 2 เท่าของสายกำลังผ่านวงจร voltage divider ($R1, R2$) เพื่อให้มีขนาดเล็กลงและป้อนเข้าวงจรคูณ(multiplier)เพื่อคูณกับผลต่างระหว่างแรงดันอ้างอิงกับแรงดันที่สุ่มมาจากแรงดันด้านออกของวงจรหรือเป็นแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ผ่านวงจร voltage divider ($R5, R6$) เพื่อให้มีขนาดเล็กลงดังนั้นสัญญาณด้านออกของวงจรคูณ(multiplier)จะเป็นสัญญาณไซน์ครึ่งคลื่นความถี่ 2 เท่าของสายกำลังซึ่งมีขนาดแปรตามค่าผิดพลาดระหว่างแรงดันอ้างอิงกับด้านออกสัญญาณออกของวงจรคูณจะป้อนเข้าวงจรภาคเปรียบเทียบ(comparator)เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสที่อยู่ในรูปของแรงดันซึ่งมีค่าแปรตามกระแสที่ไหลจริงเพื่อใช้ในการควบคุมค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์ ส่วนภาคการตรวจสอบกระแสผ่านศูนย์(zero current detector) จะสุ่มสัญญาณกระแสผ่านศูนย์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทางขดลวดช่วย เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำลดลงเป็นศูนย์จะทำให้มีแรงดันที่เกิดจากการกำรขของตัวเก็บประจุประจุ

(parasitic) และตัวเหนี่ยวนำป้อน เข้าวงจร schmitt trigger วงจรดังกล่าวจะส่งสัญญาณควบคุมให้ สวิตช์ไวงานต่อวงจรทำให้กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นรูปสามเหลี่ยมและทำงานในภาคชดเชย แบ่งระหว่างกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง การป้อนกลับของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำผ่าน ขดลวดช่วย (Auxiliary Winding) ดังแสดงในรูปของแรงดันรูปที่ 2.9 โดยวงจรควบคุม (วงจรฟลิปฟลอปแบบ R-S) จะให้แรงดันออกมีค่าสูง (High) เพื่อไปขับนำสวิตช์ให้นำกระแสเมื่อกระแส จากตัวเหนี่ยวนำมีค่าถึงพิกัดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์ และ วงจรควบคุมจะให้แรงดันออกมีค่าต่ำ (Low) เพื่อ ไปทำให้สวิตช์หยุดนำกระแสถ้าหากกระแสจากตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงถึงพิกัดสูงสุดของรูปคลื่น ไซน์ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับสัญญาณความคลาดเคลื่อนซึ่งทำงานที่ ภาคกระแสชดเชยแบ่ง วงจรควบคุมแบบนี้จะมีข้อดีคือ สามารถปรับปรุงคุมค่าแรงดันออกได้โดย อัตโนมติ มีการตอบสนองต่อภาวะชั่วคราว (transient) ที่ดี

2.4 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มี โครงสร้างของวงจรทระดับ วงจรที่ 1

ส่วนวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานที่มีลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ single stage จะใช้สวิตช์ไวงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับสวิตช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์ วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบนี้ใช้หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังแบบเสมือนทระดับ (quasi-boost converter) ตามรูปที่ 2.11 วงจรแบบนี้จะมีข้อดีคือยังสามารถรักษาคุณสมบัติของ กระแสและแรงดันด้านเข้าให้ใกล้เคียงกับวงจรทระดับไว้ได้ในขณะที่สามารถลดการใช้สวิตช์ไว งานรวมทั้งวงจรขับนำสวิตช์ของวงจรทระดับลงได้แต่ก็จะมีข้อเสียอยู่บ้างเนื่องจากสวิตช์ไวงาน ของอินเวอร์เตอร์ จะต้องรับกระแสสองส่วนนอกเหนือจากกระแสของวงจร โหลดหรืออินเวอร์ เตอร์แล้วยังต้องรับส่วนของกระแสของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้วยจึงอาจจะทำให้มีขีดจำกัด หรือการกระทบกระทั่งของกระแส โหลดและกระแสของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังเกิดขึ้นถ้า การออกแบบวงจรไม่เหมาะสม ซึ่งถ้าเป็นวงจรทระดับที่มีสวิตช์ไวงานแยกจากสวิตช์ไวงานของ อินเวอร์เตอร์ปัญหานี้ก็จะไม่เกิดขึ้น

วงจรเสมือนทระดับจะใช้การประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุในการดึงศักดาให้สูง หรือต่ำเพื่อที่จะให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นหรือลดลง ซึ่งก็เหมือนกับว่าตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่เหมือนสวิตช์ไวงานแต่เป็นสวิตช์ที่ไม่ได้ปิด-เปิดอย่างทันทีทันใด และแรงดันที่ตกคร่อม ตัวเก็บประจุอาจจะลดลงถึงศูนย์หรือไม่ถึงศูนย์ก็ได้แต่แต่ลักษณะและรูปลักษณะของวงจรมันๆ



รูปที่ 2.11 วงจรเสมือนทระดับ

การทำงานของวงจรเสมือนทระดับตามรูปที่ 2.11 อาศัยการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ (C) โดยแหล่งกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์ i_s เพื่อทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันของจุด A เช่นเดียวกับวงจรทระดับโดยทั่วไป กล่าวคือในช่วงที่มีการคายประจุของตัวเก็บประจุ (C) จนศักดาที่จุด A ต่ำกว่าศักดาที่ด้านออกของแหล่งจ่ายไฟตรง กระแสและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L) จะมีขนาดเพิ่มขึ้น ในช่วงที่ตัวเก็บประจุ (C) ถูกประจุจะมีแรงดันสูงกว่าแรงดันด้านออก (V_o) พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L) ก็จะจ่ายให้ตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) โดยผ่านไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว (fast recovery diode, D) และแรงดันด้านออกที่มีค่าสูงกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายจะทำให้กระแสและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำลดลงเช่นเดียวกันกับวงจรทระดับโดยทั่วไป

2.4.1 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มีโครงสร้างของวงจรทระดับ วงจรที่ 1

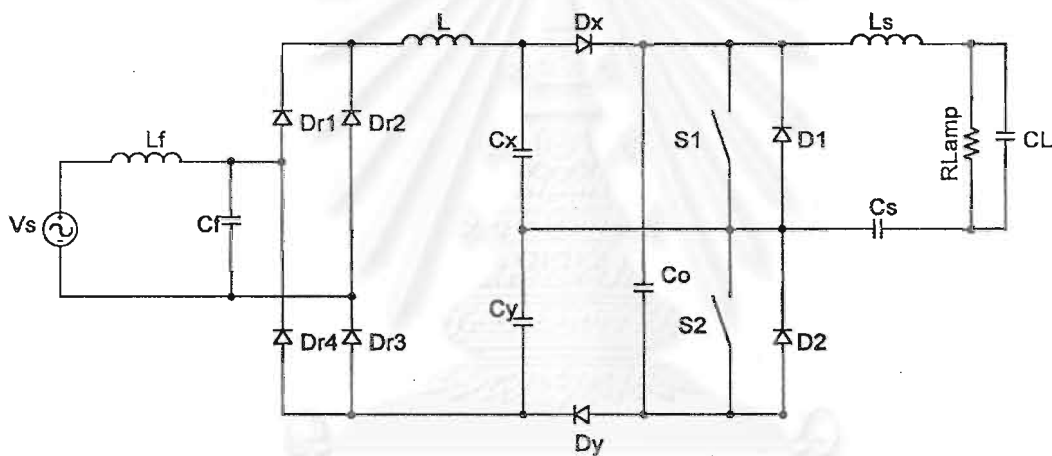
วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังโดยใช้หลักการของวงจรเสมือนทระดับตามรูปที่ 2.11

เป็นวงจรที่ใช้กันมากในปัจจุบัน โดยนำเอาอุปกรณ์thyristorเข้ามาแทรกระหว่างวงจรเรียงกระแสและอินเวอร์เตอร์เพื่อปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีรูปร่างใกล้เคียงไซน์ซึ่งจากการเพิ่มอุปกรณ์ดังกล่าว เพียงเล็กน้อยสามารถทำให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงและความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมต่ำได้โดยปราศจากการเพิ่มสวิตช์โวลงานและวงจรควบคุม

2.4.1.1 โครงสร้าง

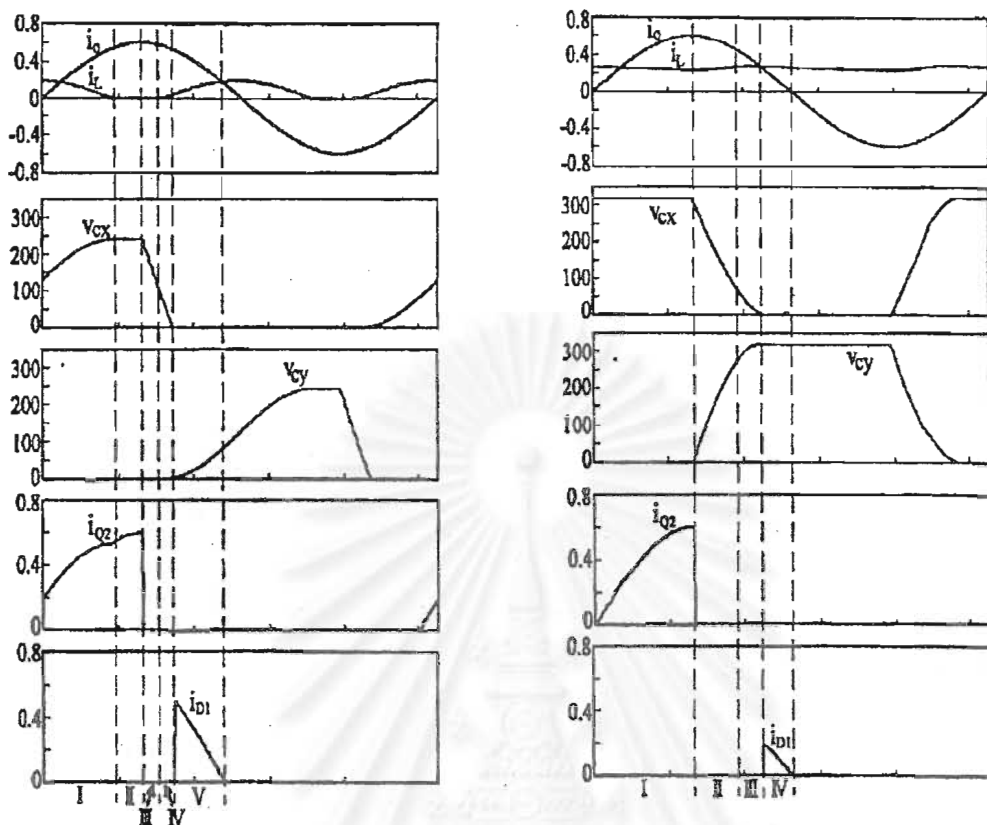
ตามรูปที่ 2.13 อุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะล้อมรอบด้วยกรอบสี่เหลี่ยมประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว, ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และ ไดโอดส่งผ่านพลังงาน 1 คู่ ตัวเหนี่ยวนำ (L) ทำหน้าที่เหมือนกับสายพานลำเลียงพลังงาน โดยเป็นทางผ่านของกระแสด้านเข้าซึ่งทำหน้าที่เช่นเดียวกับตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับในการเพิ่มแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (dc-link voltage) ตัวเก็บประจุ C_x และ C_y

ทำงานคล้ายกับ ถังพลังงานเล็กๆ 2 ถัง ซึ่งจะถูกระเบิดและคายประจุที่ความถี่สูงเป็นหลัก จึงมีขนาดเล็กได้ การทำให้เกิดการเก็บประจุและคายประจุที่ความถี่สูงนี้สามารถทำได้โดยการทำงานของ สวิตช์อินเวอร์เตอร์ โดยไดโอด 2 ตัวที่ใช้ส่งผ่านพลังงานคือ D_x และ D_y จะนำกระแสของตัวเหนี่ยวนำไปยังตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ C_0 หรือ ไปยังโหลด วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบนี้สามารถที่จะดึงกระแสจากสายกำลังในทุกๆวัฏจักรการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จากผลดังกล่าวจะทำให้กระแสของสายกำลังด้านเข้ากลายเป็นรูปคลื่นความถี่สูงซึ่งมีเอนเวโลปเป็นไซน์ ซึ่งเกือบจะอินเฟสกับแรงดันด้านเข้า ความถี่สูงที่บรรจุอยู่ในกระแสด้านเข้าสามารถกำจัดออกไปได้โดยการใช้วงจรกรองผ่านต่ำผลที่ได้ก็คือสามารถทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งได้และค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมต่ำสุด 12.5 % ได้



รูปที่ 2.12 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวแกน แบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทระดับวงจรที่ 1

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



$\omega_s t = \pi/8$ ที่แรงดันค่านเข้าต่ำๆ

$\omega_s t = \pi/2$ ที่ค่าออกของแรงดันด้าน

รูปที่ 2.13 รูปคลื่นต่างๆที่เวลา $\omega_s t = \pi/8$ และ $\omega_s t = \pi/2$ ตามลำดับ

2.4.1.2 การทำงาน

จากรูปที่ 2.12 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ single stage (Chin S. Moo, Ying C. Chuang, Ching R. Lee, 1999) โดยเมื่อพิจารณากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L เราสามารถแบ่งการทำงานในแต่ละครึ่งคาบของความถี่สายกำลังได้ 2 ภาคการทำงาน คือ

- ภาคที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง
- ภาคที่ 2 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง

การทำงานในภาคที่ 1 ก็คือในช่วงที่แรงดันเข้าของวงจรมีค่าต่ำๆ ค่าแรงดันสูงสุดของ V_{cx} จะน้อยกว่าแรงดันของแรงดันไฟตรง V_{dc} ภายใต้เงื่อนไขดังกล่าวกระแสของตัวเหนี่ยวนำและกระแสด้านเข้าจะไม่ต่อเนื่องส่วนการทำงานในภาคที่ 2 ก็คือ ในช่วงที่แรงดันเข้าของวงจรมีค่าสูงๆ กระแส

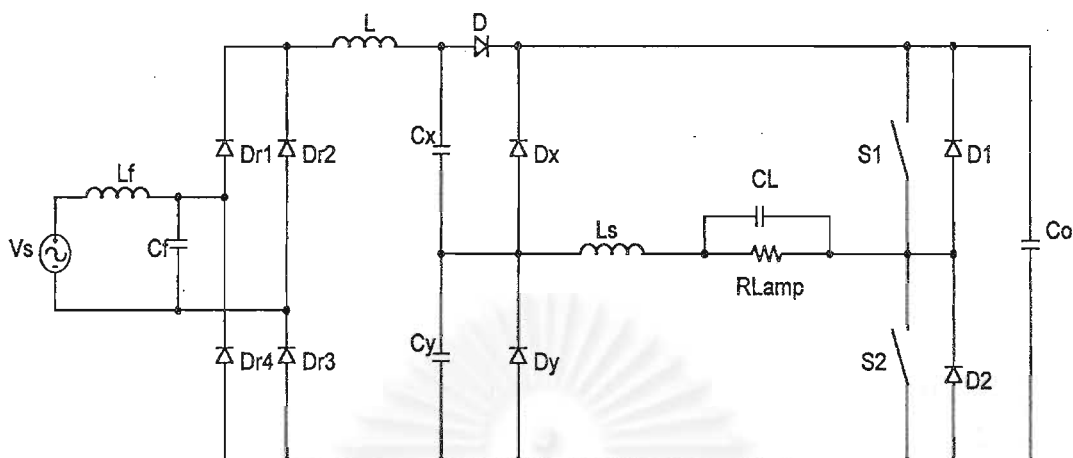
2.4.2 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิด ใช้งานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มี โครงสร้างของวงจรทระดับ วงจรที่ 2

จากวงจรก่อนหน้านี้จะเห็นได้ว่าการทำงานของวงจรทระดับกับวงจรเสมือนทระดับจะเหมือนกันโดยวงจรทระดับจะอาศัยสวิทช์ใช้งานเพื่อให้เกิดการสะสมพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ(L) แต่วงจรเสมือนวงจรทระดับจะอาศัยการเปลี่ยนแปลงแรงดันคั่นคกร้อมตัวเก็บประจุ (C) ที่ถูกประจุและคายประจุโดยแหล่งจ่ายกระแส i_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้เกิดการสะสมพลังงานและส่งผ่านพลังงานไปยังโหลด แหล่งกระแสที่ใช้ประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรทระดับที่ใช้เป็นวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะอาศัยกระแสออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยมีลักษณะการต่อวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังกับวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ดังในรูปที่ 2.14 โดยมีการเรียกชื่อว่าเป็นวงจร Charge pump power-factor-correction (Qian, Lee and Yamauchi, 1999) ซึ่งจะทำให้มีลักษณะการทำงานเหมือนกับวงจรสมมูลในรูปที่ 2.11

2.4.1.1 โครงสร้าง

รูปที่ 2.14 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ที่ควบคุมแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ ลักษณะวงจรเป็นวงจรแบบ Charge pump power-factor-correction (Qian, Lee and Yamauchi, 1999) โดย ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ C_x C_y ก็คือตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรรูปที่ 2.11 ส่วนแหล่งกระแส i_s จะทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแส i_L ในวงจรรูปที่ 2.12 โดยให้ค่าตัวประกอบกำลัง 0.99 และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกกรมน้อยต่ำสุด 14 % และมีค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านหลอดประมาณ 1.5-1.6

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.14 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ชนิดไวงาน แบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทระดับวงจรที่ 2

2.4.1.2 การทำงาน

เมื่อพิจารณากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x และ C_y มีภาคการทำงานได้หลายภาค ซึ่งจะกล่าวเพียง 4 ภาคการทำงาน คือ

- ภาคที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ต่อเนื่อง
- ภาคที่ 2 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ไม่ต่อเนื่อง
- ภาคที่ 3 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ไม่ต่อเนื่อง
- ภาคที่ 4 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ไม่ต่อเนื่อง

ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายในบทที่ 3 ต่อไป

บทที่ 3

การวิเคราะห์ออกแบบและสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่า ตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

3.1 บทนำ

จากบทที่ 2 เราทราบว่าวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทหลักๆ คือวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเหนี่ยวนำ และวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน โดยแต่ละวงจรก็มีคุณสมบัติและขีดจำกัดที่แตกต่างกันไปตามรูปลักษณะของวงจรและอุปกรณ์ที่ใช้ ซึ่งแต่ละวงจรก็ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ออกแบบ และสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆรวมทั้งเปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆตามมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยวงจรที่นำมาศึกษาประกอบด้วย 1) วงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (C-filter) 2) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเหนี่ยวนำโดยใช้วงจร Ripple or Valley 3) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ซึ่งใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบทบระดับใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน 4) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับวงจรที่ 1 และ 5) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับวงจรที่ 2

3.2 คุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

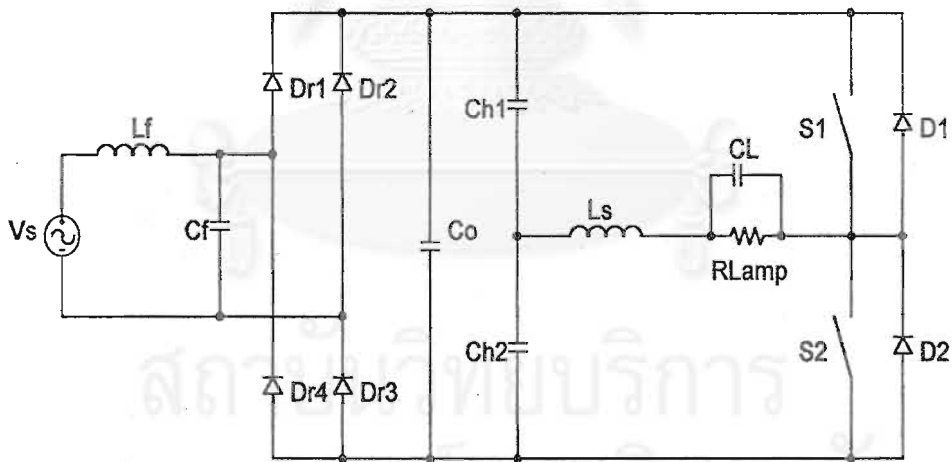
วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง มีหน้าที่ในการปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิก ซึ่งในปัจจุบันวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังมีมากมายหลายแบบ ต่างก็มีข้อเด่นและข้อด้อยในตัวขึ้นกับความต้องการด้านคุณภาพของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เช่นถ้าต้องการคุณภาพในระดับที่ดีมากราคาก็จะสูงตามไปด้วยแต่ถ้าต้องการคุณภาพในระดับที่พอใช้ราคาก็จะต่ำลงมา

ดังนั้น จึงทำการศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆจำนวน 5 ชนิด การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆใช้คุณสมบัติที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์ เพื่อที่จะสามารถเลือกใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ ให้มีคุณสมบัติเหมาะสมกับการใช้งาน โดยจำแนกออกเป็น 3 กลุ่ม ดังนี้คือ

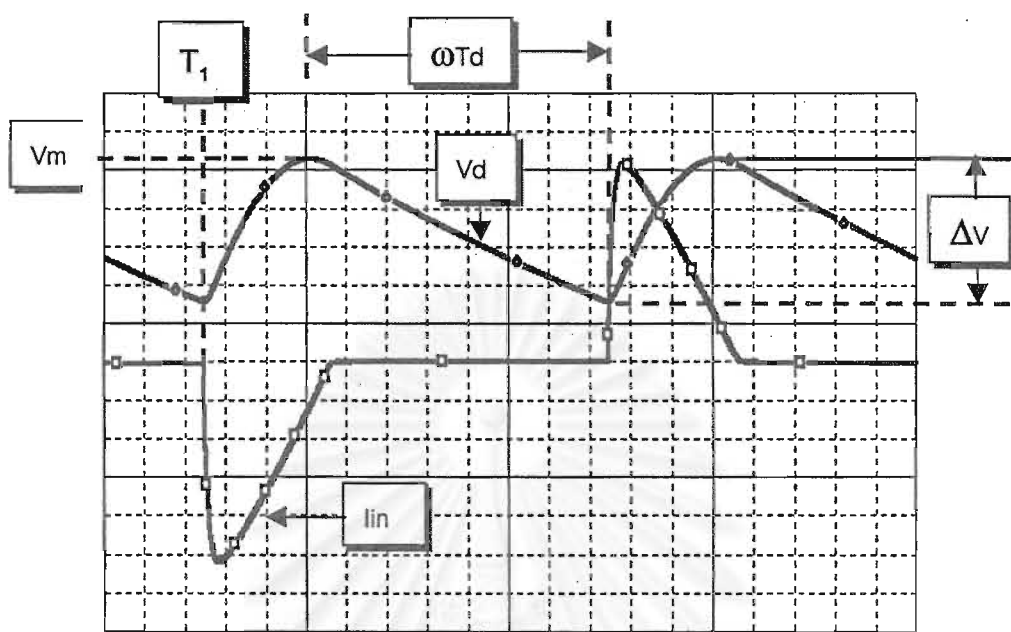
1. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงาน
2. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานพื้นฐาน ที่ใช้สวิตช์ไวงานแยกกันกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Two Stage)
3. วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานโดยใช้สวิตช์ไวงานร่วมกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (Single Stage)

3.2.1 คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (C- filter)

ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยมีการต่อวงจรดังในรูปที่ 3.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังยังเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุด จะมีเพียงตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็นวงจรกรองเท่านั้น



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง



รูปที่ 3.2 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

การทำงานของวงจรจะสามารถอธิบายได้โดยอาศัยรูปคลื่นของแรงดันออกของวงจรเรียงกระแสและกระแสจากสายกำลังในรูปที่ 3.2 ดังนี้ ให้ t_1 เป็นเวลาที่ไดโอดเริ่มนำกระแสจากมุม ωt_1 จนถึง $\pi/2$ ซึ่งแหล่งแรงดันมีค่าสูงสุด แรงดันออก V_d จะเท่ากับแหล่งแรงดัน

$$V_d = V_m \sin \omega t \quad ; \quad \omega t_1 < \omega t < \pi/2 \quad (3.1)$$

พอพ้นจากค่ายอดของแรงดัน ไดโอดจะได้รับการไปอัสซ็อน แรงดัน V_d จะลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลเนื่องจากการคายประจุของ C สมการ

$$V_d = V_m e^{-(\omega t - \pi/2)/RC\omega} \quad ; \quad \pi/2 < \omega t < \pi + \omega t_1 \quad (3.2)$$

เราคำนวณเวลา t_1 ได้โดยเงื่อนไขของสถานะอยู่ตัวดังนี้

$$V_m \sin \omega t_1 = V_m e^{-(\pi + \omega t_1 - \pi/2)/RC\omega} \quad (3.3)$$

เราสามารถปรับให้อยู่ในรูปใหม่ได้

$$\omega t_1 = \sin^{-1} [e^{-(\omega t_1 + \pi/2)/RC\omega}] \quad (3.4)$$

จากสมการ 3.4 เมื่อกำหนดค่า R, C, ω เราสามารถแก้สมการอดิศัย (transcendental) เพื่อหาค่า ωt_1 และเมื่อเราทราบค่า ωt_1 สามารถคำนวณหา V_d ได้ซึ่งทำให้สามารถที่จะออกแบบค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งจะได้นำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

การคำนวณหาค่าแรงดันออกเฉลี่ยจะหาได้โดยการหาค่าเฉลี่ยของ V_d ได้ดังนี้

$$V_d = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{\frac{\pi}{2\omega}} V_m \sin \omega t dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{\pi}{2\omega} + t_1} V_m e^{-\frac{(\omega t + \pi/2)}{RC\omega}} dt \quad (3.5)$$

$$= \frac{V_m}{\pi} \cos \omega t_1 + \frac{2RC}{T} V_m \left[1 - e^{-\left(\frac{T}{4RC} - \frac{t_1}{RC} \right)} \right] \quad (3.6)$$

จากรูป 3.2 ถ้าโหลดมีกำลังคงตัว ให้ T_d เป็นช่วงเวลาการคายประจุของ C หรือช่วงเวลาที่ C จ่ายกำลังคงตัว P ให้แก่โหลดเราสามารถพิสูจน์ได้ว่าในช่วงเวลานี้

$$V_d \equiv \left(V_m^2 - \frac{2Pt}{C} \right)^{1/2}; \quad \pi/2 < \omega t < (\pi/2) + \omega T_d \quad (3.7)$$

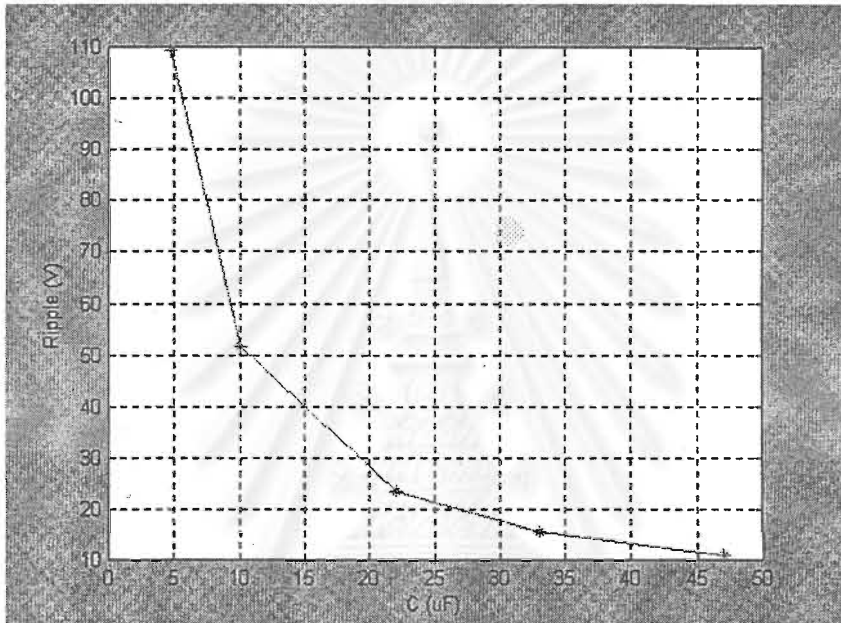
สังเกตได้ว่ารูปคลื่นของ V_d ในช่วงเวลานี้เป็นรูปพาราโบลาคว่า ดังนั้นค่ายอดถึงยอดของแรงดันระลอกเท่ากับ

$$\Delta V \equiv V_m \left[1 - \left(1 - \frac{2PT_d}{CV_m^2} \right)^{1/2} \right] \quad (3.8)$$

เราคำนวณค่าใกล้เคียงของ ΔV ได้โดยสมมุติว่า $\Delta V/V_m$ มีค่าน้อย และ $T_d - T/2 = 1/2f$ โดยที่ f คือความถี่ของแรงดันไฟสลับ จากสมการที่ (3.8) จะได้

$$\Delta V \cong \frac{P}{2V_m C f} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ 3.9 สามารถนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าตัวเก็บประจุ (C_0) และค่าระลอกของแรงดันออกได้ดังนี้

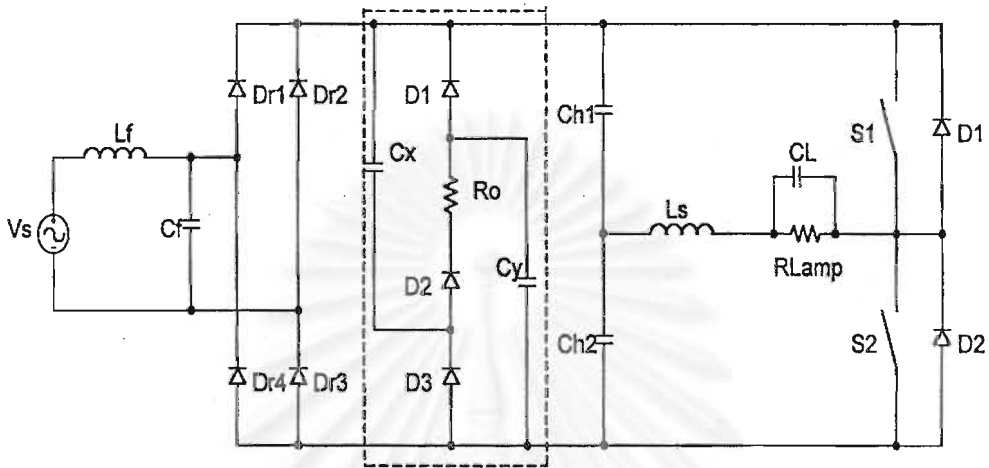


รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าของตัวเก็บประจุ (C) กับค่าระลอกของแรงดัน เมื่อใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง

3.2.2 คุณสมบัติของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเชื่อมงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley

ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ส่วนใหญ่ใช้วงจรเรียงกระแสเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรเรียงกระแสโดยทั่วไปจะใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง ซึ่งส่งผลให้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้าผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ทำให้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก รวม (total harmonic distortion) มีค่ามากกว่า 100% และตัวประกอบกำลังด้านเข้าน้อยกว่า 0.6 จากคุณสมบัติดังกล่าวทำให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ไม่เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 จึงต้องมีการ

นำวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังเข้ามาใช้งาน โดยวงจรที่ง่ายและนิยมใช้วงจรหนึ่งคือ วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเลื่อนงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley



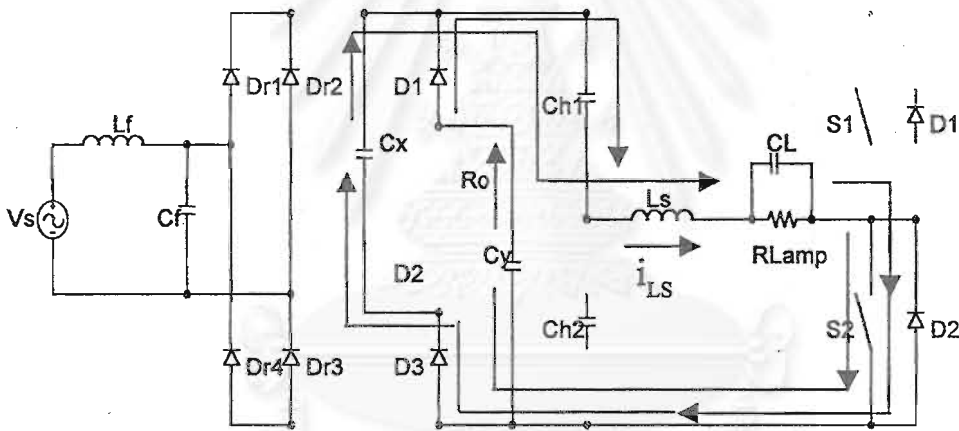
รูปที่ 3.4 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ร่วมกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

จากรูป 3.4 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเลื่อนงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley คือส่วนที่ล้อมรอบด้วยเส้นประ ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ 2 ตัว ตัวต้านทานหรือตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว และไดโอด 3 ตัวต่อกัน หลังวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ซึ่งเราสามารถแบ่งการทำงานใน 1 วัฏจักรออกเป็น 10 ช่วงการทำงาน คือ

- ช่วงที่ 0 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และ กำลังเพิ่มแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว
- ช่วงที่ 1 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัวแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน
- ช่วงที่ 2 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน
- ช่วงที่ 3 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และกำลังลดลงโดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันแต่ยังมากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว
- ช่วงที่ 4 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และกำลังลดลงโดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว

- ช่วงที่ 5 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นลบและกำลังเพิ่มแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว
- ช่วงที่ 6 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นลบ และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัวแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน
- ช่วงที่ 7 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นลบ และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน
- ช่วงที่ 8 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นลบ และกำลังลดลงโดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันแต่ยังมากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว
- ช่วงที่ 9 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นลบ และกำลังลดลงโดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว

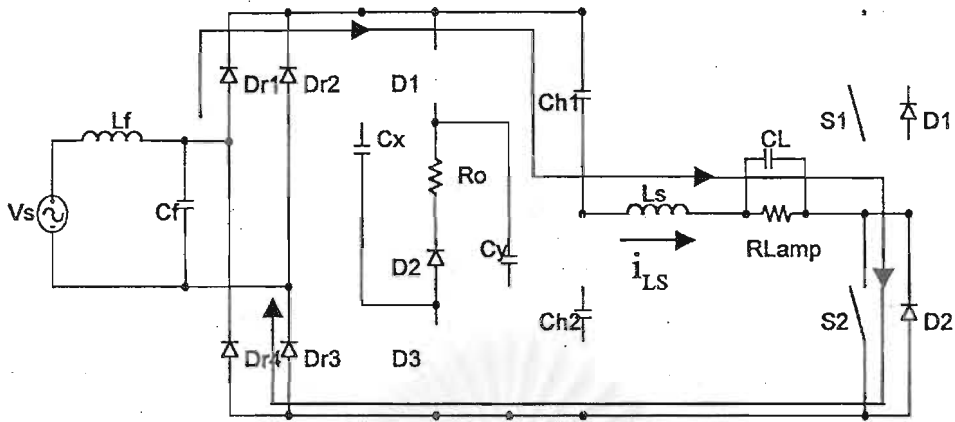
การทำงานในแต่ละช่วงจะมีลักษณะการทำงานดังนี้



(ก) ช่วงที่ 0 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวกและกำลังเพิ่ม แต่มีค่าต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว $V_S < V_{C_X}, V_{C_Y}$; C_X, C_Y ขนานกันจ่ายพลังงานให้โหลด

ช่วงนี้เป็นช่วงที่แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวกและกำลังเพิ่ม แต่มีค่าต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว ดังนั้นไดโอดของชุดเรียงกระแสจะได้รับไบอัสย้อน ตัวเก็บประจุ C_X, C_Y ขนานกันจ่ายพลังงานให้แก่โหลดโดยผ่านไดโอด $D1, D3$ แรงดันของตัวเก็บประจุ C_X, C_Y จะลดลงเรื่อยๆ ซึ่งเราสามารถหาค่าของแรงดันของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$V_{C \min} = \frac{V_S}{2} \exp\left(-\frac{(t_4 - t_3)}{RC}\right)$$

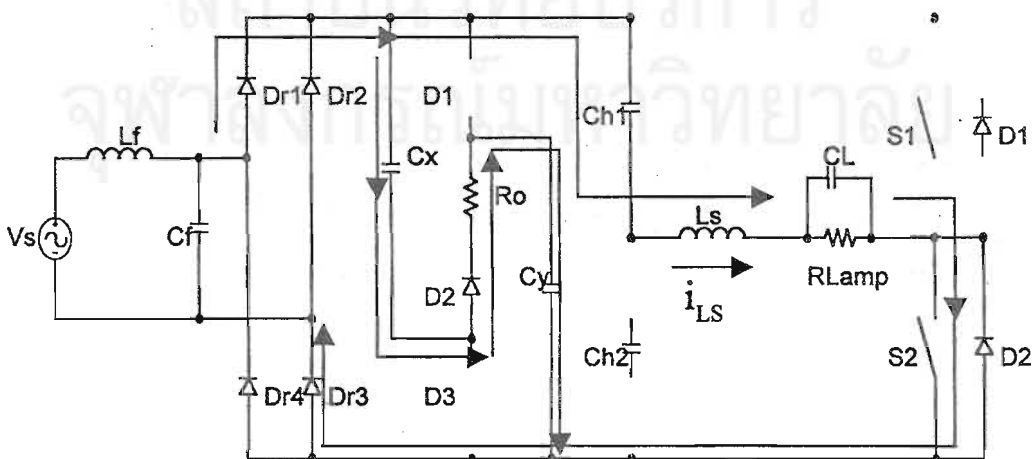


(ข) ช่วงที่ 1 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัวแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน $V_S > V_{C_X}, V_{C_Y}; V_S < V_{C_X} + V_{C_Y}$
 C_X, C_Y เสมือนเป็นวงจรเปิด แหล่งจ่ายพลังงานให้โหลดโดยตรง

ช่วงนี้เป็นช่วงที่แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัวแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ดังนั้น ไดโอดของชุดเรียงกระแสจะถูกไบอัสตรง ส่วน C_X, C_Y เสมือนเป็นวงจรเปิด เนื่องจากไดโอด D1, D3 ได้รับไบอัสย้อน ผลก็คือแหล่งจ่ายพลังงานโดยตรงไปยังโหลดซึ่งค่าของกระแสและแรงดันสามารถหาได้ดังนี้

$$v_c(t) = v_{c \min}$$

$$i_L(t) = \frac{V_m \sin(\omega t + \theta)}{R_L}$$



(ค) ช่วงที่ 2 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสอง

ต่ออนุกรมกัน $V_S > V_{C_X} + V_{C_Y}$ C_X, C_Y ต่ออนุกรมกันถูกประจุโดยแหล่ง และ แหล่งจ่ายพลังงานให้โหลด

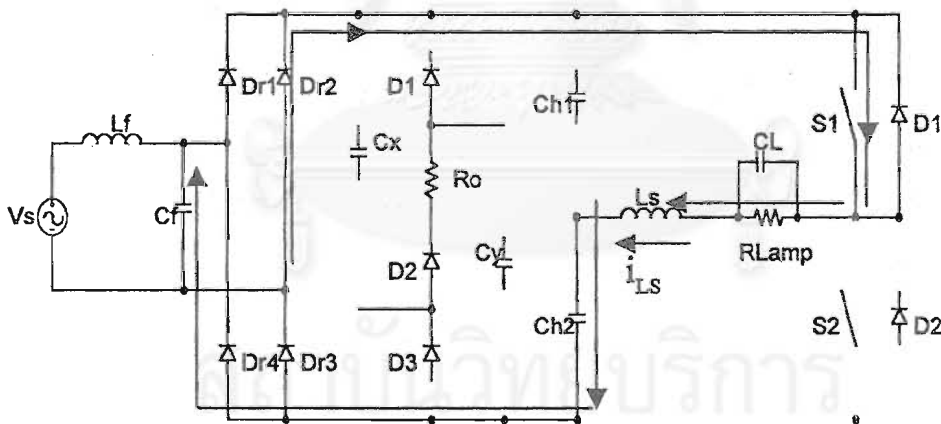
ช่วงนี้ เป็นช่วงแรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวกและมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสอง ดังนั้นแหล่งจะจ่ายพลังงานโดยตรงให้กับโหลด พร้อมทั้งประจุ C_X, C_Y ดังนั้นแรงดันของ C_X, C_Y จะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ $V_p/2$ ในปลายของช่วงนี้ ไดโอด D1, D3 ได้รับไบอัสย้อน C_X, C_Y เสมือนเป็นวงจรเปิด ซึ่งค่าของกระแสและแรงดันสามารถหาได้ดังนี้

$$v_C(t_2) = \frac{V_S}{2} = V_{C_{\max}}$$

$$i_L(t) = \frac{V_m \sin(\omega t + \theta)}{R_L}$$

(ง) ช่วงที่ 3 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และกำลังลดลงโดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกันแต่ยังมากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว

ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน $V_S > V_{C_X}, V_{C_Y}; V_S < V_{C_X} + V_{C_Y}$



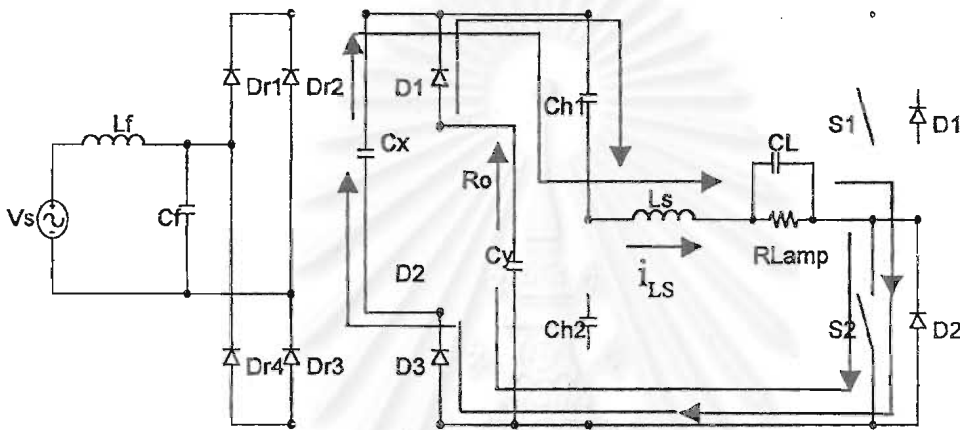
ช่วงนี้ C_X, C_Y เสมือนเป็นวงจรเปิด แหล่งจ่ายพลังงานให้โหลดโดยตรง ช่วงนี้เป็นช่วงที่แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และกำลังลดลงแต่ยังมีค่ามากกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัวแต่ต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกัน ดังนั้นไดโอดของชุดเรียงกระแสจะถูกไบอัสตรง ส่วน C_X, C_Y เสมือนเป็นวงจรเปิด เนื่องจากไดโอด D1, D3 ได้รับไบอัสย้อน ผลก็คือแหล่งจ่ายพลังงานโดยตรงไปยังโหลดซึ่งค่าของกระแสและแรงดันสามารถหาได้ดังนี้

$$v_c(t) = v_{c \max}$$

$$i_L(t) = \frac{V_m \sin(\omega t + \theta)}{R_L}$$

จ) ช่วงที่ 4 แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวก และกำลังลดลง โดยมีค่าน้อยกว่าแรงดันของตัวเก็บ

ประจุแต่ละตัว $v_S < v_{C_X}, v_{C_Y}$; C_X, C_Y ขนานกันจ่ายพลังงานให้โหลด

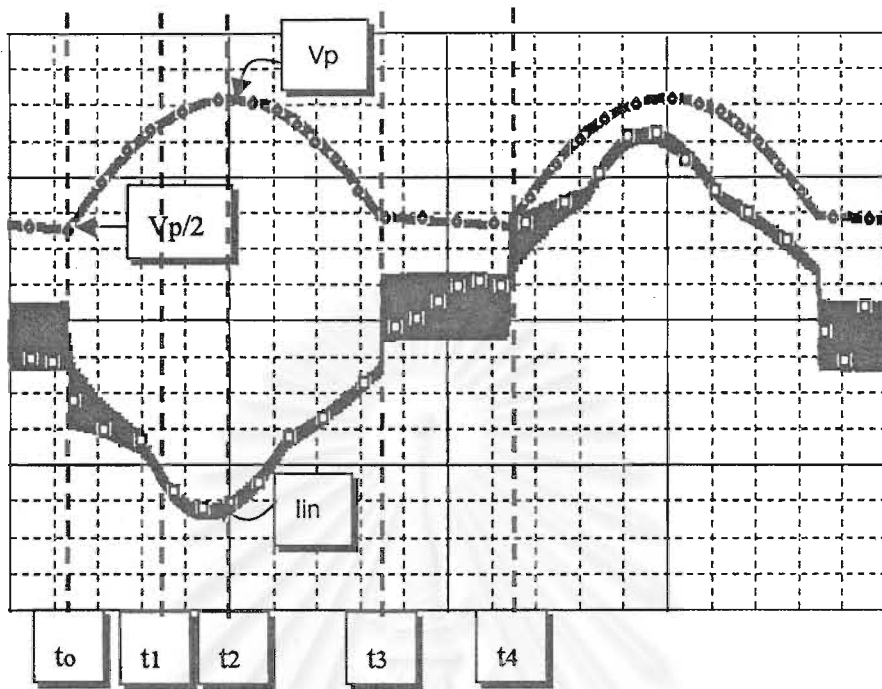


ช่วงนี้เป็นช่วงที่แรงดันไฟสลับด้านเข้าเป็นบวกและกำลังลดลง โดยมีค่าต่ำกว่าแรงดันของตัวเก็บประจุแต่ละตัว ดังนั้นไดโอดของชุดเรียงกระแสจะได้รับไบอัสย้อน ตัวเก็บประจุ C_X, C_Y ต่อขนานกันจ่ายพลังงานให้แก่โหลด โดยผ่านไดโอด $D1, D3$ แรงดันของตัวเก็บประจุ C_X, C_Y จะลดลงเรื่อยๆ ซึ่งเราสามารถหาค่าของแรงดันของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$v_C(t) = V_{C \max} \exp\left(-\frac{(t-t_3)}{RC}\right)$$

ฉ) ช่วง 5-9 การทำงานจะมีลักษณะเดียวกันกับ ช่วงที่ 0-4 แต่แรงดันด้านเข้าเป็นช่วงครึ่งวัฏจักรลบ

รูปที่ 3.5 ก-ฉ รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆ ในแต่ละช่วงเวลาต่างๆ



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ชนิดเลื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley

จากรูปคลื่นการทำงานของวงจร เราสามารถหากระแสโหลด i_L และ แรงดันตกคร่อมโหลด ได้ดังนี้

$$\text{จาก } v_s(t) = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad (3.10)$$

$$\text{กำหนดให้เวลาที่ } t = t_0 = 0; v_s(t) = v_{c \min}$$

$$\text{ดังนั้น } v_s(t_0) = V_m \sin \theta \text{ และ } v_{c \min} = V_m \sin \theta$$

$$\text{ดังนั้น } \sin \theta = \frac{v_{c \min}}{V_m} \quad (3.11)$$

$$i_L(t_0) = \frac{V_m \sin \theta}{R_L} \quad (3.12)$$

- ช่วงเวลา $t_0 - t_1$

เมื่อ $t > t_0$; $v_s(t) = V_m \sin(\omega t + \theta)$

$$v_c(t) = v_{c \min}$$

$$i_L(t) = \frac{V_m \sin(\omega t + \theta)}{R_L} \quad (3.13)$$

ที่เวลา $t = t_1$; $v_s(t) = V_m \sin(\omega t_1 + \theta) = 2V_{c \min}$

- ช่วงเวลา $t_1 - t_2$; $v_s(t) > 2v_{c \min}$

$$v_C(t) = \frac{V_S}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (3.14)$$

$$\text{ที่เวลา } t = t_2 ; t_2 = \frac{\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)}{\omega}$$

$$v_s(t_2) = V_m \sin(\omega t_2 + \theta) = 2V_{c \max} = V_m \sin \frac{\pi}{2} \quad (3.15)$$

$$v_C(t_2) = \frac{V_S}{2} = V_{C \max} \quad (3.16)$$

- ช่วงเวลา $t_2 - t_3$; $v_s(t) > v_{C \max}$

$$v_C(t) > v_{C \max}$$

$$i_L(t) = \frac{V_m \sin(\omega t + \theta)}{R_L} \quad (3.17)$$

ที่เวลา $t = t_3$; $v_s(t) = v_{C \max}$ ดังนั้น

$$V_s(t_3) = V_m \sin(\omega t_3 + \theta) = \frac{V_S}{2} = V_{C \max} \quad (3.18)$$

$$\sin(\omega t_3 + \theta) = \frac{1}{2} \text{ ดังนั้น}$$

$$(\omega t_3 + \theta) = \pi - \frac{\pi}{6} = \frac{5\pi}{6}$$

$$t_3 = \frac{\left(\frac{5}{6}\pi - \theta\right)}{\omega} \quad (3.19)$$

- ช่วงเวลา $t_3 - t_4$; $v_s(t) < v_C(t) < v_{C\max}$; $V_{C\max} = \frac{V_S}{2}$

$$v_C(t) = V_{C\max} \exp^{-\left(\frac{(t-t_3)}{RC}\right)} \quad (3.20)$$

ที่เวลา $t = t_4$; $v_C(t) = v_{C\min}$ ดังนั้น

$$v_{C\min} = \frac{V_S}{2} \exp^{-\left(\frac{(t_4-t_3)}{RC}\right)} \quad (3.21)$$

เมื่อ $t = \left(\frac{T}{2} + \frac{\theta}{\omega}\right)$; $v_C(t) = v_{C\min} = V_m \sin \theta$

ดังนั้น $v_{C\max} \exp^{-\left(\frac{(t_4-t_3)}{RC}\right)}$

$$\sin \theta = \frac{1}{2} \exp^{-\left(\frac{\left(\frac{T}{2} + \frac{\theta}{\omega} - t_3\right)}{2RC}\right)} = v_{\min} = V_m \sin \theta \quad (3.22)$$

ดังนั้น $\exp^{-\left(\frac{\left(\frac{T}{2} + \frac{\theta}{\omega} - t_3\right)}{2RC}\right)} = 2 \sin \theta$

$$t_3 = \frac{\frac{5\pi}{6} - \theta}{\omega} \quad (3.23)$$

และ $\sin(\omega t_1 + \theta) = 2 \sin \theta$ (3.24)

ดังนั้นเราสามารถหา θ ณ ที่เวลาต่างๆ ได้ดังนี้

ที่ $t = t_0$; $\sin \theta = \frac{v_{C\min}}{V_m}$

ที่ $t = t_1$; $\sin(\omega t_1 + \theta) = 2 \sin \theta$

ที่ $t = t_2$; $v_C(t) = v_{C\max} = \frac{V_m}{2}$; $\omega t_2 + \theta = \frac{\pi}{2}$

$$\text{ที่ } t = t_3; \quad \sin(\omega t_3 + \theta) = \frac{5\pi}{6}; \quad (\omega t_3 + \theta) = \frac{5\pi}{6}$$

$$v_C = V_{C\max} = \frac{V_m}{2}$$

$$t_f = \frac{T}{2} + \theta; v_C(t_f) = V_{C\min} = V_m \sin \theta$$

$$\exp\left[-\frac{\left(\frac{T}{2} + \frac{\theta}{\omega} - t_3\right)}{2RC}\right] = 2 \sin \theta$$

แทนค่า t_3 ด้วย $\frac{5\pi}{6} - \frac{\theta}{\omega}$ จะได้

$$\exp\left[-\frac{\left(\frac{T}{2} + \frac{\theta}{\omega} - \frac{5\pi}{6} + \frac{\theta}{\omega}\right)}{2RC}\right] = 2 \sin \theta$$

$$\exp\left[-\frac{\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{\omega} - t_3\right)}{2RC}\right] = 2 \sin \theta$$

(3.25)

จากสมการ 3.25 เมื่อกำหนดค่า R, C, ω เราสามารถแก้สมการอดิศัย (transcendental) เพื่อหาค่า θ และเมื่อเราทราบค่า θ สามารถคำนวณหา $V_C(t)$ ได้ซึ่งทำให้สามารถที่จะออกแบบค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ได้

3.2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ซึ่งใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบทระดับใช้วงจรประมวลผลการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ซึ่งใช้วงจรแปลงผันกำลังที่มีโครงสร้างแบบทระดับโดยใช้วงจรประมวลผลการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงานซึ่งจะมีข้อดีคือเราสามารถควบคุมการปิด (turn-on) และเปิด (turn-off) ของสวิตช์ได้อย่างอิสระ โดยทั่วไปวงจรนี้จะทำงานที่ซัดแบ่งระหว่างภาคกระแสต่อเนื่องกับภาคกระแสไม่ต่อเนื่องซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำลงมากโดยเฉพาะเนื่องจากใช้วงจรประมวลผลการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงาน รายละเอียดการออกแบบตามภาคผนวก

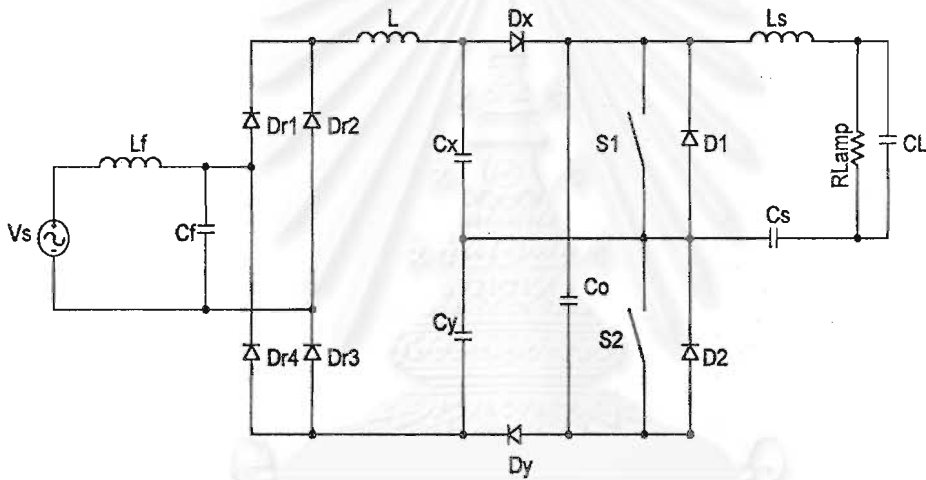
3.2.4 การวิเคราะห์ห้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับ

รูปแบบของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) ในปัจจุบันมีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือแบบ two stage และ single stage การทำงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบ two stage นั้นโดยทั่วไปจะมีการกระทบกระทั่งระหว่างสองวงจรมากกว่ากรณีที่เป็นแบบ single stage การศึกษาวงจรแบบ two stage นั้นจะศึกษา วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) และวงจรภาคอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แยกกัน ส่วนวงจรแบบ single stage จะมีข้อดีที่มีจำนวนสวิทช์โวลงานและวงจรขับนำสวิทช์น้อยลง เนื่องจากวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) จะใช้สวิทช์โวลงานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC) แบบ single stage อาจจะมีผลกระทบกระทั่งระหว่างกันของวงจรทั้งสองซึ่งอาจจะมีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม ตัวประกอบกำลัง แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (dc bus voltage) ตัวประกอบขดคัลลีนเป็นต้น จึงต้องนำมาพิจารณาประกอบการออกแบบเพื่อให้วงจรทำงานอย่างเหมาะสม วงจร single stage ที่เลือกการศึกษานั้นมี 2 วงจรคือเป็นแบบ Charge pump วงจรที่ 1 (Chin S. Moo, Ying C. Chuang, Ching R. Lee, 1999) และ Charge pump วงจรที่ 2 (Qian, Lee and Yamauchi, 1999) ซึ่งวงจรทั้ง 2 มีตัวประกอบกำลังด้านเข้าสูง ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำ และใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น โครงสร้างโดยทั่วไปของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ประกอบด้วย วงจรกรองด้านเข้า (EMI filter) , วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (rectifier circuit), วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (PFC circuit), วงจรกรองแรงดันไฟตรง (voltage filter), วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter circuit) ดังได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบโวลงาน ที่ทำหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิก และเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ส่วนใหญ่ใช้หลักการการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรงแบบทบระดับ

3.2.5 การวิเคราะห์ห้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ (single stage) ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับ วงจรที่ 1

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบนี้ใช้หลักการการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังแบบเสมือนทบตามที่ได้กล่าวมาแล้ว ตัวเหนี่ยวนำ (L) ทำหน้าที่เหมือนกับสายพานลำเลียงพลังงาน โดยเป็นทางผ่านของกระแสด้านเข้าซึ่งทำหน้าที่เช่นเดียวกับตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับในการเพิ่มแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง (dc-link voltage) ตัวเก็บประจุ C_x และ C_y ทำงานคล้ายกับ ถึงพลังงานเล็ก ๆ ถึง

ซึ่งจะถูกประจุและคายประจุที่ความถี่สูงเป็นหลัก จึงมีขนาดเล็กได้และทำงานสมมาตรกัน การทำให้เกิดการเก็บประจุและคายประจุที่ความถี่สูงนี้สามารถทำได้โดยใช้สวิทช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์ โดยไดโอด 2 ตัวที่ใช้ส่งผ่านพลังงานคือ D_x และ D_y จะนำกระแสของตัวเหนี่ยวนำไปยังถึงพลังงานขนาดใหญ่ C_0 หรือ ไปยังโหลดวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบนี้สามารถที่จะดึงกระแสจากสายกำลังไฟสลับในทุกๆคาบการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้กระแสสายกำลังด้านเข้ากลายเป็นรูปคลื่นความถี่สูงซึ่งมีเอนVELOปเป็นไซน์ เกือบจะอินเฟสกับแรงดันด้านเข้า ความถี่สูงที่บรรจุอยู่ในกระแสด้านเข้าสามารถกำจัดออกไปได้ง่ายโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำผลก็คือสามารถทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมน้อยกว่า 10 % ได้



รูปที่ 3.7 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน โดยใช้หลักการของวงจรเสมือนวงจรทระดับ วงจรที่ 1

รูปที่ 3.7 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงาน โดยใช้หลักการของวงจรเสมือนวงจรทระดับ วงจรที่ 1 ลักษณะวงจรเป็นวงจรแบบ charge pump power-factor-correction (Chin S. Moo, Ying C.Chuang, Ching R. Lee, 1999) โดย ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ C_x C_y ก็คือ ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรรูปที่ 3.11 ส่วนแหล่งกระแส i_{L_c} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแส i_L ในวงจรรูปที่ 3.11 เมื่อพิจารณากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x และ C_y เราสามารถแบ่งการทำงานเป็น 2 ภาคการทำงาน คือ

- ภาคที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง

- ภาคที่ 2 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง

การทำงานในแต่ละภาคจะมีลักษณะการทำงานดังนี้

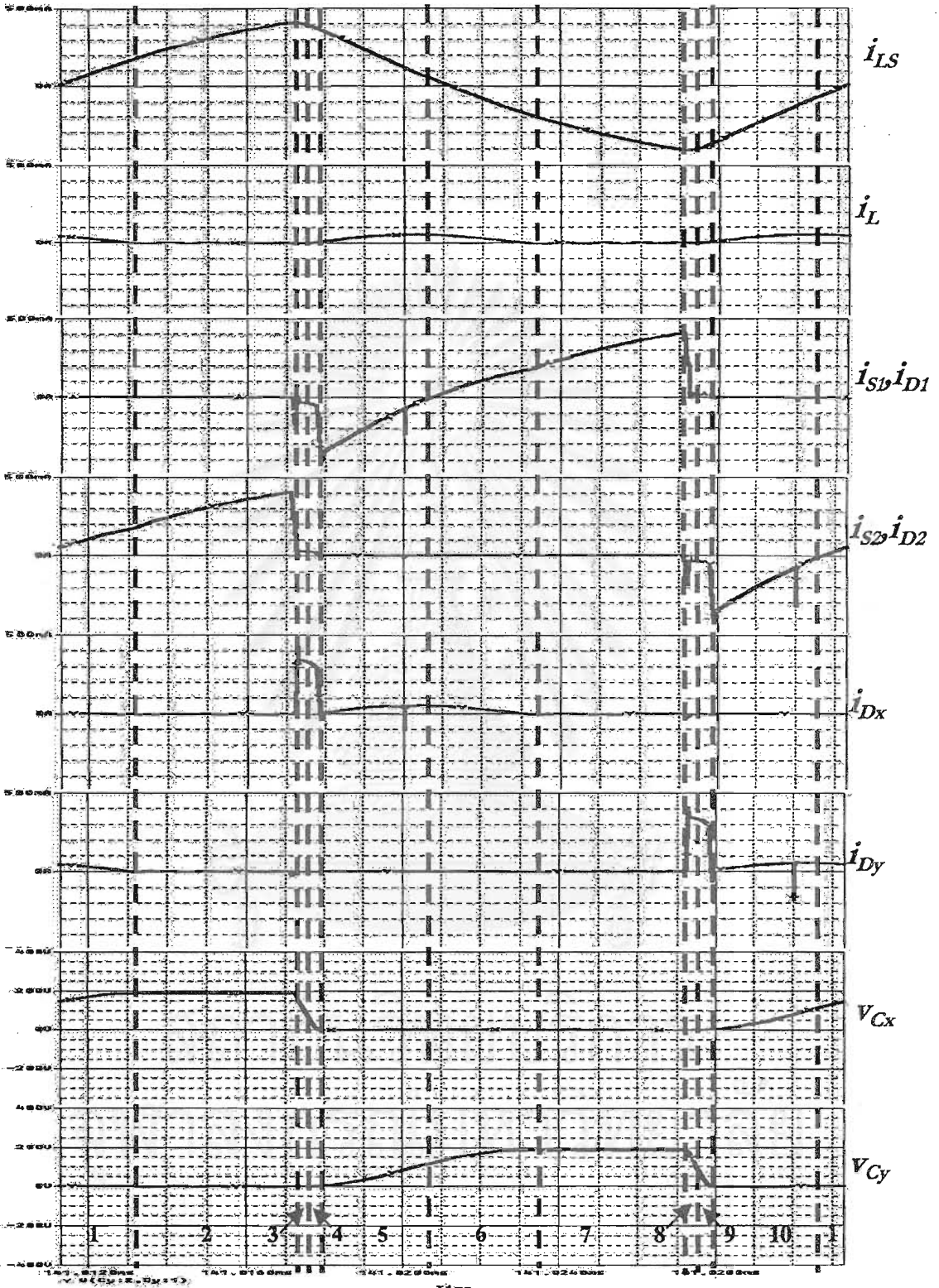
3.2.5.1 ภาคที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง

การทำงานของวงจรในภาคนี้แบ่งออกเป็น 10 ช่วงการทำงานตามสถานะการนำกระแสของสวิตช์ดังในตารางที่ 3.1 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรในภาคนี้ มีลักษณะดังในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 ก-จ เป็นรูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลา

ตารางที่ 3.1 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 1

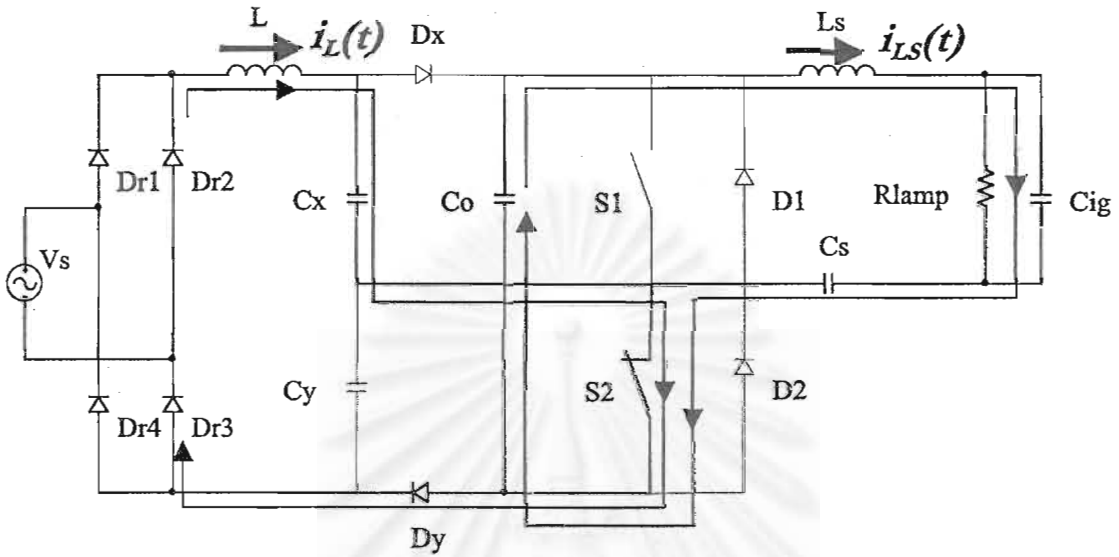
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
D_r	on	off	off	on	on	on	off	off	on	on
D_x	off	off	on	on	on	on	off	off	off	off
D_y	on	off	off	off	off	off	off	on	on	on
S_1	off	off	off	off	off	on	on	off	off	off
D_1	off	off	off	off	on	off	off	off	off	off
S_2	on	on	off	off	off	off	off	off	off	off
D_2	off	off	off	off	off	off	off	off	off	on

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



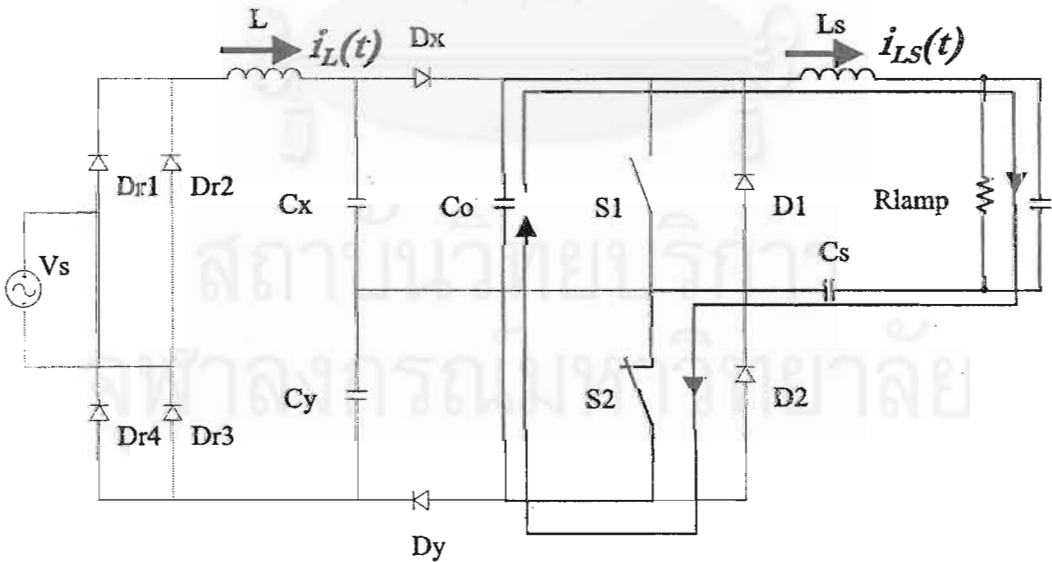
รูปที่ 3.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 1 กระแสไม่ต่อเนื่อง

จากตารางที่แสดงสภาวะการนำกระแสของสวิตช์ต่างๆที่ทำงานในภาคที่ 1 สามารถอธิบายการทำงานในแต่ละช่วงได้ดังนี้



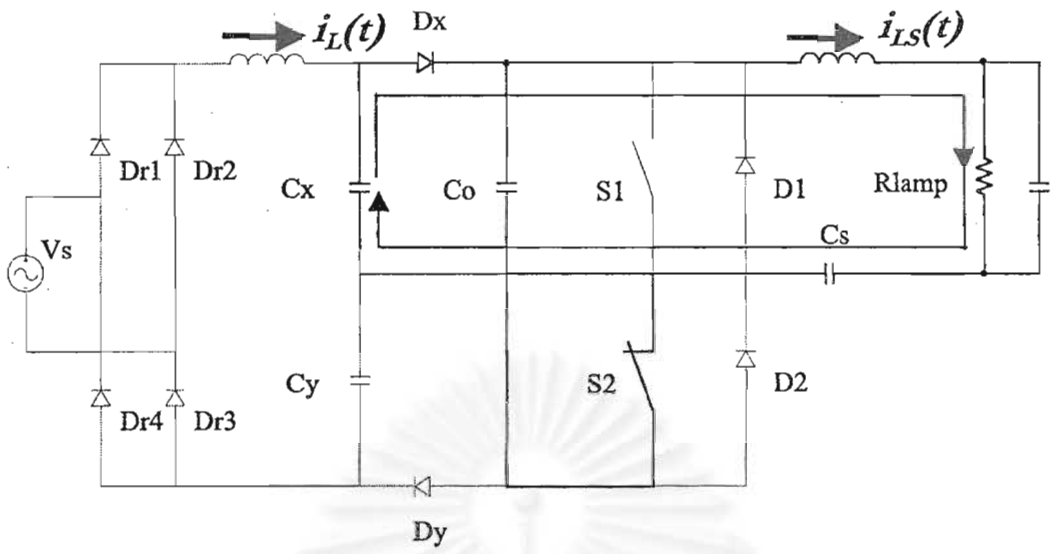
ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $i_{S_2} = i_L + i_{L_S}$; S_2, D_{Y_2} นำกระแส

$$V_{rec} = V_L + V_{C_X} ; V_{C_Y} = 0$$

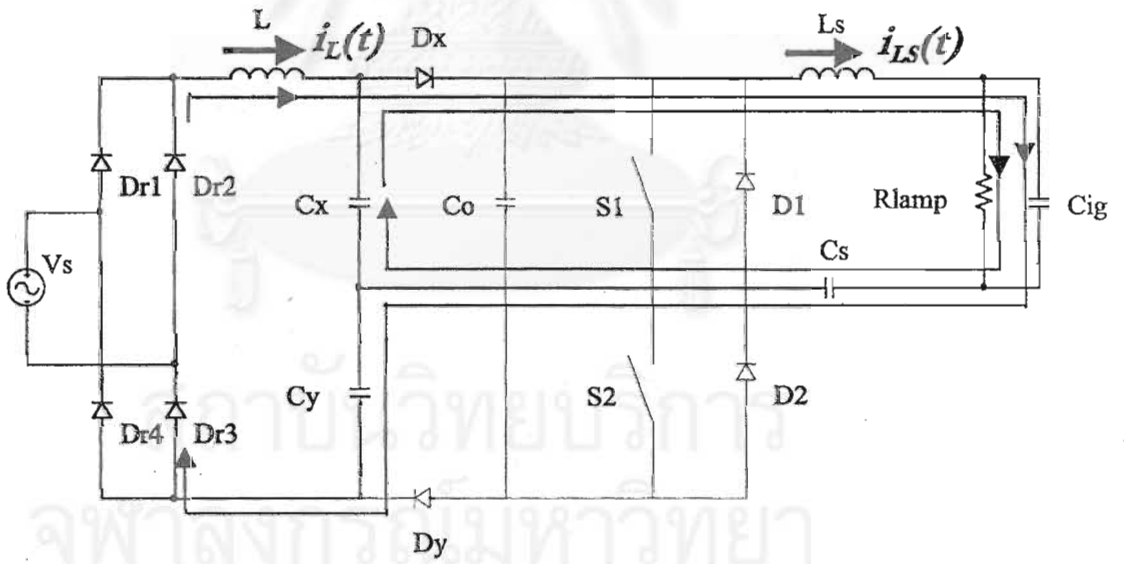


ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{S_2} = i_{L_S} = i_{C_O}$; D_{Y_2} หยุดนำกระแส, S_2 ยังคงนำกระแสอยู่

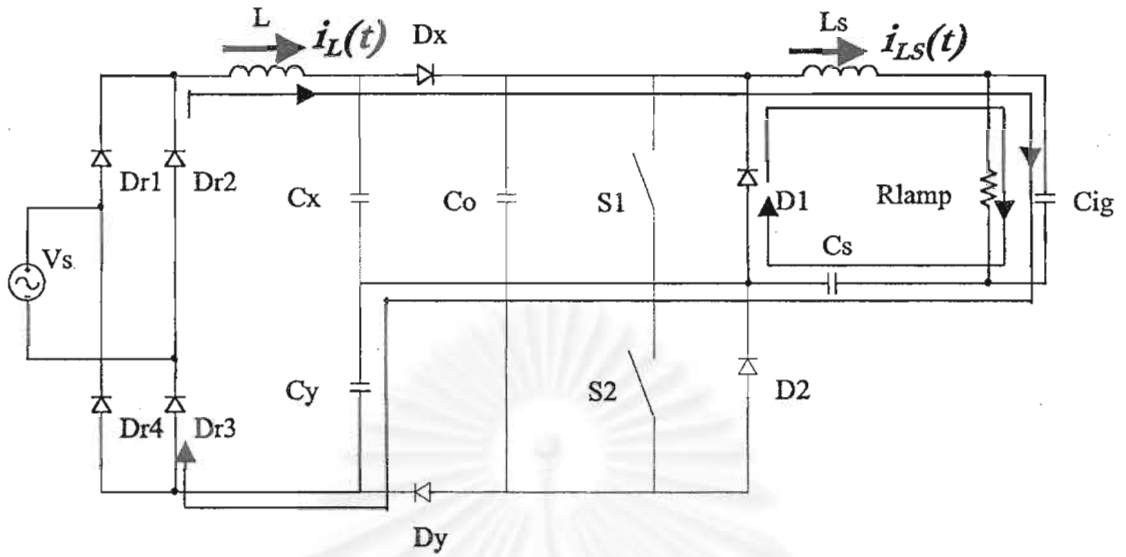
$$V_{rec} = V_{C_X} ; V_{C_Y} = 0$$



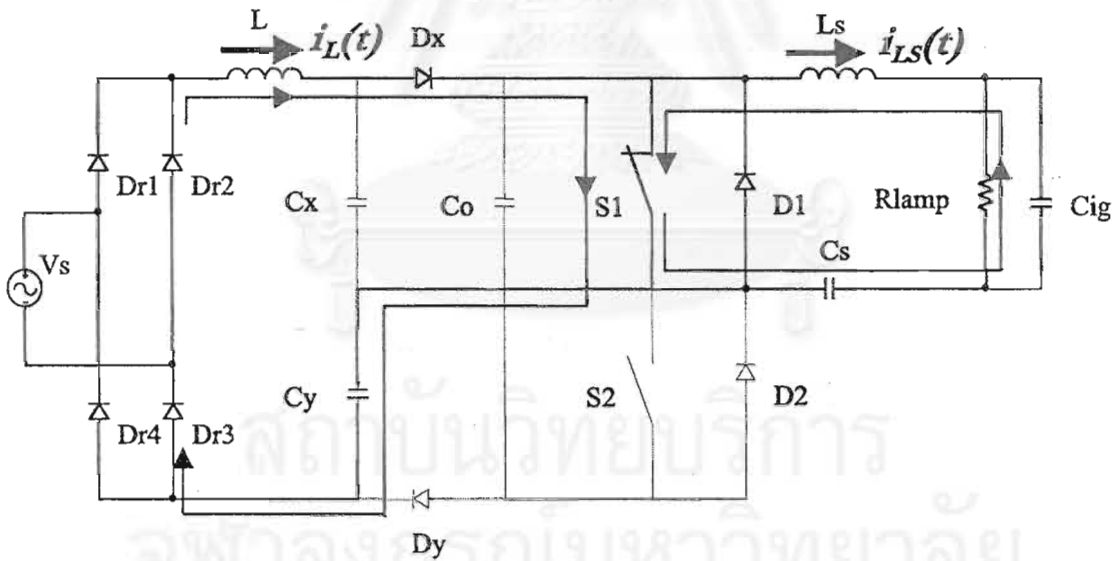
(ค) การทำงานในช่วงที่ 3 $i_{C_X} = i_{L_S}$; S₂ หยุดนำกระแส, D_x นำกระแส
 $V_{rec} = V_{C_X}$; $V_{C_Y} = 0$



ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $i_L = i_{C_X} + i_{L_S}$; D_x นำกระแส
 $V_{rec} = V_L + V_{C_X} + V_{C_Y}$

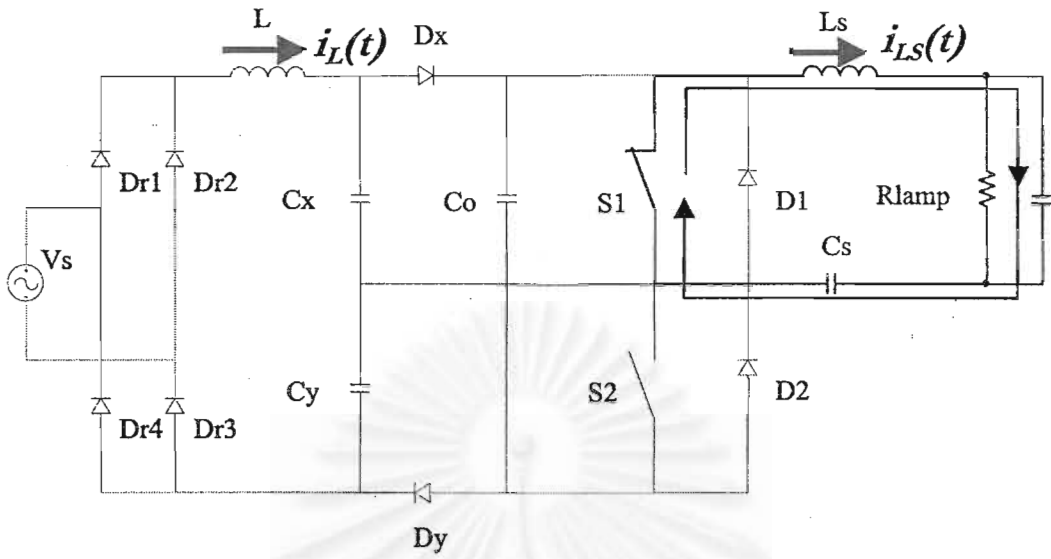


จ) การทำงานในช่วงที่ 5 $i_L = i_{LS} + i_{D1}$; Dx นำกระแส

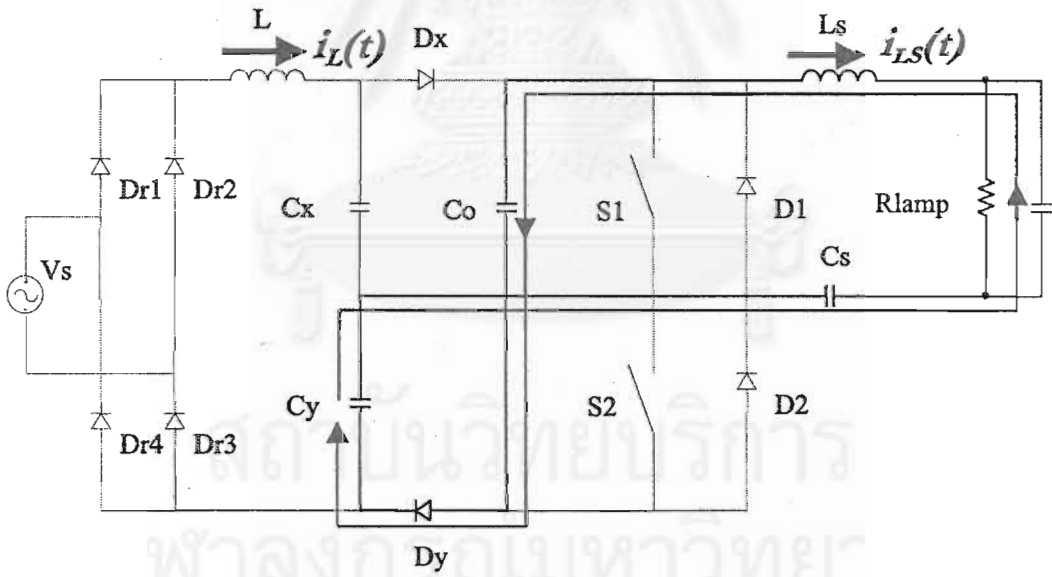


ค) การทำงานในช่วงที่ 6 $i_{S2} = i_L + i_{LS}$; S₁, Dx นำกระแส

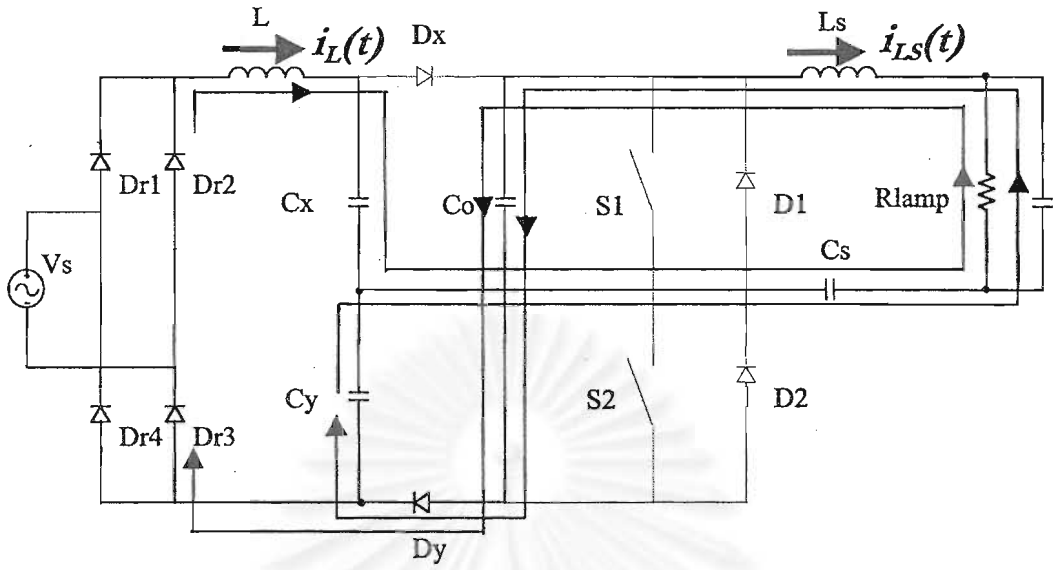
$$V_{rec} = V_L + V_{Cy} ; V_{Cx} = 0$$



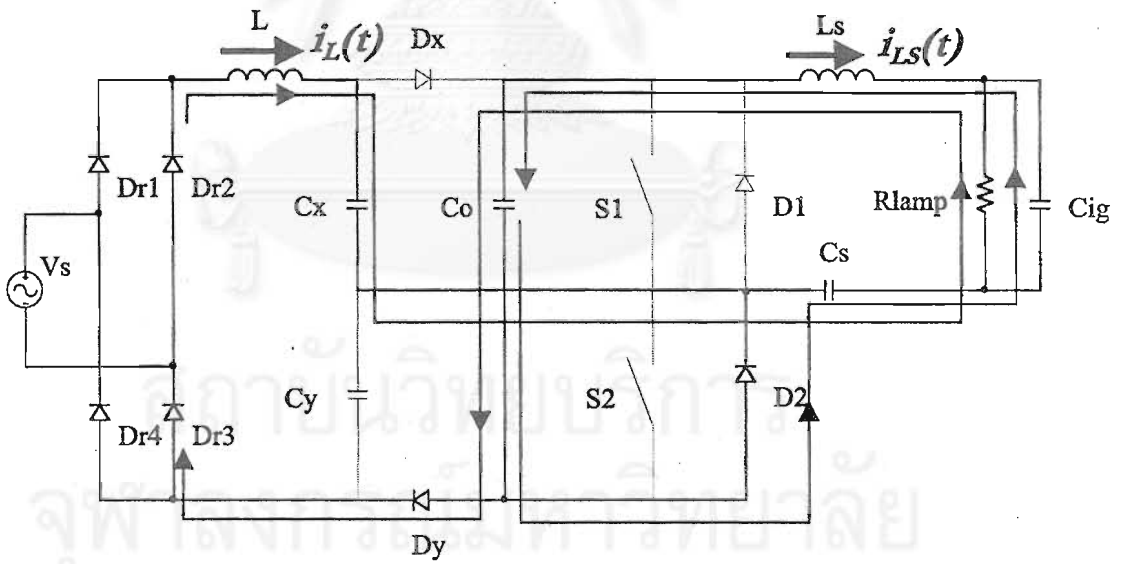
(ข) การทำงานในช่วงที่ 7 $i_{S_2} = i_{L_s}$; S_1 นำกระแส, D_x หยุดนำกระแส



(ข) การทำงานในช่วงที่ 8 $i_S = i_{C_Y} = i_{C_o}$; D_y นำกระแส



(ฉ) การทำงานในช่วงที่ 9 $i_{L_s} = i_L + i_{C_y}$; D_y ยังคงนำกระแสอยู่, S_2 นำกระแส



(จ) การทำงานในช่วงที่ 10 $i_{L_s} = i_L + i_{D_2}$; D_y, D_2 นำกระแส

รูปที่ 3.9 ก-ญ แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 1

อธิบายการทำงาน ภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง

- ช่วง 1 : S2, Dy ต่อวงจรมำกระแส

สวิตช์ S2 นำกระแสอยู่ก่อนแล้ว เกิดการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุโดยกระแส i_L ทำให้แรงดันเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงค่าแรงดันด้านเข้า (จะไม่ถึง dc bus) กระแส i_L ลดลงเป็นศูนย์ ตัวเก็บประจุ C_o คายประจุผ่านวงจรโหลดและสวิตช์ S2 แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ลดลง กระแส i_{Ls} เป็นบวกและเพิ่มขึ้น

- ช่วง 2 : S2 ยังคงนำกระแสอยู่ Dy หยุดนำกระแส

ตัวเก็บประจุ C_o ยังคงคายประจุผ่านวงจรโหลดและสวิตช์ S2 แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ลดลง กระแส i_{Ls} เป็นบวกและเพิ่มขึ้นอีกจนถึงค่าสูงสุด

- ช่วง 3 : S2 หยุดนำกระแส, Dx นำกระแสต่อจาก S2

ตัวเก็บประจุ C_o หยุดคายประจุ C_x คายประจุผ่านวงจรโหลดและไดโอด Dx และแรงดันลดลง กระแส i_{Ls} ยังเป็นบวกแต่ลดลง

- ช่วง 4: Dx ยังคงนำกระแสอยู่

C_x ยังคงคายประจุผ่านวงจรโหลดและไดโอด Dx และแรงดันลดลง C_y ถูกประจุโดยแรงดันด้านเข้า เนื่องจากแรงดันที่ C_x ต่ำกว่าแรงดันด้านเข้า กระแส i_{Ls} เป็นบวกแต่ยังลดลงอย่างต่อเนื่อง ในขณะที่กระแส i_L เพิ่มขึ้นและประจุให้ C_y แรงดันคร่อม C_y เริ่มเพิ่มขึ้น ในขณะที่สุดท้ายของช่วงนี้แรงดันที่ C_x ลดลงเป็นศูนย์

- ช่วง 5: Dx ยังคงนำกระแสอยู่, D1 นำกระแส

ในช่วงนี้เมื่อแรงดันที่ C_x ลดลงเป็นศูนย์ ทำให้ D1 ซึ่งเป็นไดโอดคู่ประกอบของสวิตช์ S1 นำกระแสซึ่งเป็นผลต่างระหว่างกระแส i_{Ls} กับกระแสที่ประจุ C_y โดยกระแส i_{Ls} ยังมีทิศทางเป็นบวกแต่ลดลงอย่างต่อเนื่อง Dx ยังคงนำกระแสอยู่ซึ่งเป็นกระแสที่ประจุ C_y ทำให้แรงดันของ C_y เพิ่มขึ้น โดยสุดท้ายของช่วงนี้กระแส i_{Ls} จะลดลงเป็นศูนย์ ในขณะนั้นสวิตช์ S1 ถูกสั่งให้ต่อวงจรรอไว้แล้วแต่ยังจะไม่มีกระแสไหลจนกว่ากระแส i_{Ls} จะกลับทิศ

ช่วง 6-10 การทำงานจะมีลักษณะเดียวกันกับ ช่วงที่ 1-5 แต่กระแส i_{Ls} จะกลับทิศทางเป็นลบ

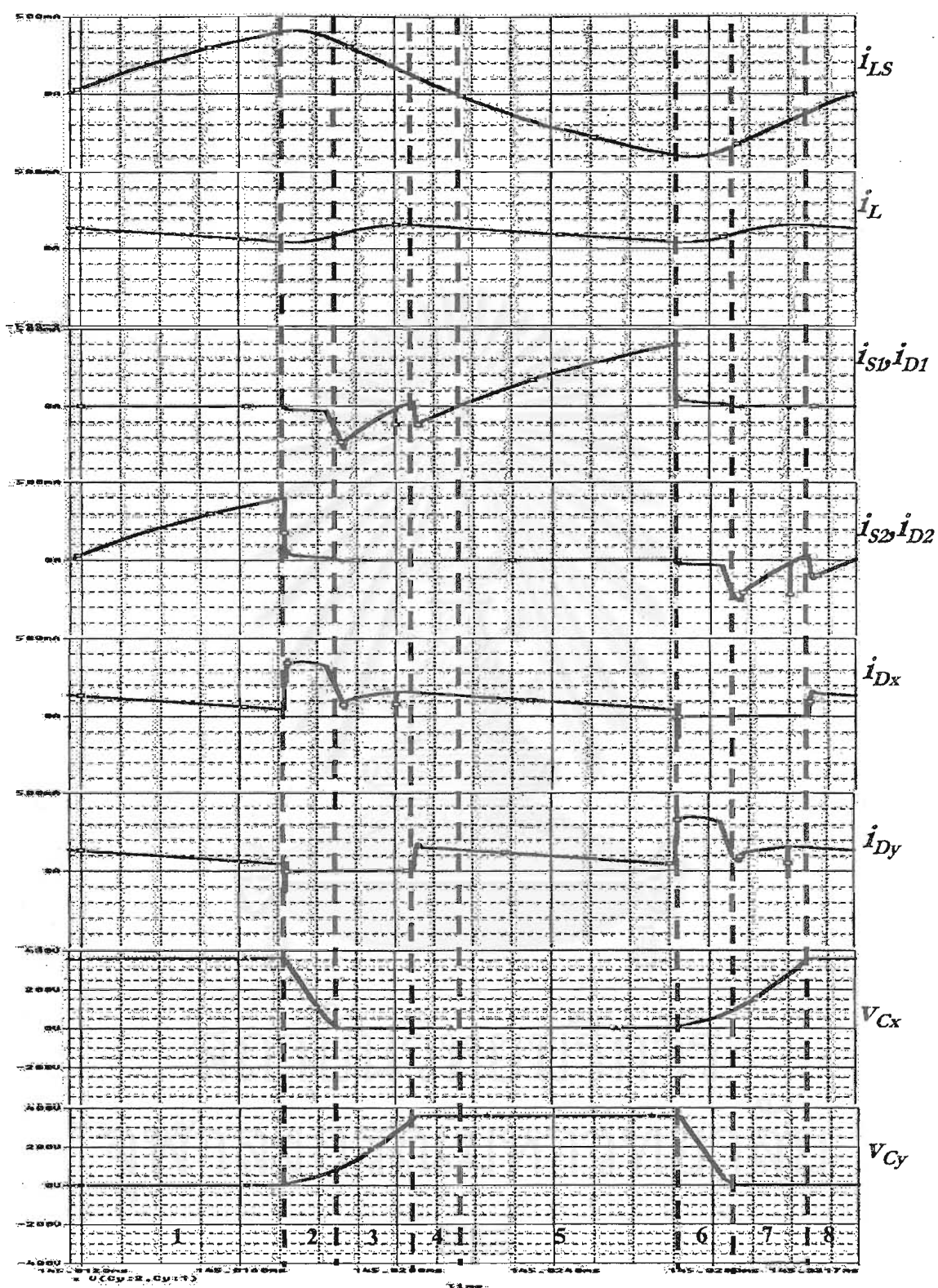
3.2.5.2 ภาคที่ 2 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง

การทำงานของวงจรในภาคนี้แบ่งออกเป็น 8 ช่วงการทำงานตามสถานะการนำกระแสของ สวิตซ์ดังในตารางที่ 3.2 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรในภาคนี้ มีลักษณะดังในรูป ที่ 3.10 และรูปที่ 3.11 ก-ข เป็นรูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลา

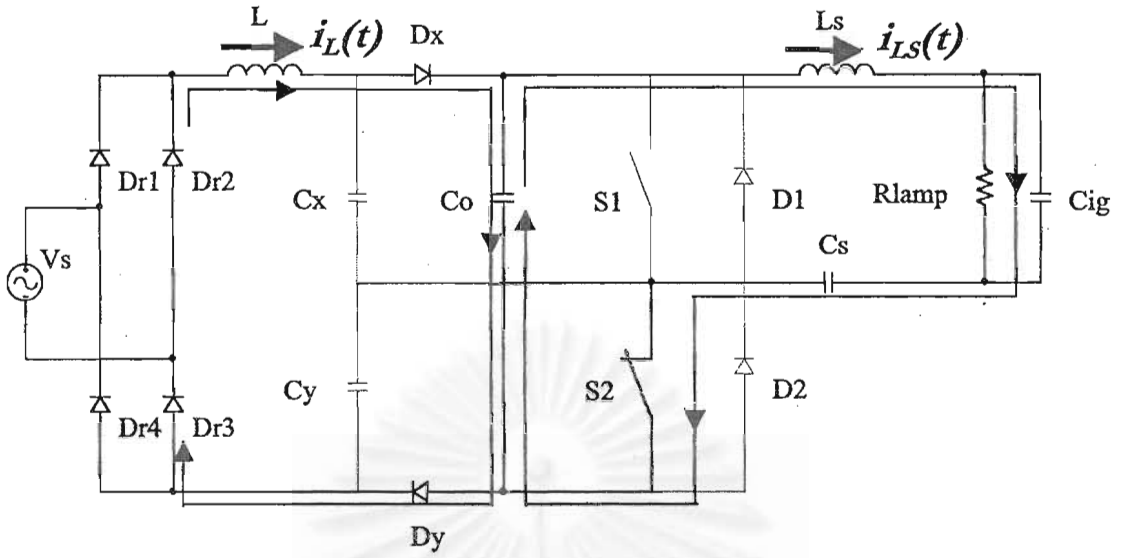
ตารางที่ 3.2 สถานะการทำงานของสวิตซ์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 2

	1	2	3	4	5	6	7	8
D_r	on	on	on	on	on	on	on	on
D_x	on	on	on	on	on	off	on	on
D_y	on	off	on	on	on	on	on	on
S_1	off	off	off	off	on	off	off	off
D_1	off	off	off	on	off	off	off	off
S_2	on	off	off	off	off	off	off	off
D_2	off	off	off	off	off	off	off	on

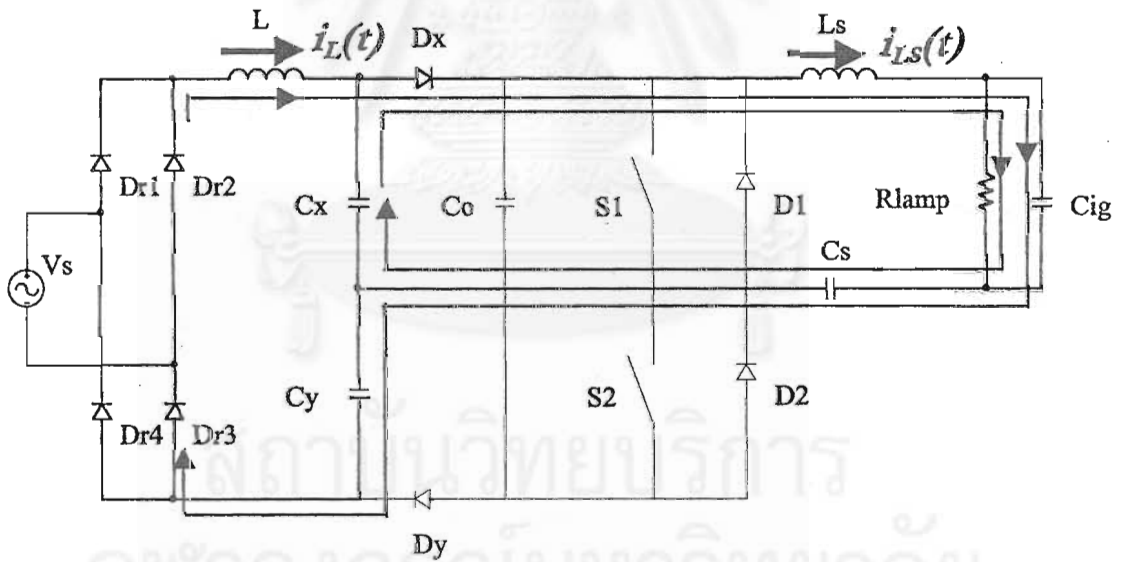
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



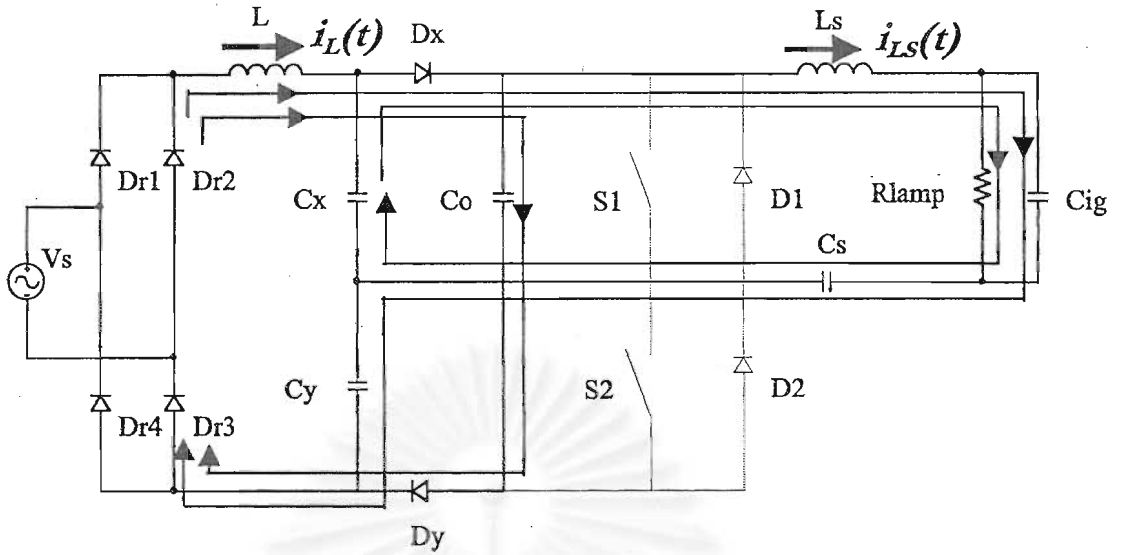
รูปที่ 3.10 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคที่ 2 กระแสต่อเนื่อง



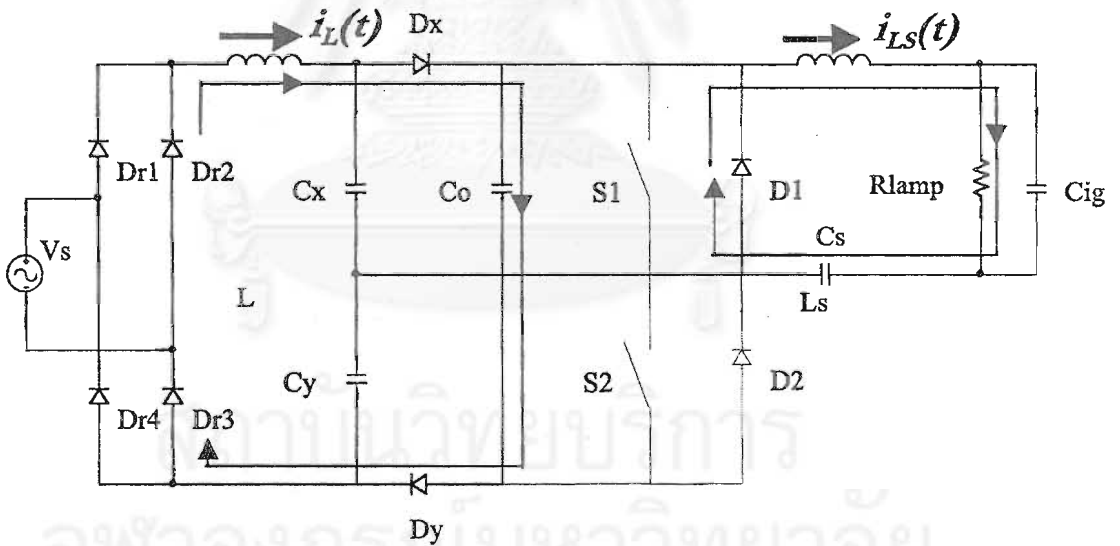
ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $i_{Co} = i_L - i_{LS}$; S_2, D_x, D_y นำกระแส
 $i_{S2} = i_{LS}$



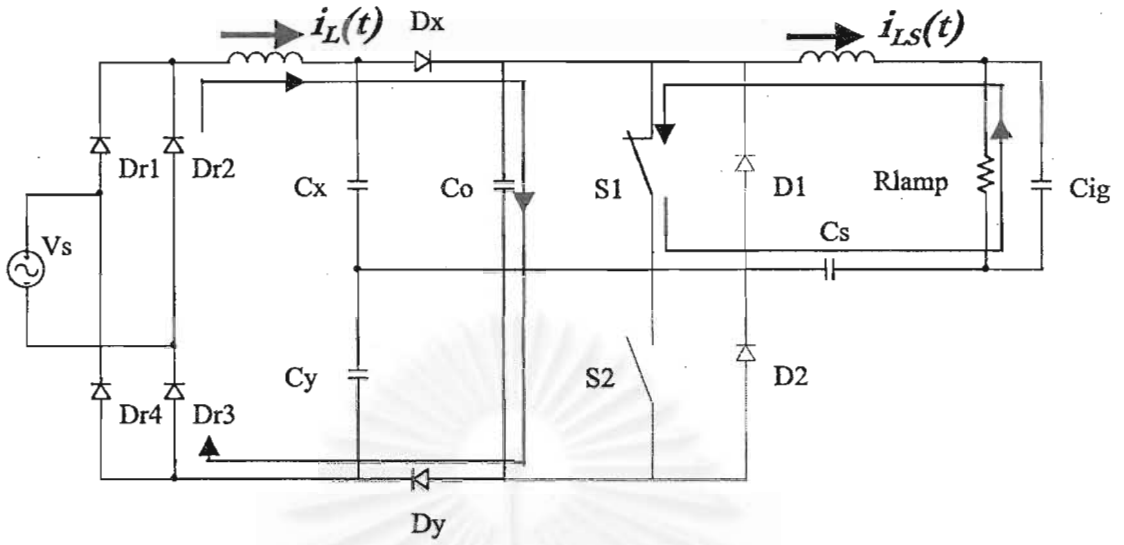
ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{LS} = i_L + i_{Cx}$; S_2, D_y หยุดนำกระแส D_x ยังคงนำกระแสอยู่
 $V_{rec} = V_{Cx} + V_{Cy}$



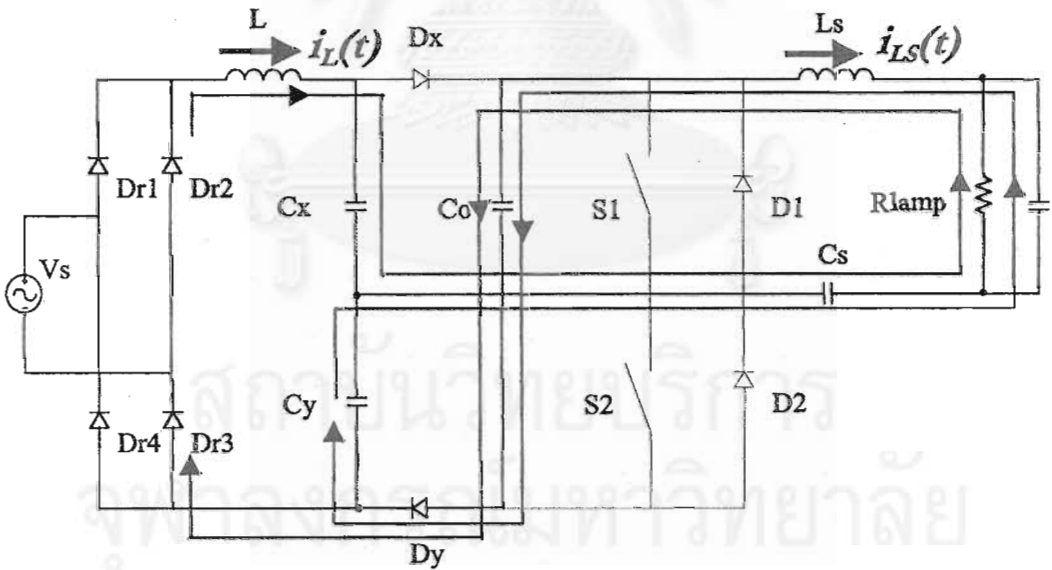
ค) การทำงานในช่วงที่ 3 $i_L + i_{Cx} = i_{Co} + i_{Ls}$; Dx, Dy นำกระแส
 $V_{rec} = V_L + V_{Co}$



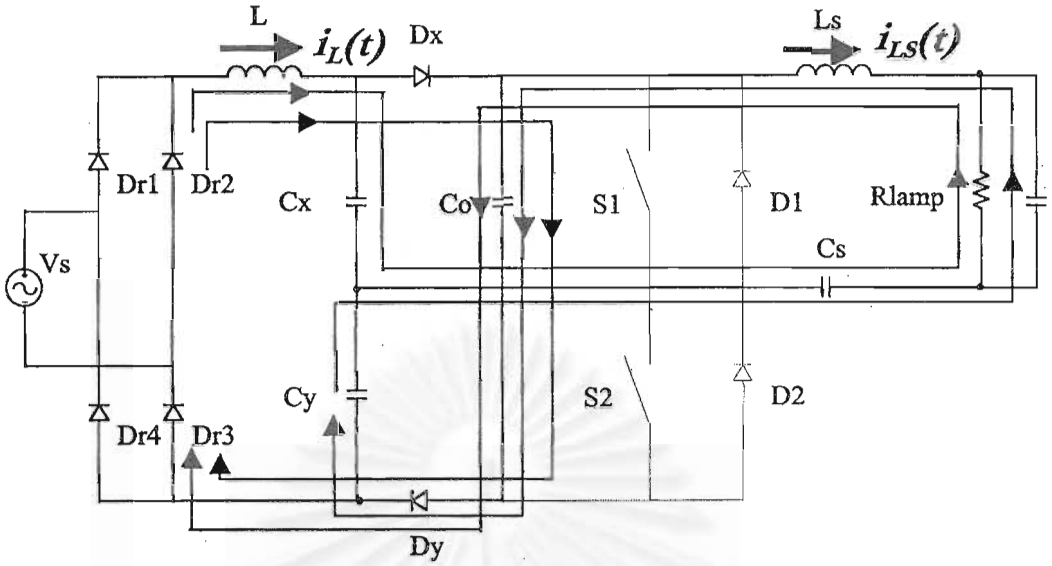
ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $i_L + i_{Cx} = i_{Co} + i_{Ls}$; Dx, Dy ยังคงนำกระแส ; D1 นำกระแส
 $V_{rec} = V_L + V_{Cy}$; $V_{Cx} = 0$



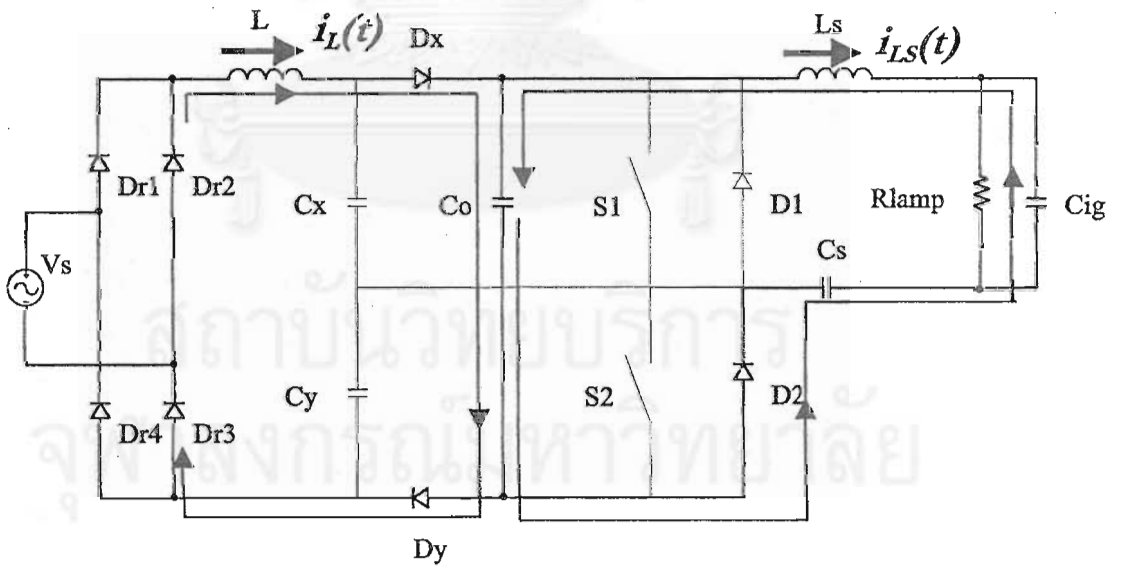
จ) การทำงานในช่วงที่ 5 $i_{Ls} = i_{S1}; i_{Co} = i_L$; Dx, Dy ยังคงนำกระแส ; S1 นำกระแส
 $V_{Cy} = dc_bus; V_{Cx} = 0$; $V_{Cx} = 0$



ฉ) การทำงานในช่วงที่ 6 $i_{Ls} = i_L + i_{Cx}; i_{Cx} = i_L$; S1, Dx หยุดนำกระแส
 $V_{Cy} = dc_bus; V_{Cx} = 0$; $V_{Cx} = 0$; Dy นำกระแส



ข) การทำงานในช่วงที่ 7 $i_L - i_{Cx} = i_{Dx}; i_{Cy} + i_{Cx} = i_{Ls}; i_{Co} = i_{Ls} + i_{Dx}$
 $i_{Co} = i_{Dx} + i_{Cx} + i_{Cy} \quad ; \quad V_{Cx} = 0 \quad ; \quad Dx, Dy \text{ นำกระแส}$



ข) การทำงานในช่วงที่ 8 $i_{Co} = i_L + i_{Ls}; i_{D2} = i_{Ls}$
 $V_{Cx} = dc_bus \quad ; \quad V_y = 0 \quad ; \quad Dx, Dy, D2 \text{ นำกระแส}$

รูปที่ 3.11 ก-ข แสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 2

อธิบายการทำงาน ภาคกระแส ต่อเนื่อง

- ช่วง 1 : S2, Dx, Dy ต่อวงจรมอเตอร์

ก่อนหน้านี้ ตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุโดยกระแส i_L ทำให้มีแรงดันเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงค่าของแรงดันด้านเข้า จึงทำให้ตัวเก็บประจุ C_x เสมือนวงจรเปิด ในช่วงนี้กระแส i_L ยังคงเป็นบวกและมีแนวโน้มลดลง ในขณะที่ i_{Ls} มีทิศทางเป็นบวกเหมือนกันแต่มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_o จะถูกคายประจุด้วยค่ากระแสผลต่างระหว่าง กระแส i_L กับ กระแส i_{Ls} ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ลดลง ขณะที่ i_{Ls} มีทิศทางเป็นบวกเหมือนกันและเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงค่าสูงสุด

- ช่วง 2 : S2, Dy หยุดนำกระแส, Dx ยังคงนำกระแสอยู่

ตัวเก็บประจุ C_o หยุดคายประจุ กระแส i_L ยังคงเป็นบวกและมีลดลงอย่างต่อเนื่องจากช่วงที่ 1 C_x คายประจุผ่านวงจรโหลดและไดโอด Dx แรงดันคร่อม C_x ลดลง กระแส i_{Ls} ยังเป็นบวกและมีแนวโน้มลดลง ตัวเก็บประจุ C_y ถูกประจุด้วยกระแส i_L

- ช่วง 3 : S2 หยุดนำกระแส, Dx, Dy นำกระแสต่อจาก S2

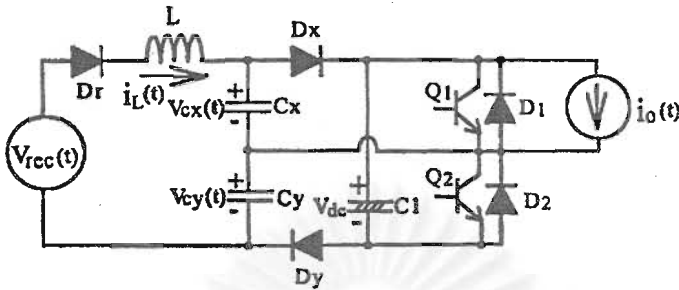
กระแส i_L เพิ่มขึ้นในขณะที่กระแส i_{Ls} ยังเป็นบวกแต่ลดลงอย่างต่อเนื่อง ตัวเก็บประจุ C_o ถูกประจุด้วยค่ากระแสผลต่างระหว่าง กระแส i_{Dx} และ กระแส i_{Ls} ตัวเก็บประจุ C_x คายประจุผ่านวงจรโหลดและไดโอด Dx และแรงดันลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ กระแส i_{Ls} ยังเป็นบวกแต่มีแนวโน้มลดลง โดยสุดท้ายของช่วงนี้ ตัวเก็บประจุ C_y จะถูกประจุจนมีแรงดันถึงค่าของแรงดันด้านเข้าทำให้มีสภาพเหมือนกับวงจรเปิด

- ช่วง 4: Dx ยังคงนำกระแสอยู่ D1, Dy นำกระแส

ในช่วงนี้เมื่อแรงดันที่ C_x ลดลงเป็นศูนย์ ทำให้ D1 ซึ่งเป็นไดโอดคู่ประกอบของสวิตช์ S1 นำกระแสไหลคือค่ากระแส i_{Ls} ตัวเก็บประจุ C_o ถูกประจุด้วยค่ากระแส i_L โดยกระแส i_{Ls} ยังคงลดลงอย่างต่อเนื่อง Dx, Dy ยังคงนำกระแสอยู่ซึ่งเป็นกระแสที่ประจุ C_o โดยสุดท้ายของช่วงนี้ กระแส i_{Ls} จะลดลงเป็นศูนย์ ในขณะที่สวิตช์ S1 ถูกสั่งให้ต่อวงจรรอไว้แล้วแต่ยังจะไม่มีกระแสไหลจนกว่ากระแส i_{Ls} จะกลับทิศ

- ช่วง 5-8 การทำงานจะมีลักษณะเดียวกันกับ ช่วงที่ 1-4 แต่กระแส i_{Ls} จะกลับทิศทางเป็นลบ

3.2.5.3 การวิเคราะห์เพื่อหาแนวทางในการออกแบบ



รูปที่ 3.12 วงจรเทียบเคียงเพื่อใช้ในการวิเคราะห์

ในการที่จะทำให้สะดวกในการวิเคราะห์การทำงานและรูปคลื่นของกระแส วงจรของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 3.7 สามารถทำให้ดูง่ายในรูปที่ 3.12 วงจรบริจจ์เรคตีไฟร์แทนด้วยไดโอด D_r และ $V_{rec}(t)$ เป็นแรงดันเรคตีไฟร์ของสายกำลัง

$$V_{rec}(t) = V_{sm} |\sin \omega_s t| \quad (3.26)$$

เมื่อ V_{sm} เป็นขนาดของแรงดัน และ ω_s เป็นความถี่ของแหล่งจ่ายสายกำลัง

สำหรับการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ดี วงจรเรโซแนนซ์แทนได้ด้วยอินดักทีฟโหลดและสามารถเทียบเคียงได้ด้วยแหล่งจ่ายกระแสไซน์กับอินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่สวิทช์ ω_0

$$i_o(t) = I_m \sin \omega_0 t \quad (3.27)$$

เมื่อ I_m เป็นขนาดของกระแสโหลด

ในอันที่จริงแล้ว ความถี่ของอินเวอร์เตอร์จะเกี่ยวข้องอย่างมากเมื่อเทียบกับความถี่สายกำลัง ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงที่แรงดันสายกำลังด้านเข้าสามารถละลายได้ตลอดช่วง 1 คาบสวิทช์

ในคาบการนำกระแสของสวิทช์ S_2 กระแสเรโซแนนซ์ไหลจากแหล่งจ่ายไปยังตัวเหนี่ยวนำของวงจรระดับ และ สวิทช์ไปประจุ C_x

$$i_L(t) = \sqrt{\frac{C_x}{L}} (V_{rec} - V_{cxo}) \sin \omega_r t + I_{LO1} \cos \omega_r t \quad (3.28)$$

เมื่อ V_{cx0} และ I_{LO1} เป็นเงื่อนไขเริ่มต้นของ C_X และ L ตามลำดับ และ ω_r เป็นความถี่เรโซแนนซ์

$$\omega_r = \frac{I}{\sqrt{LC_X}} \quad (3.29)$$

แรงดันตกคร่อม C_X ก็คือ

$$V_{CX}(t) = V_{rec} - (V_{rec} - V_{cx0}) \cos \omega_r t + I_{LO1} \sqrt{\frac{L}{C_X}} \sin \omega_r t \quad (3.30)$$

V_{cx} จะน้อยกว่าแรงดันของแรงดันไฟตรงเชื่อมต่อ(dc-link voltage) V_{dc} กระแสของตัวเหนี่ยวนำจะแกว่งขึ้นไปเกิน 1.5 วัฏจักร และหยุดอยู่ที่ศูนย์ ภายใต้เงื่อนไขดังกล่าว กระแสของตัวเหนี่ยวนำและกระแสด้านเข้าจะไม่ต่อเนื่อง

ที่แรงดันซึ่งเรียกไฟร์ V_{rec} มีค่าสูงกระแสของตัวเหนี่ยวนำมีแนวโน้มที่จะต่อเนื่อง และ V_{cx} สามารถมีค่าถึง V_{dc} ที่จุดนี้อีกด้านหนึ่ง D_X จะนำกระแส และ V_{cx} จะถูกตรึงไว้ที่ V_{dc} ดังนั้น V_{dc} จะมีค่ามากกว่าค่าขอคของ V_{rec} กระแสของตัวเหนี่ยวนำจะประจุ ตัวเก็บประจุของแรงดันไฟตรงเชื่อมต่อ และลดลงอย่างเชิงเส้น

$$i_L(t) = \frac{V_{rec} - V_{dc}}{L} t + I_{LO2} \quad (3.31)$$

หลักในการออกแบบ

ค่าของตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสามารถคำนวณได้จาก

$$C_X = \frac{T_o P_i}{4 V_i^2} \quad (3.32)$$

เมื่อ P_i และ V_i เป็นค่าจำเพาะของแรงดัน และ กำลังด้านเข้าตามลำดับ และ T_o เป็นคาบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

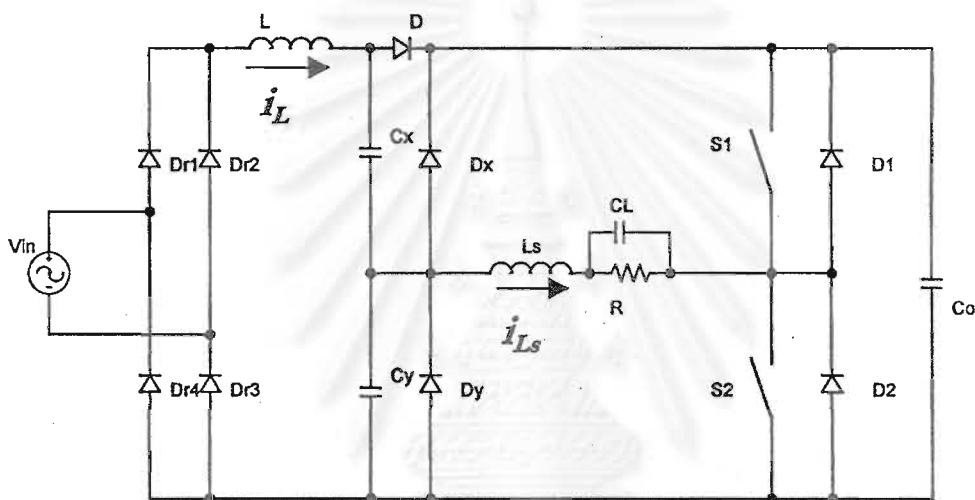
ค่าแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุความถี่สูงถูกจำกัดด้วยค่าแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ค่าพลังงานสูงสุดในตัวเก็บประจุหาได้จาก

$$E_{C(Max)} = \frac{1}{2} C_X V_{dc}^2 \quad (3.33)$$

และค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จาก

$$L = \frac{I}{\omega_0^2 C_X} \quad (3.34)$$

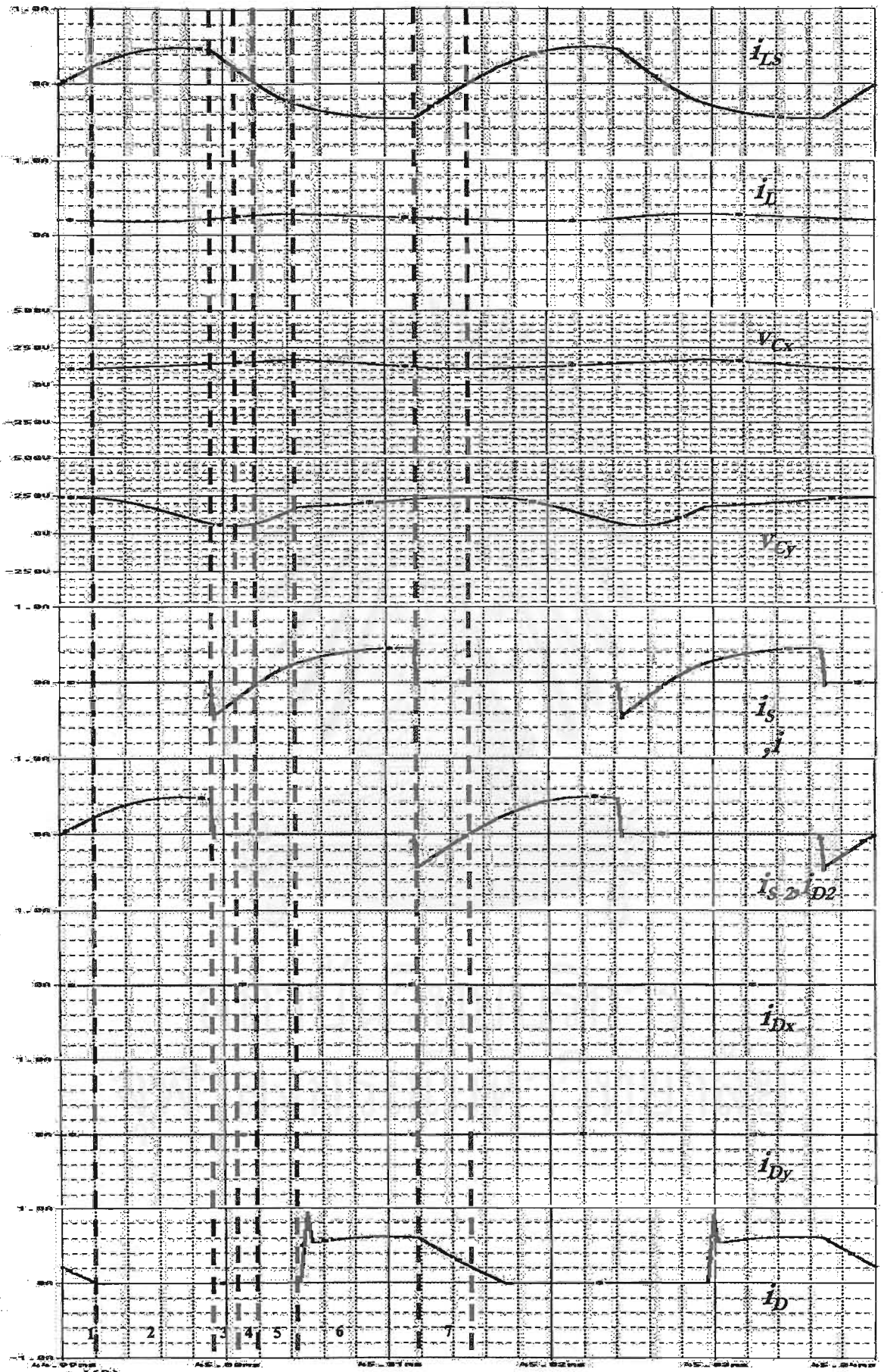
3.2.6 การวิเคราะห์วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ (single stage) ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับ วงจรที่ 2



รูปที่ 3.13 บัลลาสต์คืออิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน แบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับ วงจรที่ 2

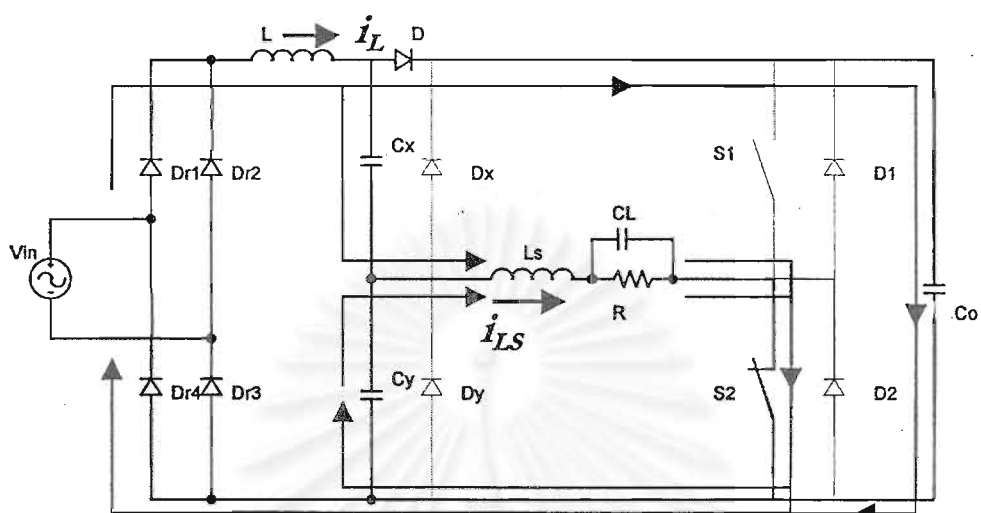
รูปที่ 3.13 เป็นวงจรบัลลาสต์คืออิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ที่ควบคุมแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ ลักษณะวงจรเป็นวงจรแบบ charge pump power-factor-correction (Qian, Lee and Yamauchi, 1999) โดย ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ Cx Cy ก็คือ ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรรูปที่ 3.13 ส่วนแหล่งกระแส i_L จะทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแส i_L ในวงจรรูปที่ 3.13 เมื่อพิจารณากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L และแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cx และ Cy มีภาคการทำงานได้หลายภาค ซึ่งจะกล่าวเพียง 4 ภาคการทำงานคือ

- ภาคที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cx ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cy ต่อเนื่อง

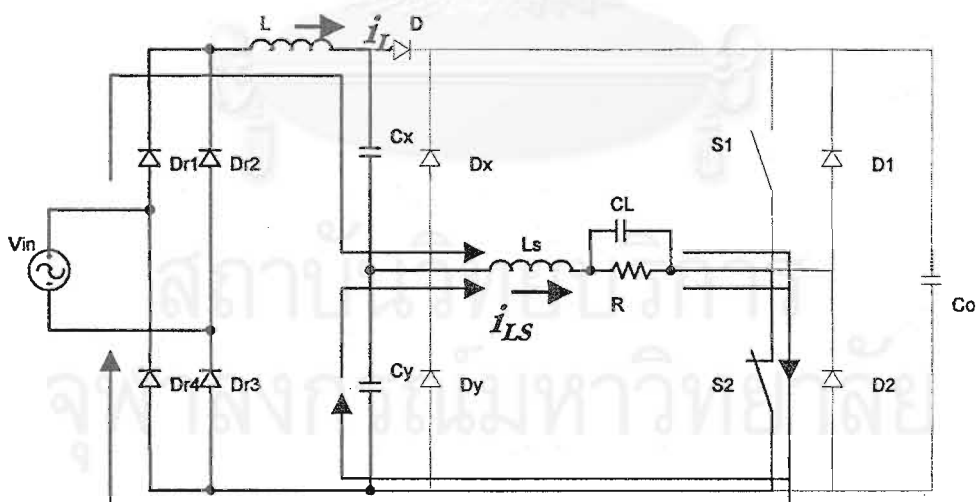


รูปที่ 3.14 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดัน

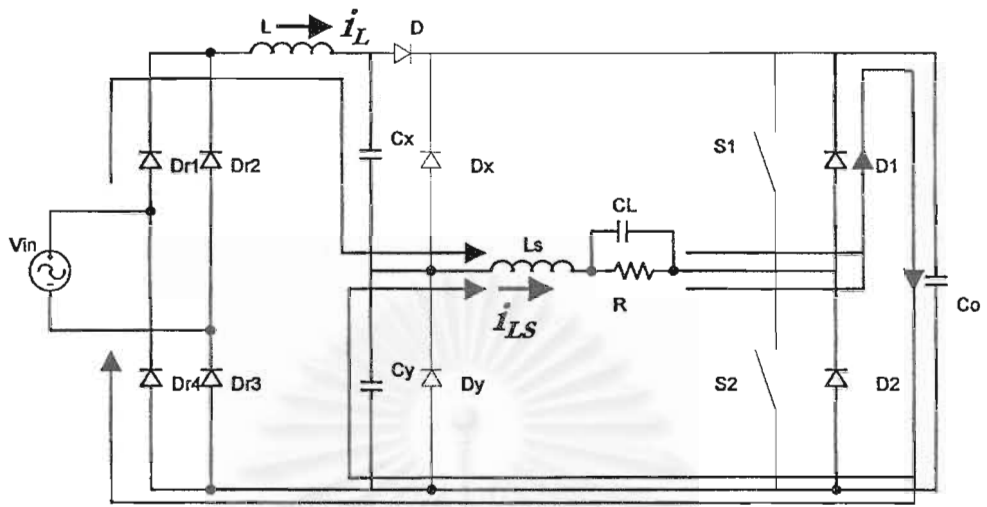
จากตารางที่แสดงสภาวะการนำกระแสของสวิตช์ต่างๆ ที่ทำงานในภาคที่ 1 สามารถอธิบายการทำงานในแต่ละช่วงได้ดังนี้



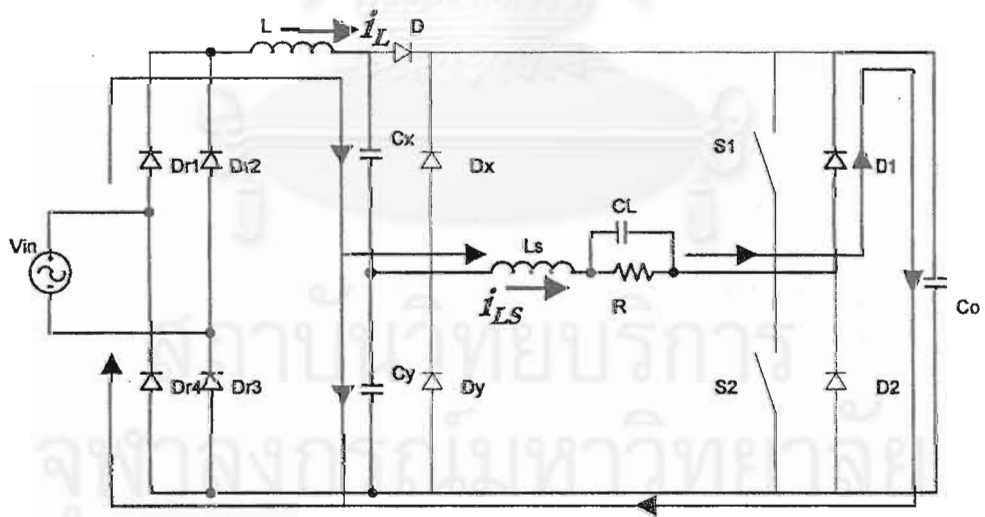
(ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $i_{LS} < i_{L,D}$ และ S2 นำกระแส



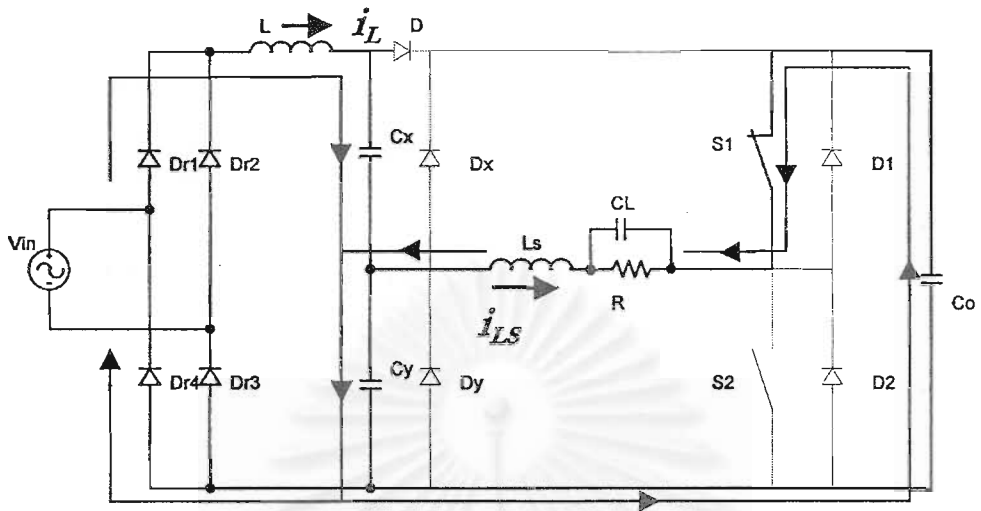
(ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{LS} > i_{L,D}$ หยุดนำกระแส



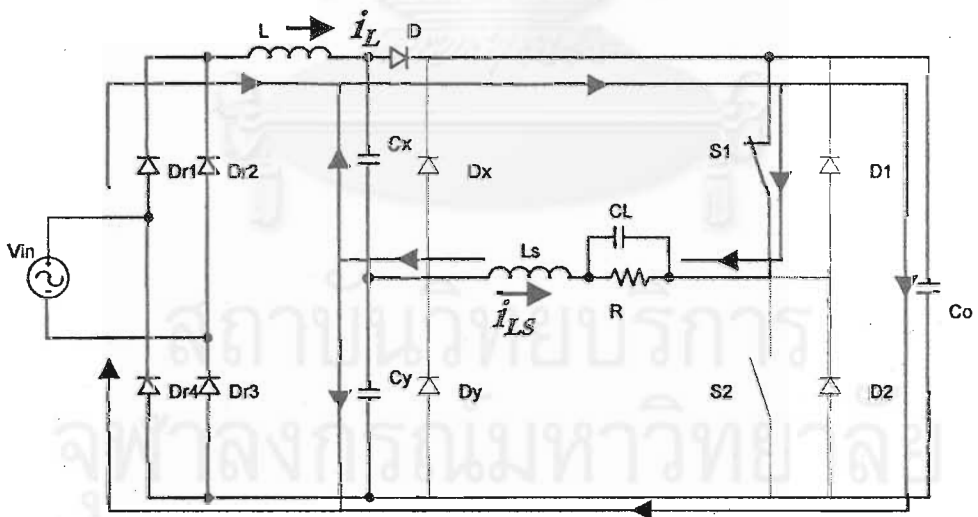
(ค) การทำงานในช่วงที่ 3 S2 หยุดนำกระแส, D1 นำกระแส



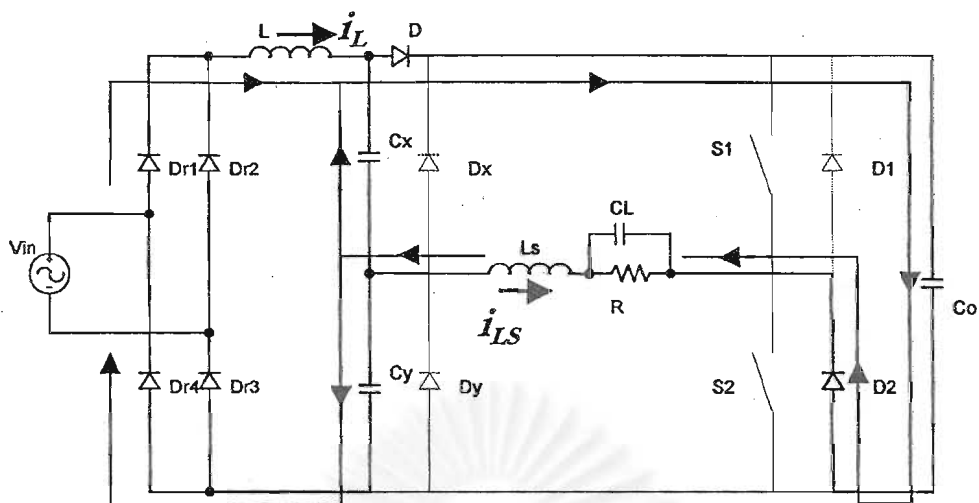
(ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $i_{LS} < i_L$, D1 นำกระแส



(จ) การทำงานในช่วงที่ 5 i_{LS} เปลี่ยนทิศ, S1 นำกระแส, D1 หยุดนำกระแส



(ฉ) การทำงานในช่วงที่ 6 $v_{Cx} + v_{Cy} = v_{Co}$



(ข) การทำงานในช่วงที่ 7 S1 หยุดนำกระแส , D2 นำกระแส

รูปที่ 3.15 ก-ข รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 1

- ช่วงที่ 1 : S2 ต่่วงจร , $i_{LS} < i_L$, D นำกระแส

สวิตช์ S2 ต่่วงจร เนื่องจากกระแส i_{LS} น้อยกว่ากระแส i_L ไดโอด D นำกระแสผ่านตัวเก็บประจุ C_o ตัวเก็บประจุ C_y จะคายประจุผ่านวงจรถอดและสวิตช์ S2 แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ลดลงขณะที่แรงดันคร่อม C_x เพิ่มขึ้น เนื่องจากในขณะนั้น C_x จะถูกประจุโดยผลต่างของกระแส i_L กับกระแสผ่านไดโอด D กระแส i_{LS} จะเป็นผลรวมของกระแสที่ประจุ C_x และกระแสจากคายประจุของตัวเก็บประจุ C_y กระแสไหลผ่านไดโอด D และผ่านตัวเก็บประจุ C_o จะทำให้แรงดัน C_o เพิ่มขึ้น

- ช่วงที่ 2 : $i_{LS} > i_L$, S2 ต่่วงจร , D หยุดนำกระแส

ตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุโดยกระแส i_L ทำให้แรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L จะทำให้ตัวเก็บประจุ C_y คายประจุผ่านวงจรถอดและสวิตช์ S2 โดยกระแส i_{LS} จะเป็นผลรวมของกระแส i_L และกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_y เนื่องจาก $v_{Cx} + v_{Cy} < v_{Co}$ ไดโอด D ไม่นำกระแส

- ช่วงที่ 3 : $i_{LS} > i_L$, S2 หยุดนำกระแส . D1 นำกระแส

สวิตช์ S2 เปิดวงจรถอด กระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ทำให้มีกระแสจากการคายประจุ C_y ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุโดยกระแส i_L โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L กับกระแสจากการคายประจุ C_y ซึ่งมีทิศทางการไหลผ่านไดโอด D1 ที่ค่อนข้างนานกันแทน S2 ผ่านตัวเก็บประจุ C_o

- ช่วง 4 : $i_{LS} < i_L$, Cy ถูกประจุ

เมื่อกระแส i_L มากกว่ากระแส i_{LS} ทำให้มีกระแสที่เป็นผลต่างของ i_{LS} กับ i_L ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Cy ทำให้ตัวเก็บประจุ Cy จะถูกประจุ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ Cy จะเพิ่มขึ้น กระแส i_{LS} ไหลผ่านไดโอด D1 และ ตัวเก็บประจุ Co ส่วนตัวเก็บประจุ Cx ยังถูกประจุโดย i_L ช่วงเวลานี้ สวิตช์ S1 จะถูกขับนำแต่กระแสยังคงไหลผ่านไดโอด D1 เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังไม่ไหลกลับทิศ

- ช่วง 5 : i_{LS} กลับทิศ, S1 นำกระแส, D1 หยุดนำกระแส

เมื่อกระแสไหลกลับ i_{LS} กลับทิศ กระแส i_{LS} จะย้ายไปไหลผ่านสวิตช์ S1 และ Co กระแส i_L ยังคงมีค่ามากกว่า i_{LS} ผลต่างของกระแส i_L กับกระแส i_{LS} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Cy ส่วนตัวเก็บประจุ Cx จะถูกประจูด้วยกระแสเหนี่ยวนำ i_L ต่อไป

- ช่วง 6 : $v_{Cx} + v_{Cy} = v_{Co}$, D นำกระแส

เมื่อ ตัวเก็บประจุ Cx และ Cy ถูกประจุนจนผลรวมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cx และ Cy เท่ากับแรงดันออกคร่อมตัวเก็บประจุ Co ไดโอด D นำกระแส โดยกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D ประกอบด้วยกระแส i_{LS} และกระแส i_L ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Co กระแสที่ประจุ Cy คือผลต่างระหว่างกระแส i_L กับกระแสใช้ประจุ Co ตัวเก็บประจุ Cx จะคายประจุ โดยมีกระแสออกเท่ากับผลต่างๆของกระแส i_{LS} กับกระแสที่ประจุ Cy

- ช่วง 7 : S1 หยุดนำกระแส, D2 นำกระแส

เมื่อสวิตช์ S1 เปิดวงจร กระแส i_{LS} จะย้ายจาก S1 มาไหลผ่าน D2 กระแส i_{LS} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Cx ไดโอด D และตัวเก็บประจุ Co ส่วนกระแส i_L ส่วนหนึ่งจะไหลไปประจูดั้วเก็บประจุ Co และอีกส่วนหนึ่งจะไหลไปประจูดั้วเก็บประจุ Cy กระแสที่เกิดการจากคายประจูดั้วเก็บประจุ Cx จะเท่ากับผลต่างของ i_{LS} กับกระแสที่ใช้ประจูดั้วเก็บประจุ Cy

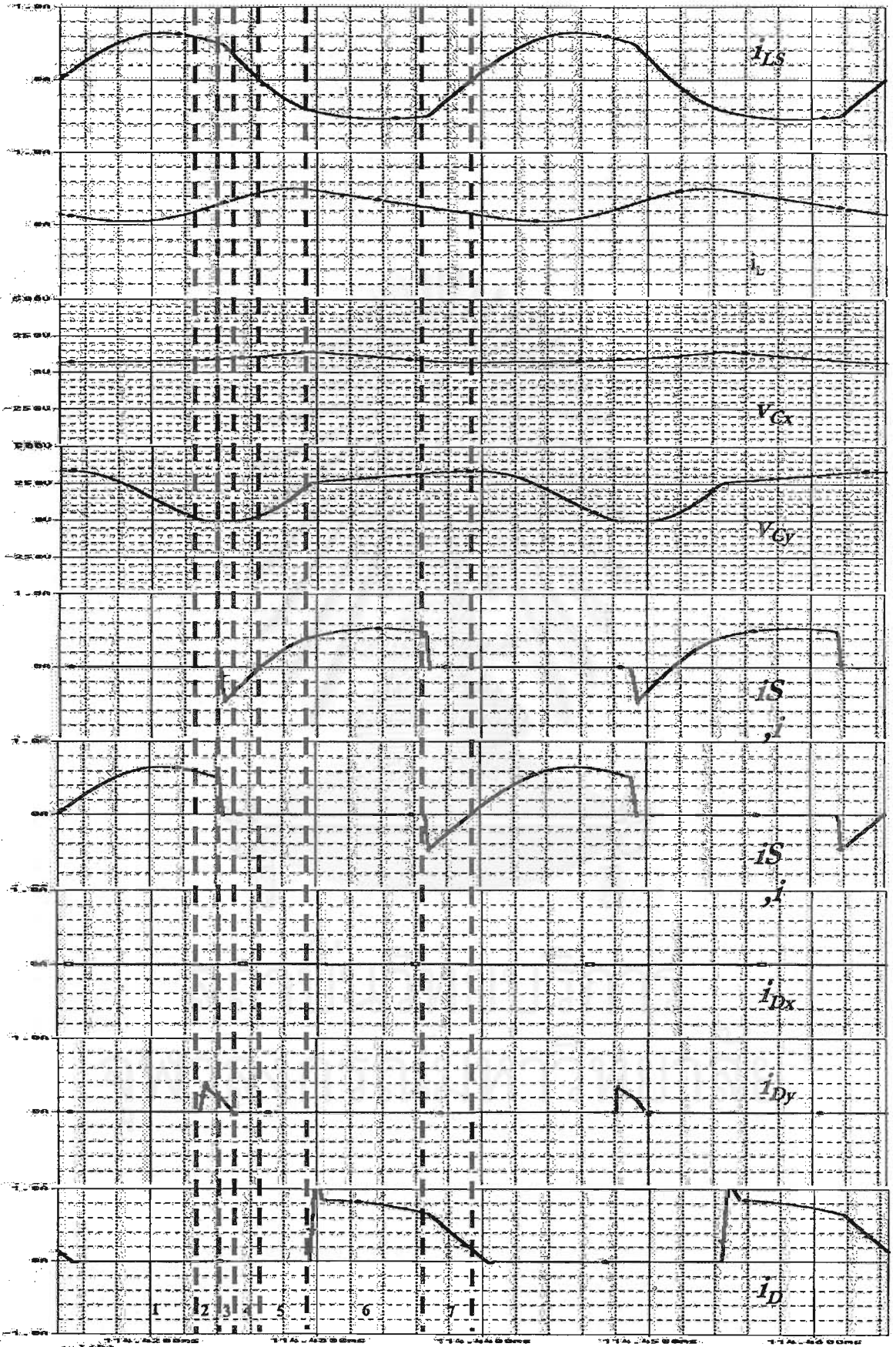
3.2.6.2 ภาคที่ 2 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cx ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cy ไม่ต่อเนื่อง

การทำงานของวงจรในภาคนี้ แบ่งออกเป็น 7 ช่วง ตามสถานะการนำกระแสของสวิตช์ดังในตารางที่ 3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคนี้ มีลักษณะดังในรูปที่ 3.16 และรูปที่ 3.17 ก-ข เป็นรูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลา

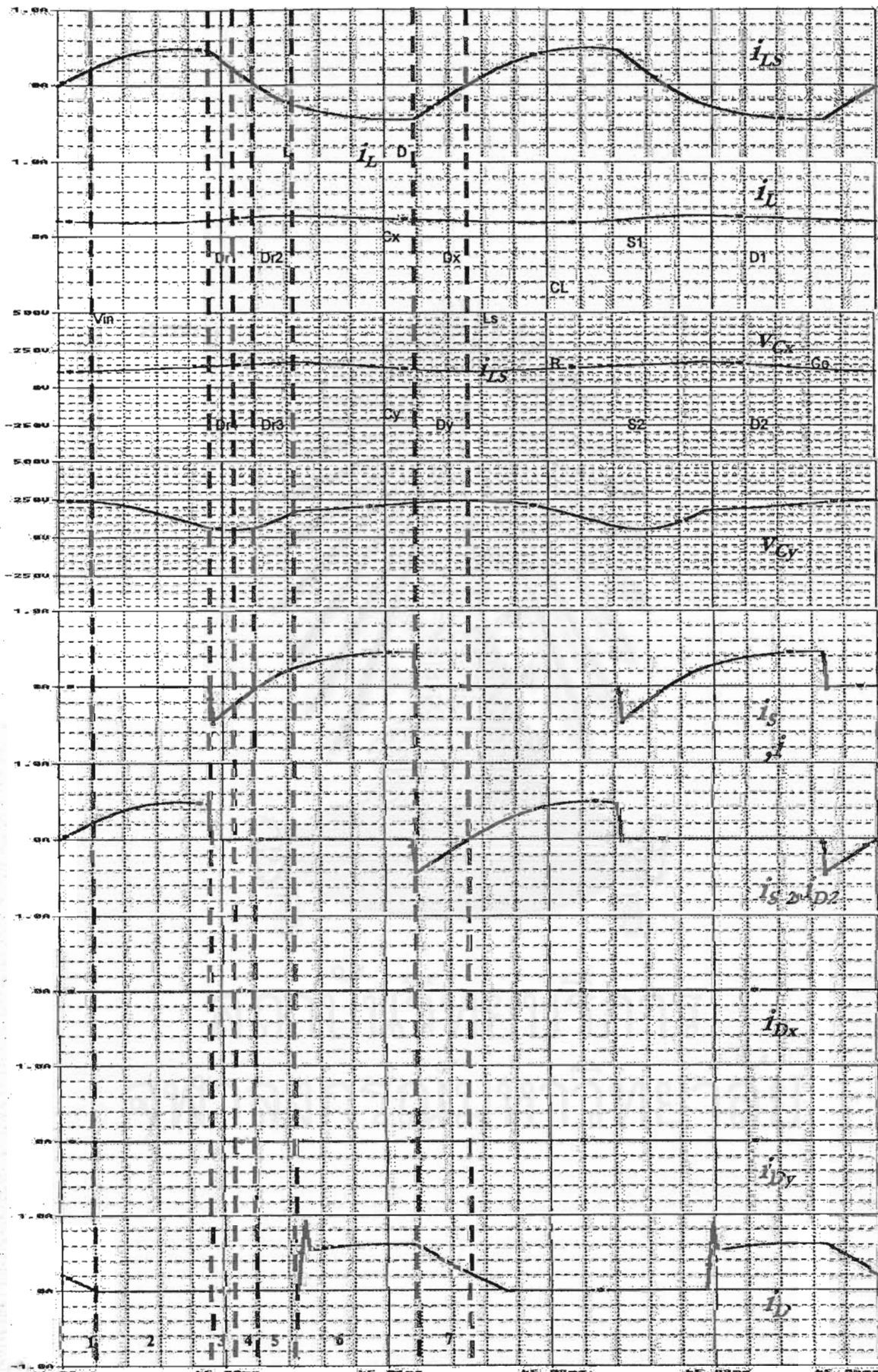
ตารางที่ 3.4 สถานะการทำงานของสวิทช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 2

	1	2	3	4	5	6	7
Dr	ON	ON	ON	ON	ON	ON	ON
Dx	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
Dy	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
D	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
S1	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
D1	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
S2	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
D2	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



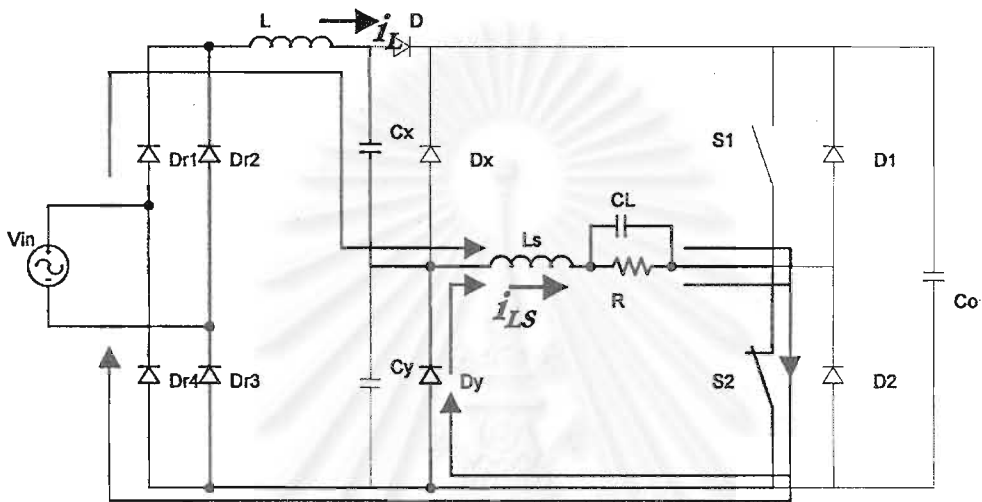
รูปที่ 3.16 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจร เมื่อทำงานในภาคที่ 2



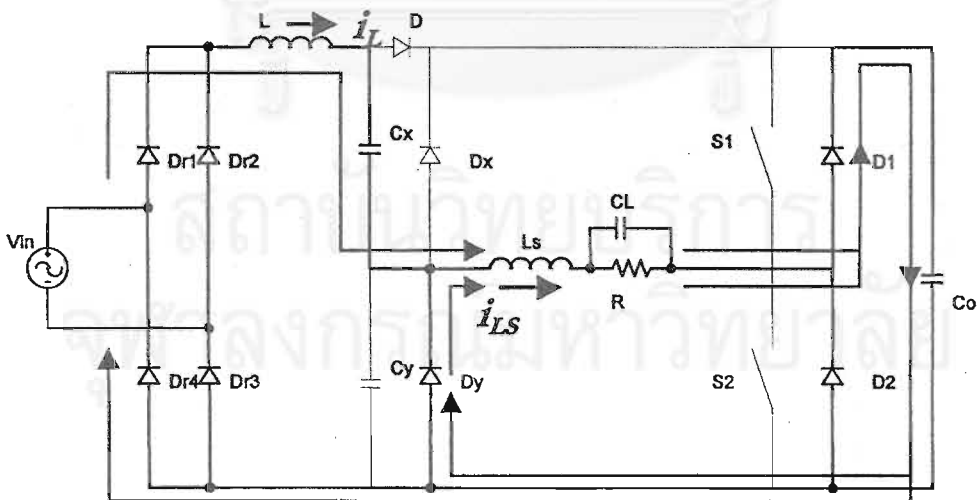
รูปที่ 3.17 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรภาคที่ 2

จากตารางที่แสดงสภาวะการนำกระแสของสวิตช์ต่างๆ ที่ทำงานในภาคที่ 2 สามารถอธิบายการทำงานในแต่ละช่วงได้ดังนี้

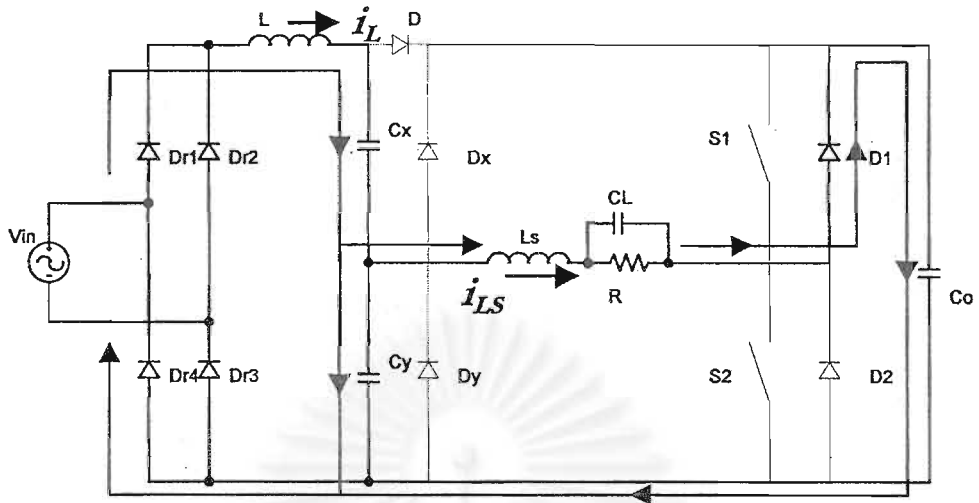
(ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} > 0$, S2 นำกระแส



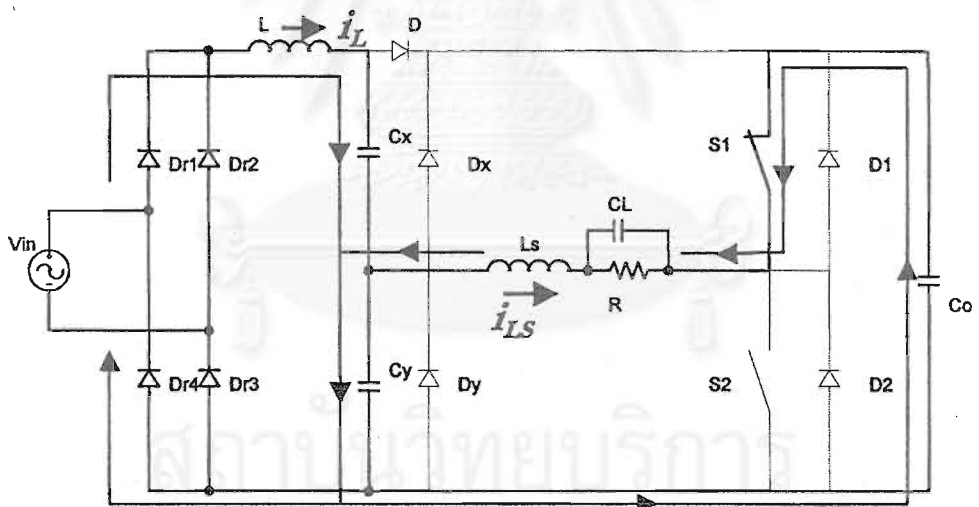
(ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} = 0$



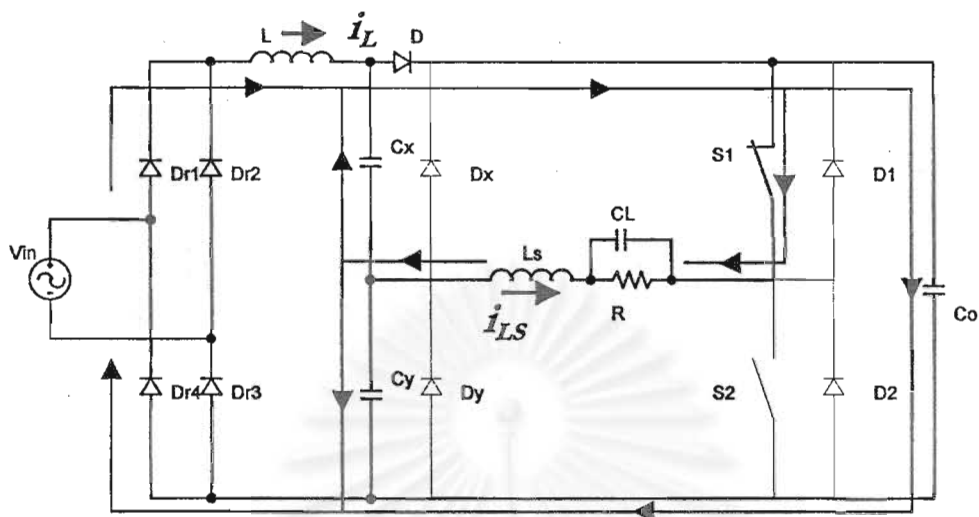
(ค) การทำงานในช่วงที่ 3 $i_{LS} > i_L$, S2 หยุดนำกระแส, D1 นำกระแส



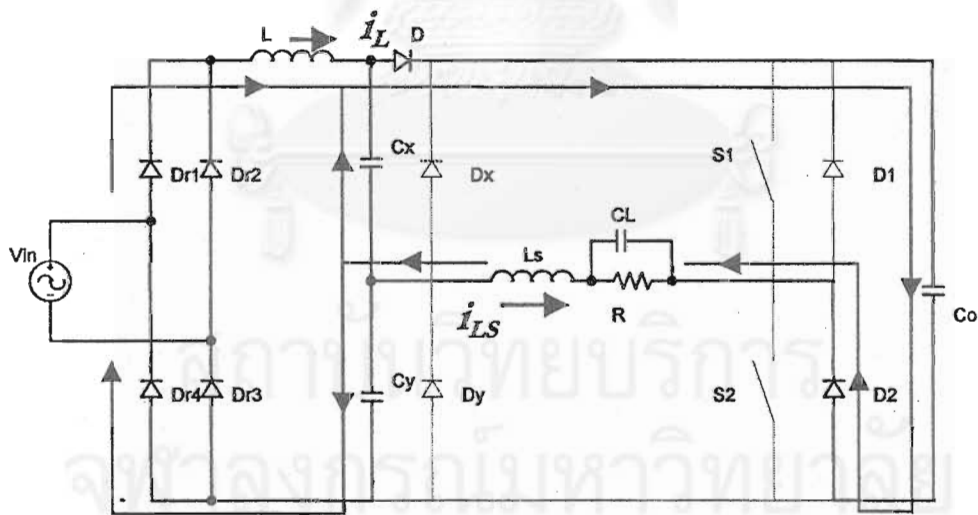
(ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $i_{LS} < i_L$, Dy หยุดนำกระแส



จ) การทำงานในช่วงที่ 5 $i_{LS} < 0$, $S1$ นำกระแส



(จ) การทำงานในช่วงที่ 6 $i_{LS} < 0, v_{Cx} + v_{Cy} > v_o$, D นำกระแส



(ข) การทำงานในช่วงที่ 7 $i_{LS} < 0, v_{Cx} + v_{Cy} > v_o$, S1 หยุดนำกระแส, D2 นำกระแส

รูปที่ 3.18 ก-ข รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 2

- ช่วง 1 : $i_{LS} > i_L, S_2$ ต่อดวงจร

ตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ทำให้แรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L จะทำให้ตัวเก็บประจุ C_y คายประจุผ่านวงจรโพลดและสวิตช์ S_2 โดยกระแส i_{LS} จะเป็นผลรวมของกระแส i_L และกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_y เนื่องจาก $v_{C_x} + v_{C_y} < v_{Co}$ ไดโอด D ไม่นำกระแส

- ช่วง 2 : D_y นำกระแส, $v_{C_y} = 0$

เมื่อตัวเก็บประจุ C_y คายประจุจนหมดแรงดันคร่อม C_y ลดลงเป็นศูนย์ กระแสจะไหลผ่านไดโอด D_y สวิตช์ S_2 ยังคงนำกระแส เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังมากกว่ากระแส i_L ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุด้วยโดยกระแส i_L โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_y

- ช่วง 3 : S_2 เปิดวงจร, D_1 นำกระแส

สวิตช์ S_2 เปิดวงจร กระแส i_{LS} ที่เคยไหลผ่าน S_1 จะย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_1 ซึ่งเป็นไดโอดคู่ประกอบของ S_1 และตัวเก็บประจุ C_o เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ดังนั้นจึงยังคงมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_y ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ต่อไป โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L กับกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_y

- ช่วง 4 D_y หยุดนำกระแส

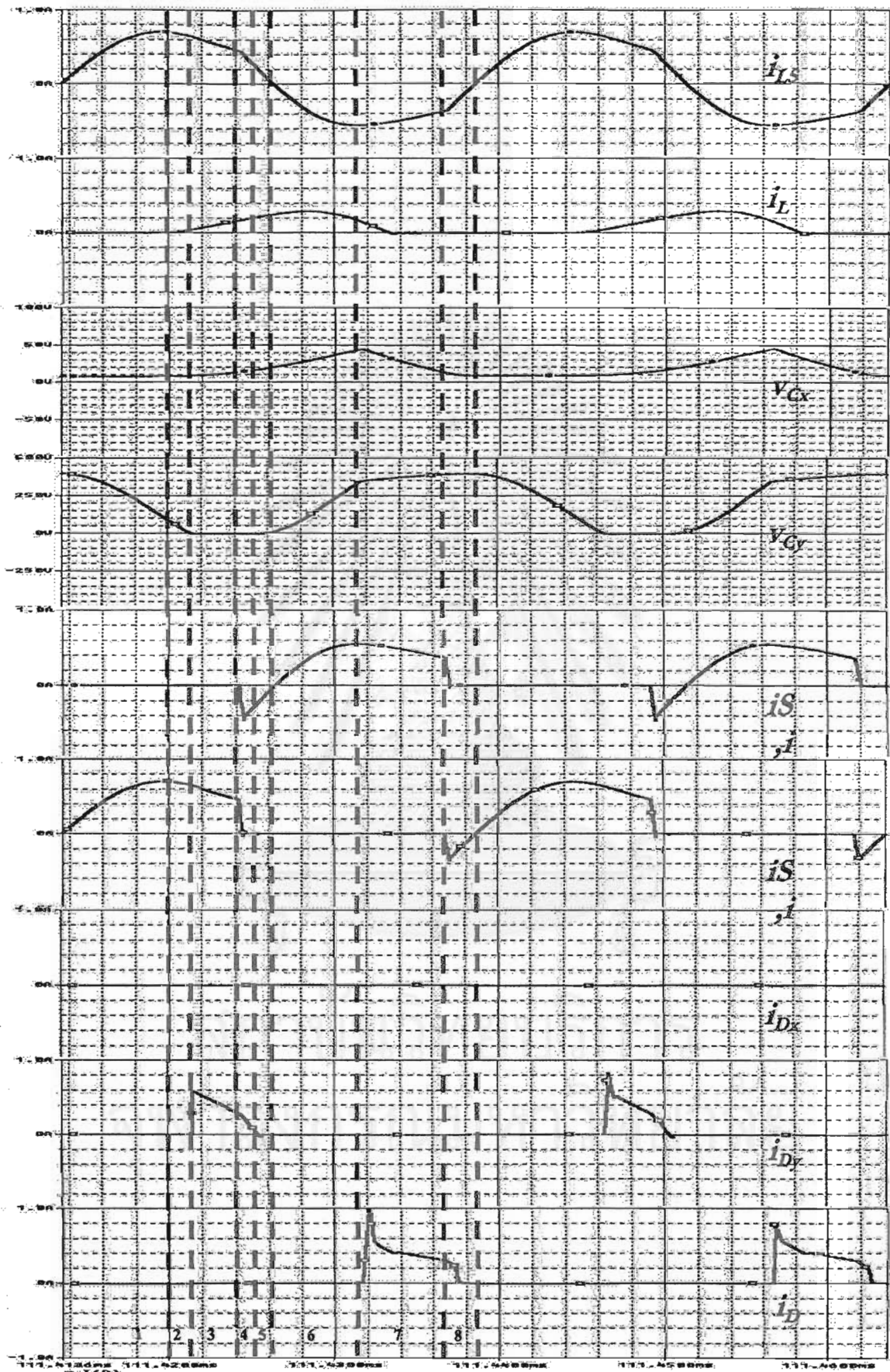
เมื่อกระแส i_{LS} ลดลงจนมีค่าเท่ากับกระแส i_L D_y จะหยุดนำกระแสและเมื่อกระแส i_{LS} มีค่าต่ำกว่า i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_y ทำให้ตัวเก็บประจุ C_y จะถูกประจุใหม่ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_y จะเพิ่มขึ้น กระแส i_{LS} ยังคงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเก็บประจุ C_o ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ในช่วงเวลานี้ S_1 จะถูกขับให้สามารถนำกระแสได้ แต่กระแสยังคงไหลผ่าน D_1 เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังไม่ไหลกลับทิศ

- ช่วง 5 : i_{LS} กลับทิศ, S_1 ต่อดวงจร

เมื่อกระแสไหลกลับ i_{LS} กลับทิศ กระแส i_{LS} จะย้ายไปไหลผ่านสวิตช์ S_1 และ C_o กระแส i_L ยังคงมีค่ามากกว่า i_{LS} ผลต่างของกระแส i_L กับกระแส i_{LS} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_y ส่วนตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุด้วยกระแส i_L ต่อไป

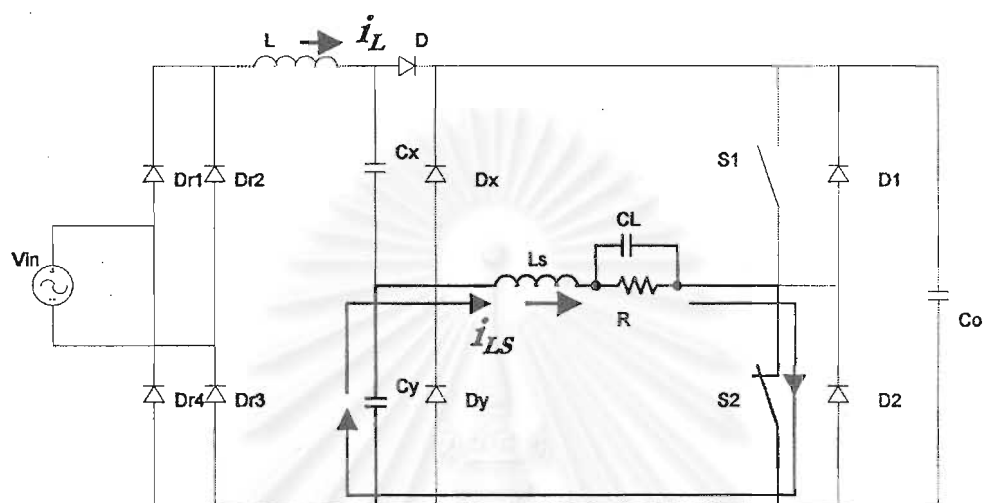
- ช่วง 6 : D นำกระแส

เมื่อ ตัวเก็บประจุ C_x และ C_y ถูกประจุจนผลรวมของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x และ C_y เท่ากับแรงดันออกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ไดโอด D นำกระแส โดยกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D ประกอบด้วยกระแส i_{LS} และกระแส i_L ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_o กระแสที่ประจุ C_y คือผลต่างระหว่างกระแส i_L กับกระแสที่ใช้ประจุ C_o ตัวเก็บประจุ C_x จะคายประจุ โดยมีกระแสออกเท่ากับผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแสที่ประจุ C_y

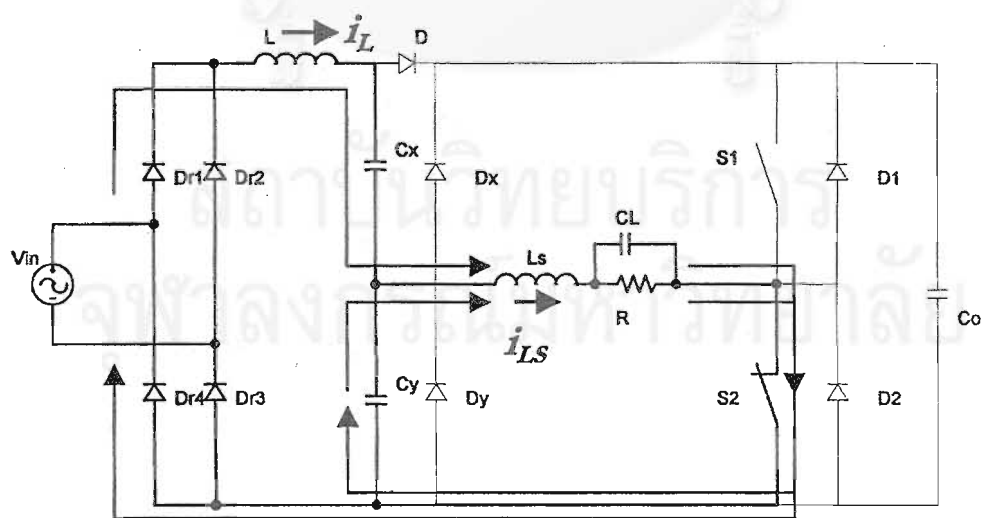


รูปที่ 3.19 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของภาคการทำงานที่ 3

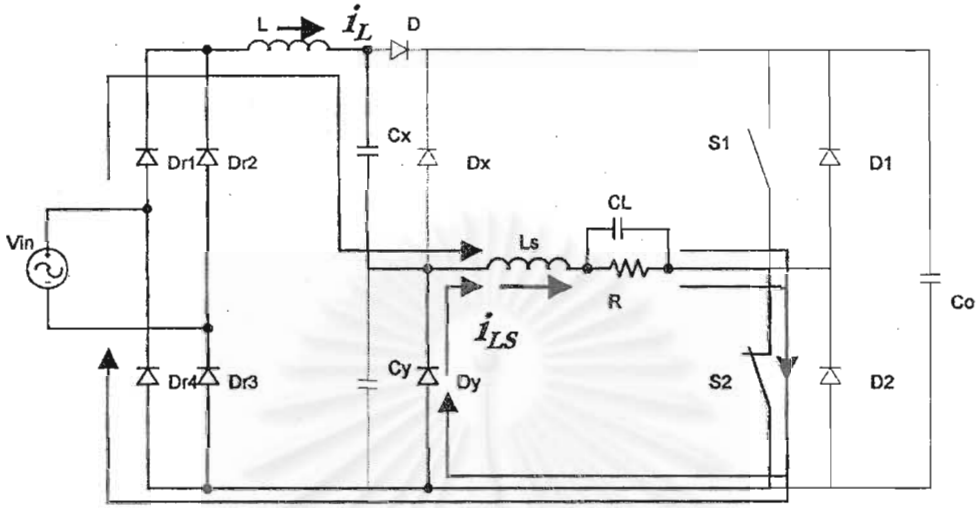
จากตารางที่ 3.5 แสดงสภาวะการนำกระแสของสวิตช์ต่างๆ ที่ทำงานในภาคที่ 3 สามารถอธิบายการทำงานในแต่ละช่วงได้ดังนี้



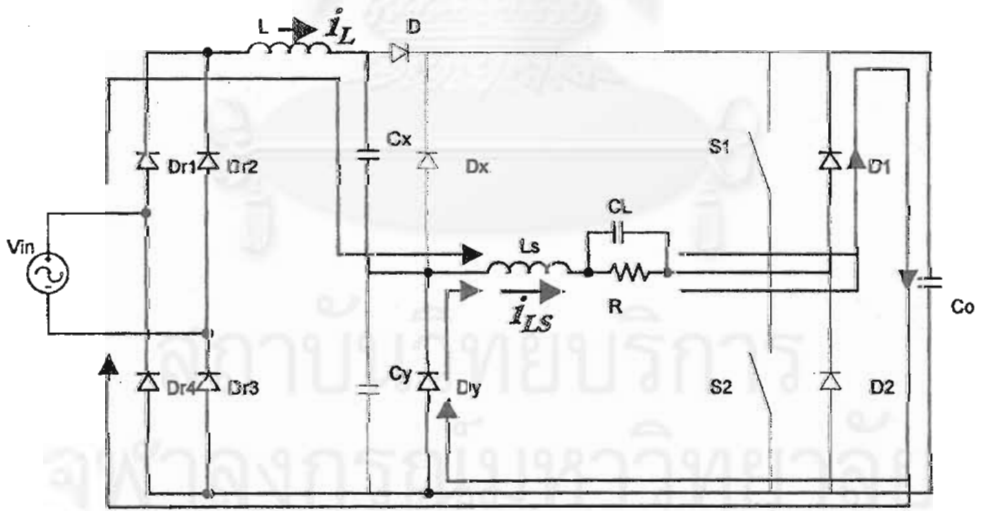
(ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $v_{Cx} + v_{Cy} > v_{in}$, S2 นำกระแส



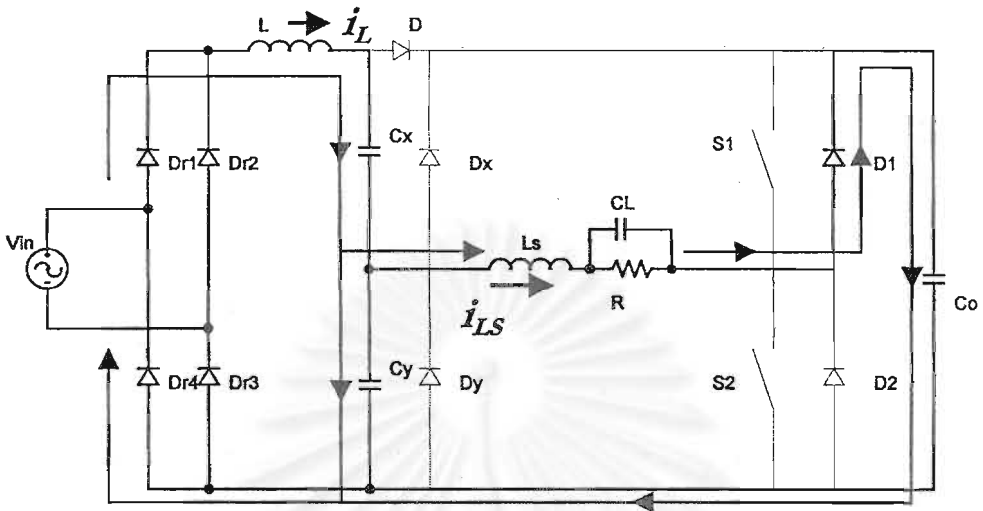
(ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} > 0$, S2 นำกระแส



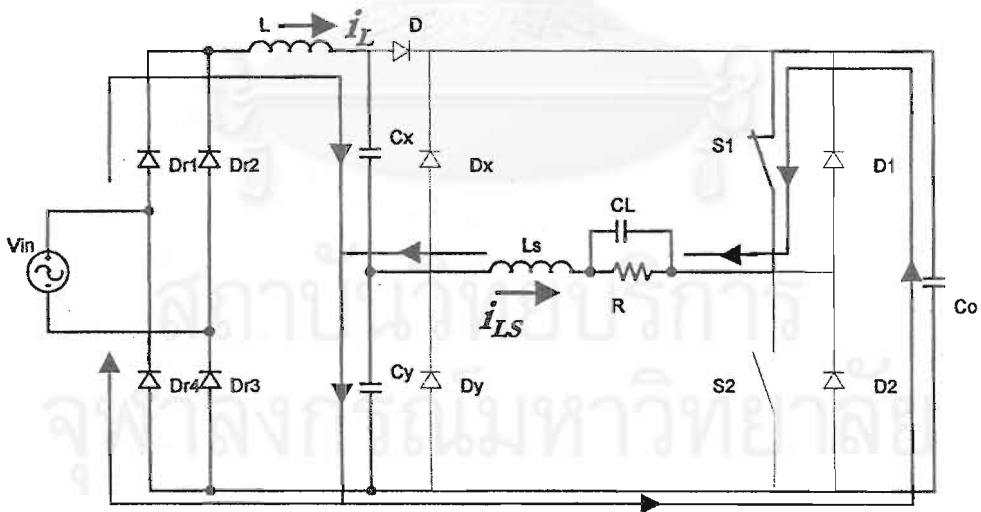
(ค) การทำงานในช่วงที่ 3 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} = 0$



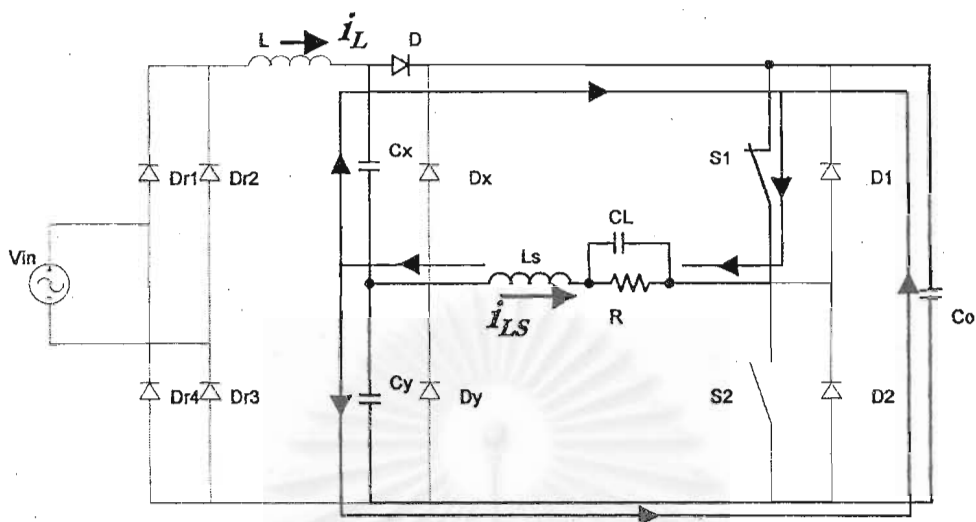
(ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $v_{Cx} + v_{Cy} < v_{in}, i_{LS} > i_L, S2$ หยุดนำกระแส, $D1$ นำกระแส



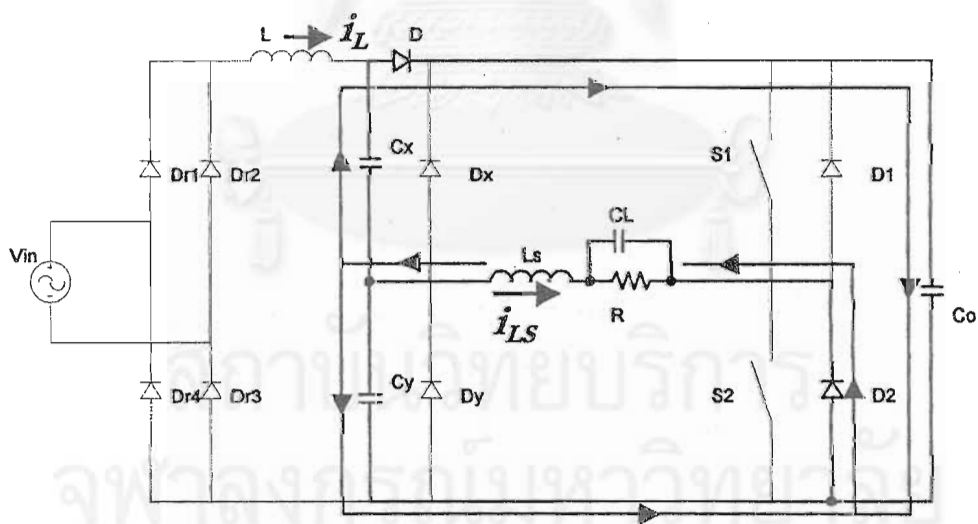
(จ) การทำงานในช่วงที่ 5 $i_{LS} < i_L$, Dy หยุดนำกระแส



(ฉ) การทำงานในช่วงที่ 6 $i_{LS} < 0$, S1 นำกระแส



(ข) การทำงานในช่วงที่ 7 $v_{\alpha} + v_{\beta} = v_{Co} > v_{in}$, กระแส i_L หยุดไหล, D นำกระแส



(ข) การทำงานในช่วงที่ 8 S1 หยุดนำกระแส, D2 นำกระแส

รูปที่ 3.20 ก-ข รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 3
- ช่วง 1: $v_{\alpha} + v_{\beta} > v_{in}$, S2 นำกระแส, ไม่มีกระแส i_L ไหล

เนื่องจาก $v_{\alpha} + v_{\gamma} > v_{in}$ ทำให้ไม่มีกระแส i_L ไหล ในช่วงนี้สวิตช์ S2 ค่อยงจร ตัวเก็บประจุ Cy จะคายประจุผ่านสวิตช์ S2 ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ Cy ลดลง กระแส i_{LS} เท่ากับกระแสของตัวเก็บประจุ Cy

- ช่วง 2 : $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{in}$, $i_{LS} > i_L$, S2 ค่อยงจร, กระแส i_L เริ่มไหล

เนื่องจาก $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{in}$ กระแส i_L เริ่มไหล ตัวเก็บประจุ Cx จะถูกประจุโดยกระแส i_L ทำให้แรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L จะทำให้ตัวเก็บประจุ Cy คายประจุผ่านวงจรถอดและสวิตช์ S2 โดยกระแส i_{LS} จะเป็นผลรวมของกระแส i_L และกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ Cy เนื่องจาก $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{Co}$ ไดโอด D ไม่นำกระแส

- ช่วง 3 : Dy นำกระแส, $v_{\gamma} = 0$

เมื่อตัวเก็บประจุ Cy คายประจุจนหมดแรงดันคร่อม Cy ลดลงเป็นศูนย์ กระแสจะไหลผ่านไดโอด Dy สวิตช์ S2 ยังคงนำกระแส เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังมากกว่ากระแส i_L ในขณะนั้น Cx ยังถูกประจุด้วยโดยกระแส i_L โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด Dy

- ช่วง 4 : S2 เปิดวงจรถอด D1 นำกระแส

สวิตช์ S2 เปิดวงจรถอด กระแส i_{LS} ที่เคยไหลผ่าน S1 จะย้ายไปไหลผ่านไดโอด D1 ซึ่งเป็นไดโอดคู่ประกอบของ S1 และตัวเก็บประจุ Co เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ดังนั้นจึงยังคงมีกระแสไหลผ่านไดโอด Dy ในขณะนั้น Cx ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ต่อไป โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L กับกระแสที่ไหลผ่านไดโอด Dy

- ช่วง 5 Dy หยุดนำกระแส

เมื่อกระแส i_{LS} ลดลงจนมีค่าเท่ากับกระแส i_L Dy จะหยุดนำกระแสและเมื่อกระแส i_{LS} มีค่าต่ำกว่า i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Cy ทำให้ตัวเก็บประจุ Cy จะถูกประจุใหม่ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ Cy จะเพิ่มขึ้น กระแส i_{LS} ยังคงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเก็บประจุ Co ในขณะนั้น Cx ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ในช่วงเวลานี้ S1 จะถูกขับให้สามารถนำกระแสได้ แต่กระแสยังคงไหลผ่าน D1 เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังไม่ไหลกลับทิศ

- ช่วง 6 : i_{LS} กลับทิศ, S1 ค่อยงจร

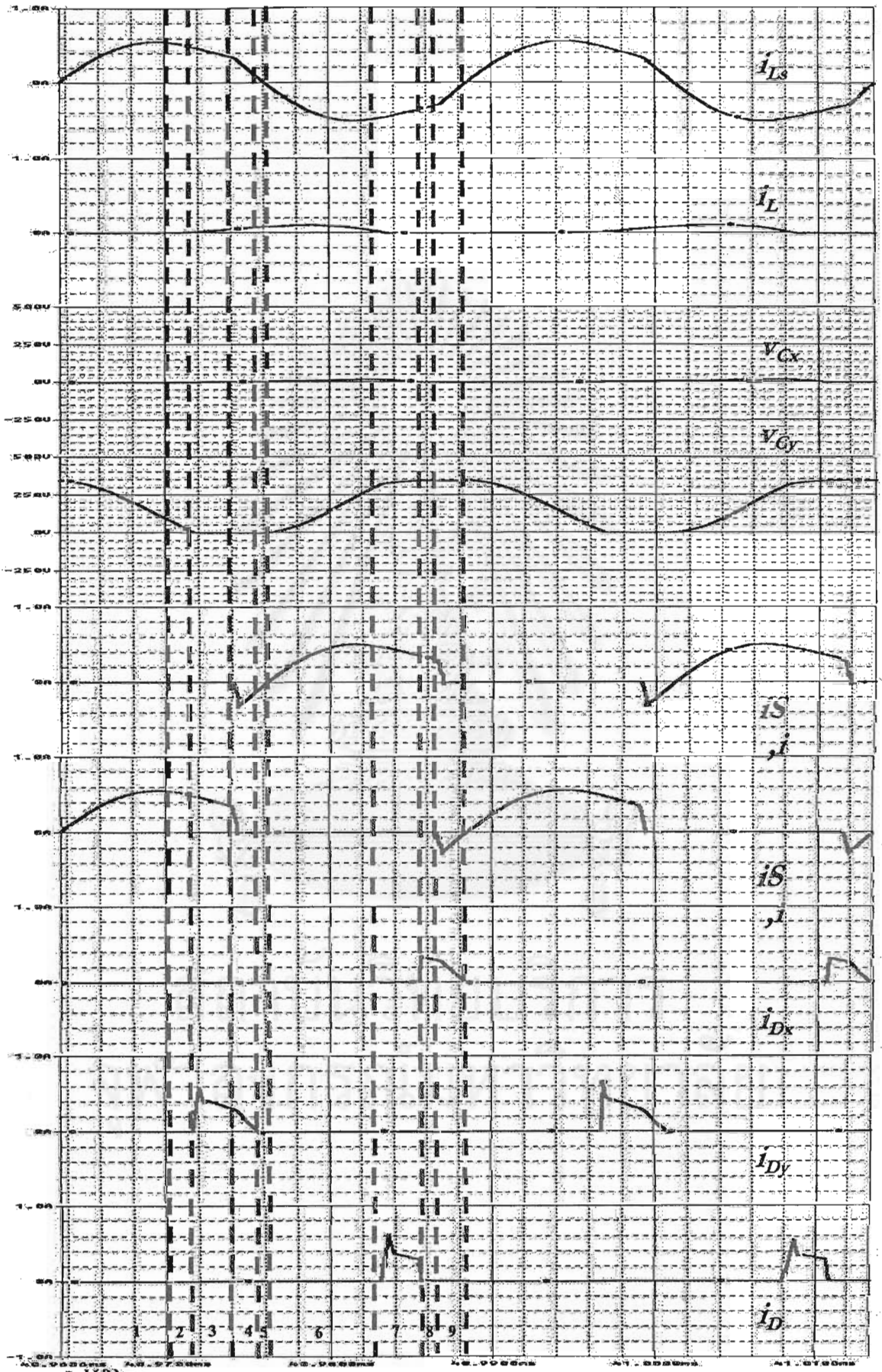
เมื่อกระแสไหลกลับ i_{LS} กลับทิศ กระแส i_{LS} จะย้ายไปไหลผ่านสวิตช์ S1 และ Co กระแส i_L ยังคงมีค่ามากกว่า i_{LS} ผลต่างของกระแส i_L กับกระแส i_{LS} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ Cy ส่วนตัวเก็บประจุ Cx จะถูกประจุด้วยกระแส i_L ต่อไป

- ช่วง 7 : $v_{\alpha} + v_{\gamma} = v_{Co} > v_{in}$, กระแส i_L หยุดไหล, D นำกระแส

3.2.6.4 ภาคที่ 4 การทำงานภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ไม่ต่อเนื่อง

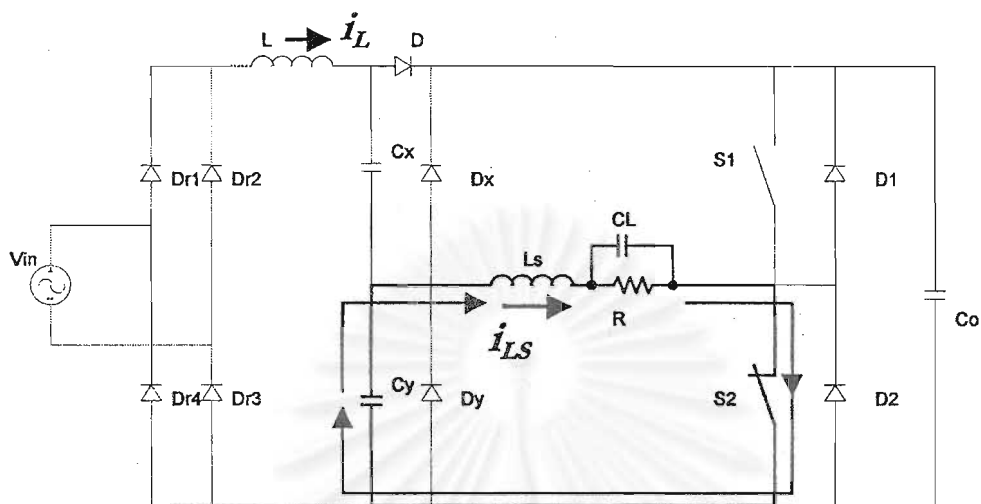
การทำงานของวงจรในภาคนี้ แบ่งออกเป็น 9 ช่วง ตามสถานะการนำกระแสของสวิตช์ดังในตารางที่ 3.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรที่ทำงานในภาคนี้ มีลักษณะดังในรูปที่ 3.20 และรูปที่ 3.21 ก-ฉ เป็นรูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลา ตารางที่ 3.6 สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาเมื่อวงจรทำงานในภาคที่ 4

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Dr	OFF	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
Dx	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
Dy	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
D	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
S1	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
D1	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
S2	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
D2	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

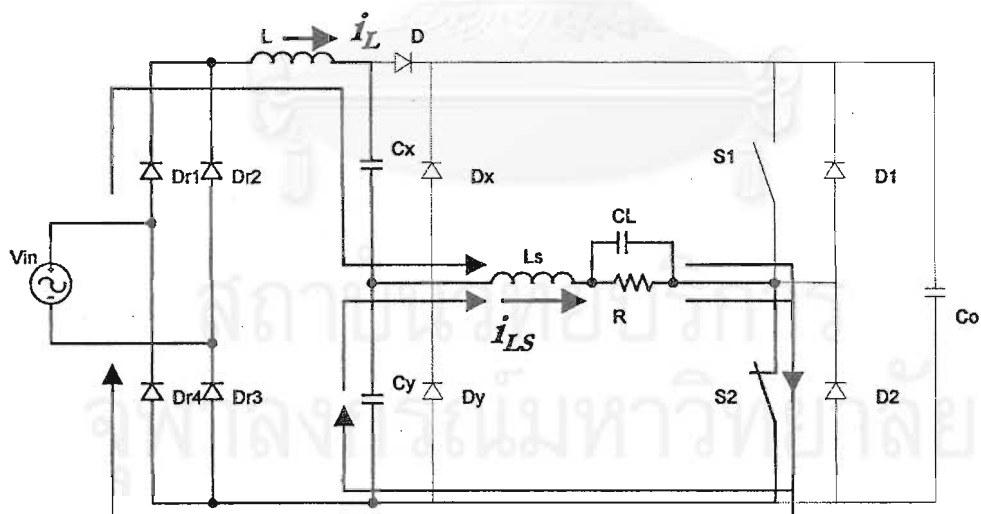


รูปที่ 3.20 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของภาคการทำงานที่ 4

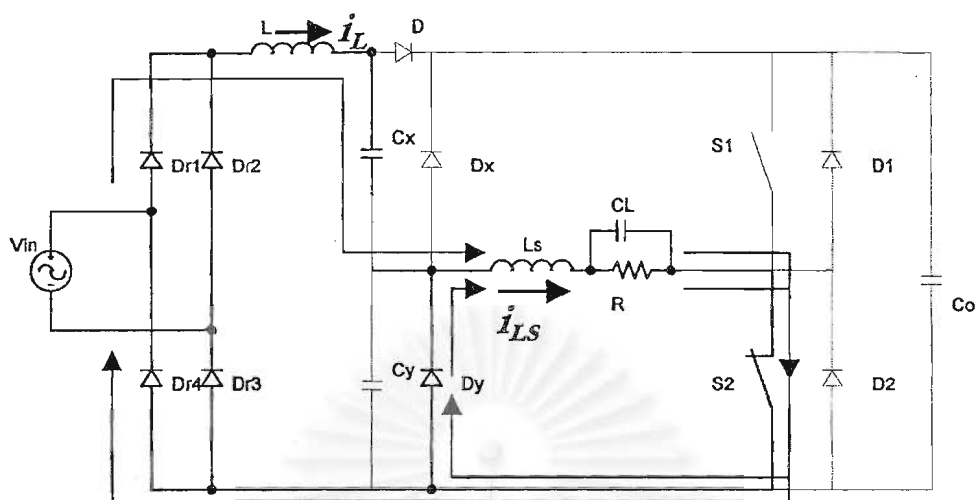
จากตารางที่แสดงสภาวะการนำกระแสของสวิตช์ต่างๆ ที่ทำงานในภาคที่ 4 สามารถอธิบายการทำงานในแต่ละช่วงได้ดังนี้



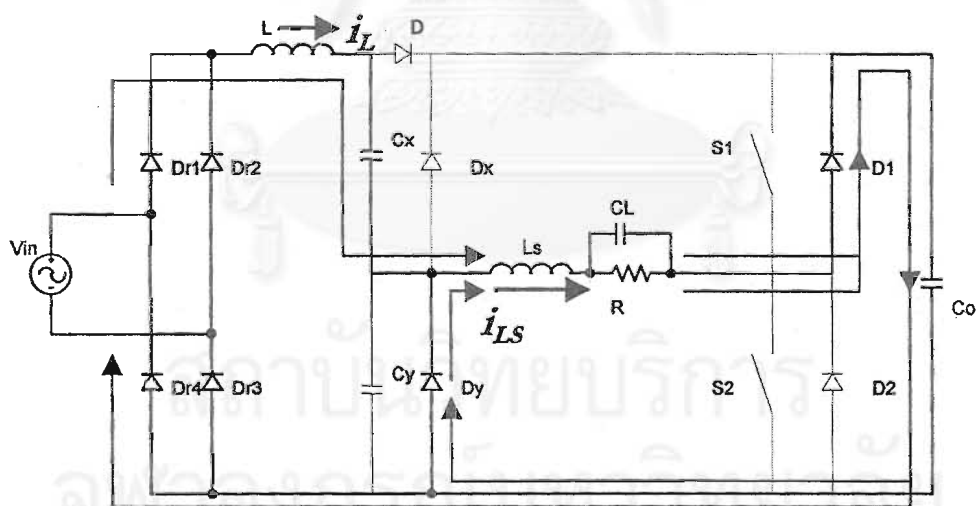
(ก) การทำงานในช่วงที่ 1 $v_{Cx} + v_{Cy} > v_{in}$, S2 นำกระแส



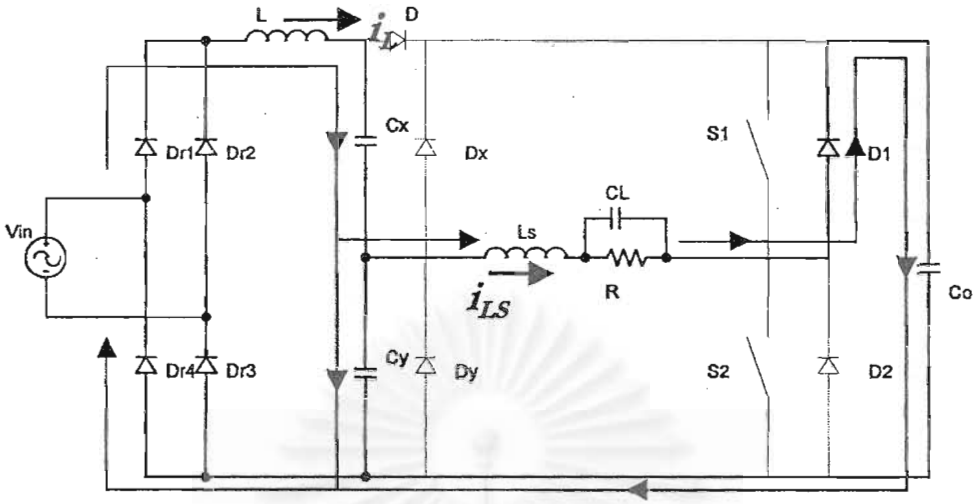
(ข) การทำงานในช่วงที่ 2 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} > 0$, S2 นำกระแส



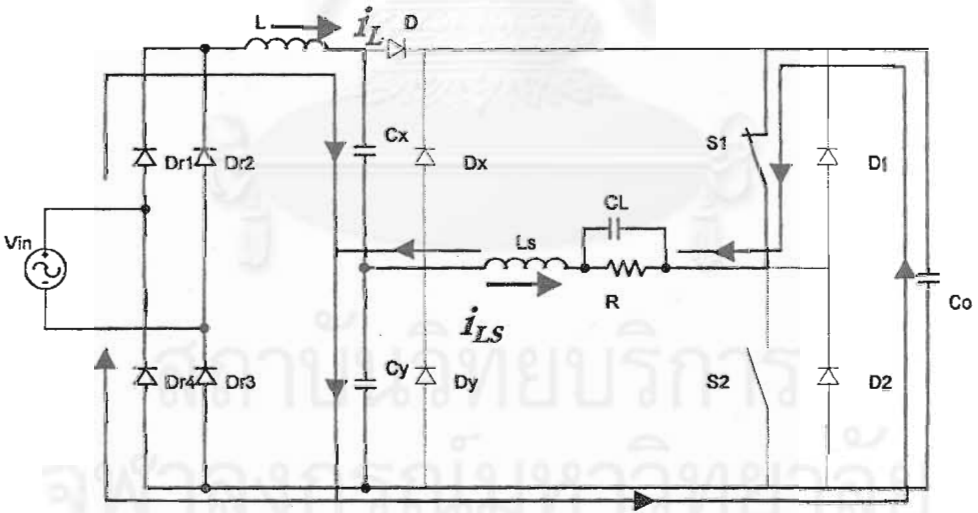
(ค) การทำงานในช่วงที่ 3 $i_{LS} > i_L, v_{Cy} = 0$



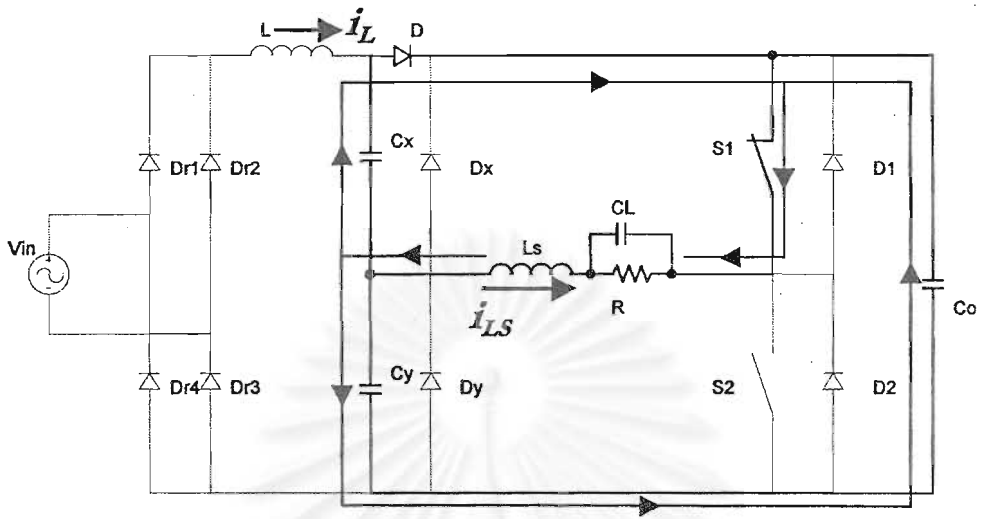
(ง) การทำงานในช่วงที่ 4 $i_{LS} > i_L, S2$ หยุดนำกระแส, $D1$ นำกระแส



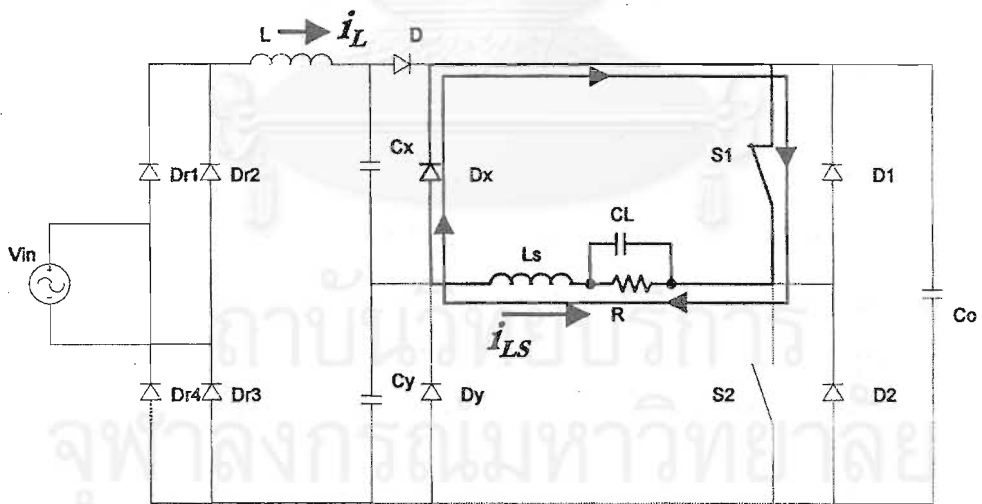
(จ) การทำงานในช่วงที่ 5 $i_{LS} < i_L$, Dy หยุดนำกระแส



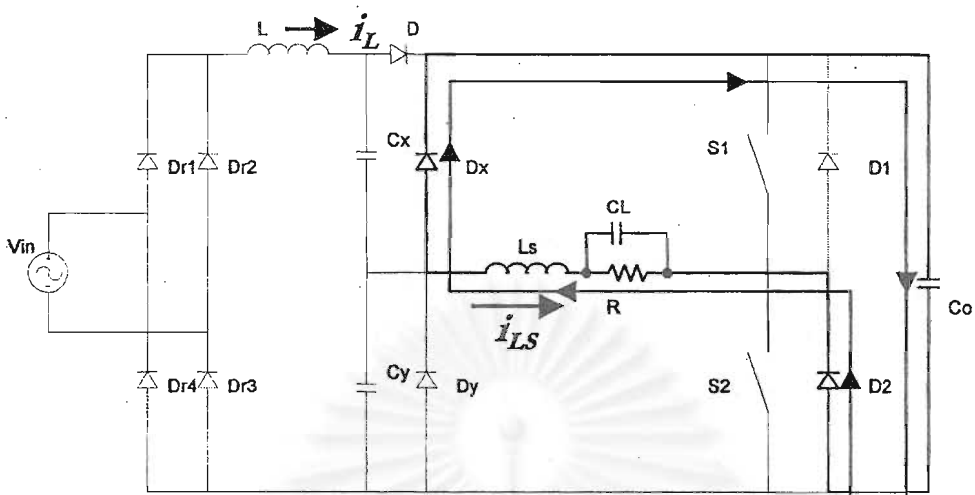
(ฉ) การทำงานในช่วงที่ 6 $i_{LS} < 0$, S1 นำกระแส



(๗) การทำงานในช่วงที่ 7 $v_{Cx} + v_{Cy} = v_{Co} > v_{im}$, กระแส i_L หยุดไหล, D นำกระแส



(๘) การทำงานในช่วงที่ 8 Dx นำกระแส



(ฉ) การทำงานในช่วงที่ 9 S1 หยุดนำกระแส , D2 นำกระแส

รูปที่ 3.21 ก-ฉ รูปวงจรแสดงทิศทางการไหลของกระแสต่างๆในแต่ละช่วงเวลาของภาคที่ 4

- ช่วง : $v_{\alpha} + v_{\gamma} > v_{in}$, S2 นำกระแส, ไม่มีกระแส i_L ไหล

เนื่องจาก $v_{\alpha} + v_{\gamma} > v_{in}$ ทำให้ไม่มีกระแส i_L ไหล ในช่วงนี้สวิตช์ S2 ค่อยงจร ตัวเก็บประจุ C_y จะคายประจุจนแรงดันลดลงเป็นศูนย์ โดยกระแสจากการคายประจุจะไหลผ่านสวิตช์ S2 ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ลดลง กระแส i_{LS} เท่ากับกระแสของตัวเก็บประจุ

ช่วง 2 : $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{in}$, $i_{LS} > i_L$, S2 ค่อยงจร

: $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{in}$ กระแส i_L เริ่มไหล ตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุโดยกระแส i_L ทำให้แรงดันเพิ่มขึ้น เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L จะทำให้ตัวเก็บประจุ C_y คายประจุผ่านวงจรโหลดและสวิตช์ S2 โดยกระแส i_{LS} จะเป็นผลรวมของกระแส i_L และกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_y เนื่องจาก $v_{\alpha} + v_{\gamma} < v_{Co}$ ไดโอด D ไม่นำกระแส

- ช่วง 3 : D_y นำกระแส, $v_{\gamma} = 0$

เมื่อตัวเก็บประจุ C_y คายประจุจนหมดแรงดันคร่อม C_y ลดลงเป็นศูนย์ กระแสจะไหลผ่านไดโอด D_y สวิตช์ S2 ยังคงนำกระแส เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังมากกว่ากระแส i_L ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุด้วยโดยกระแส i_L โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L และกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_y

- ช่วง 4 : S2 เปิดวงจร . D1 นำกระแส

สวิทช์ S2 เปิดวงจร กระแส i_{LS} ที่เคยไหลผ่าน S1 จะย้ายไปไหลผ่าน ไดโอด D1 ซึ่งเป็นไดโอดคู่ประกอบของ S1 และตัวเก็บประจุ C_o เนื่องจากกระแส i_{LS} มากกว่ากระแส i_L ดังนั้นจึงยังคงมีกระแสไหลผ่าน ไดโอด D_y ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ต่อไป โดยที่กระแส i_{LS} จะเท่ากับผลรวมของกระแส i_L กับกระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด D_y

- ช่วง 5 D_y หยุดนำกระแส

เมื่อกระแส i_{LS} ลดลงจนมีค่าเท่ากับกระแส i_L D_y จะหยุดนำกระแสและเมื่อกระแส i_{LS} มีค่าต่ำกว่า i_L ผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแส i_L ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_y ทำให้ตัวเก็บประจุ C_y จะถูกประจุใหม่ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_y จะเพิ่มขึ้น กระแส i_{LS} ยังคงไหลผ่าน ไดโอด D1 และตัวเก็บประจุ C_o ในขณะนั้น C_x ยังถูกประจุโดยกระแสของตัวเหนี่ยวนำ i_L ในช่วงเวลานี้ S1 จะถูกขับให้สามารถนำกระแสได้ แต่กระแสยังคงไหลผ่าน D1 เนื่องจากกระแส i_{LS} ยังไม่ไหลกลับทิศ

- ช่วง 6 : i_{LS} กลับทิศ , S1 ต่อวงจร

เมื่อกระแสไหลกลับ i_{LS} กลับทิศ กระแส i_{LS} จะย้ายไปไหลผ่านสวิทช์ S1 และ C_o กระแส i_L ยังคงมีค่ามากกว่า i_{LS} ผลต่างของกระแส i_L กับกระแส i_{LS} ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_y ส่วนตัวเก็บประจุ C_x จะถูกประจุด้วยกระแส i_L ต่อไป

- ช่วง 7 : $v_{C_x} + v_{C_y} = v_{C_o} > v_{im}$, กระแส i_L หยุดไหล, D นำกระแส

ในช่วงแรกของช่วงนี้ ตัวเก็บประจุ C_x และ C_y ถูกประจุจนผลรวมของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x และ C_y เท่ากับแรงดันออกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ไดโอด D นำกระแส โดยกระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด D ประกอบด้วยกระแส i_{LS} และกระแส i_L กระแสที่ประจุ C_y ก็คือผลต่างระหว่างกระแส i_L กับกระแสจากการคายประจุ C_o ตัวเก็บประจุ C_x จะคายประจุ โดยมีกระแสออกเท่ากับผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแสที่ประจุ C_y และเมื่อผลรวมของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x และ C_y มากกว่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าจะทำให้กระแส i_L หยุดไหล โดยกระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด D ก็คือผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_o กระแสที่ประจุ C_y ก็คือกระแสกระแสจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_o ตัวเก็บประจุ C_x จะคายประจุ โดยมีกระแสออกเท่ากับผลต่างของกระแส i_{LS} กับกระแสที่ประจุ C_y

- ช่วง 8 : $v_{C_x} = 0$, D_x นำกระแส

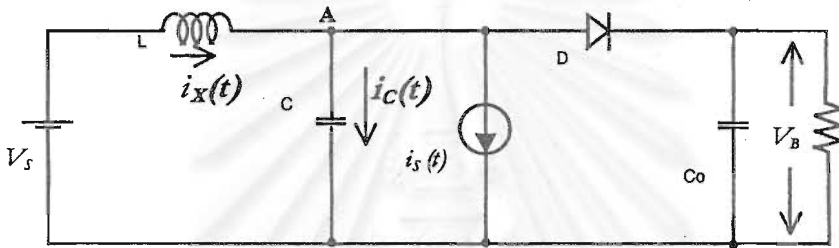
ตัวเก็บประจุ C_x คายประจุจนหมดแรงดันลดลงเป็นศูนย์ ไดโอด D_x นำกระแส ในขณะนั้นสวิทช์ S1 ยังต่อวงจรอยู่ กระแส i_{LS} ไหลผ่าน ไดโอด D_x ผ่านสวิทช์ S1 และผ่านวงจรโหลด

- ช่วง 9 : S1 หยุดนำกระแส , D_2 นำกระแส

เมื่อสวิทช์ S1 เปิดวงจร กระแส i_{LS} จะย้ายไปไหลผ่าน D_2 ไดโอด D_x และผ่านตัวเก็บประจุ C_o

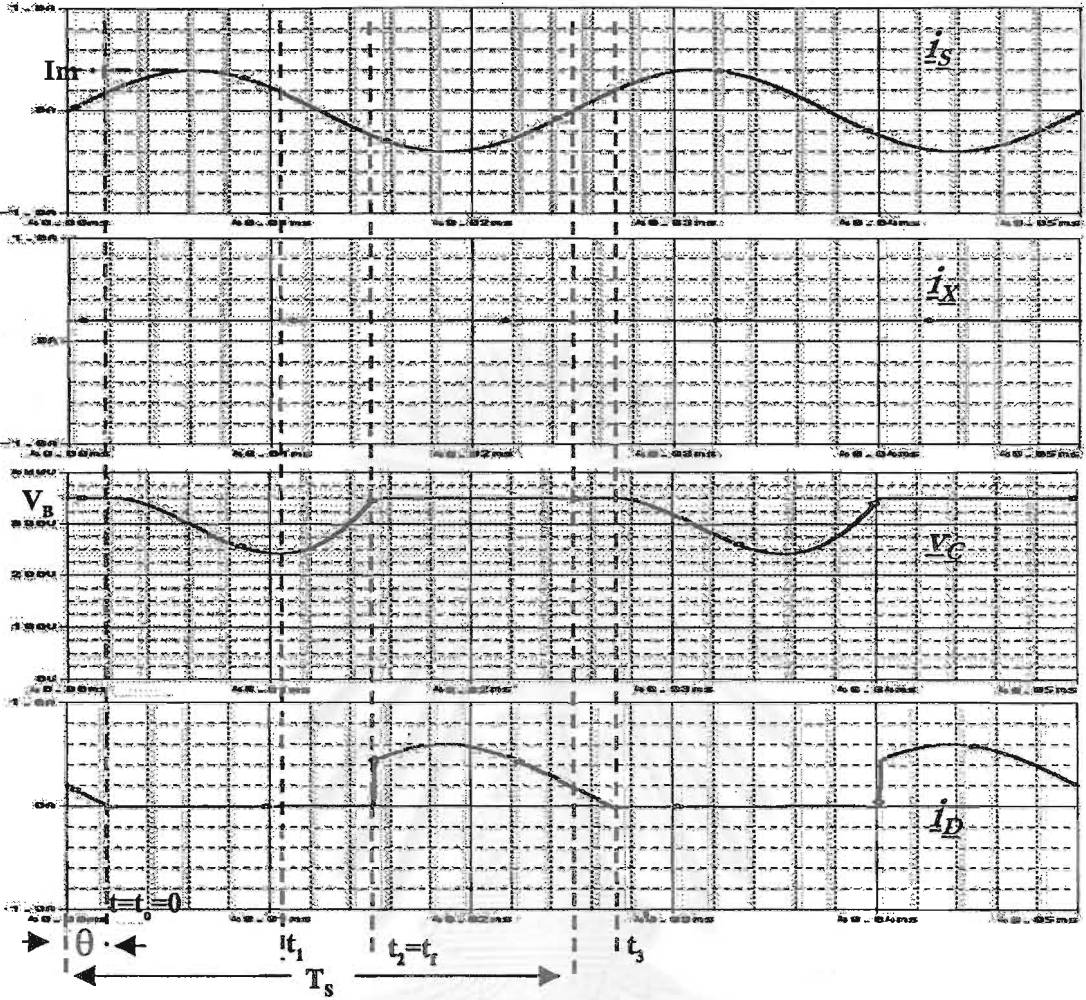
3.2.6.5 วงจรสมมูล

เพื่อช่วยในการออกแบบวงจรในภาคการทำงานที่ 1 ภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ต่อเนื่องได้ตามรูปที่ 3.13 เราจึงแทนได้ด้วยวงจรสมมูลจะประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ C และ C_0 ตัวเหนี่ยวนำ L ซึ่งมีค่าใหญ่มาก แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงซึ่งใช้แทนวงจรโหลด และ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_s โดยสมมติให้ตัวเหนี่ยวนำ L มีค่าใหญ่มากทำให้กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_x) คงที่ ให้แหล่งจ่ายเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 แสดงวงจรสมมูลของวงจรทบระดับ

จากรูปที่ 3.23 ช่วงที่ 1 (t_0-t_1) ก่อนช่วงเวลา t_0 กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_x มากกว่าแหล่งจ่ายกระแส i_s ไดโอด D ถูกต่อวงจร กระแสที่ไหลผ่านไดโอดคือ ผลต่างของกระแส i_x และแหล่งจ่ายกระแส i_s ที่เวลา t_0 กระแส i_x เท่ากับแหล่งจ่ายกระแส i_s กระแสไดโอด D จะหยุดไหล ตัวเก็บประจุ C คายประจุผ่านแหล่งจ่ายกระแส i_s ขณะเดียวกันมีกระแส i_x ไหลผ่าน แหล่งจ่ายกระแส i_s ด้วย ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ลดลง ช่วงที่ 2 (t_1-t_2) เมื่อแหล่งจ่ายกระแส i_s กลับมาเท่ากับกระแส i_x ตัวเก็บประจุ C จะถูกประจุใหม่ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C เพิ่มขึ้น ช่วงที่ 3 (t_2-t_3) กระแสตัว i_x มากกว่าแหล่งจ่ายกระแส i_s ไดโอด D ถูกต่อวงจร แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C จะเท่ากับ V_B ครบวัฏจักรการทำงานและจะกลับมาริมที่ช่วงเวลาที่ 1 ใหม่



รูปที่ 3.23 รูปคลื่นการทำงานของวงจรสมมูล

จากรูปคลื่นการทำงานของวงจรสามารถหาสมการของมุม θ และอัตราขยายแรงดันได้ดังนี้

$$i_s(t) = I_m \sin(\omega t + \theta) \tag{3.35}$$

$$i_x(t) = I_x \approx \text{คงที่} = I_m \sin \theta \tag{3.36}$$

ที่ node A ในช่วง $t = t_o$ ถึง $t = t_f$, $C V_B$

$$t_{fn} = \frac{t_f}{T_s} = \frac{\cos \theta - \cos \left[2\pi \left(\frac{t_f}{T_s} \right) + \theta \right]}{2\pi \sin \theta} \tag{3.37}$$

หาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ได้ดังนี้

$$c(t) = V_B + \frac{Im}{C} t \sin \theta + \frac{Im}{\omega C} \cos(\omega t + \theta) - \frac{Im}{\omega C} \cos \theta \quad \text{เมื่อ } 0 < t < t_f \quad (3.38)$$

$$c(t) = V_B \quad \text{เมื่อ } t_f < t < T_s \quad (3.39)$$

จากสมการที่ 3.38 และ 3.39 หาค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ได้ดังนี้

$$\langle v_c \rangle = V_B - \frac{Im \cos \theta}{\omega C} \left(\frac{t_f}{T_s} \right) + \frac{\pi Im \sin \theta}{\omega C} \left(\frac{t_f}{T_s} \right)^2 + \frac{Im}{2\pi\omega C} [\sin(\omega t_f + \theta) - \sin \theta] \quad (3.40)$$

จากสมการที่ 3.37 และหลักการของสมดุลแรงดันไฟฟ้า-วินาที ในตัวเหนี่ยวนำจะได้

$\langle v_c \rangle = v_s$ และให้ $\frac{t_f}{T_s} = t_{fn}$ สามารถหาอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

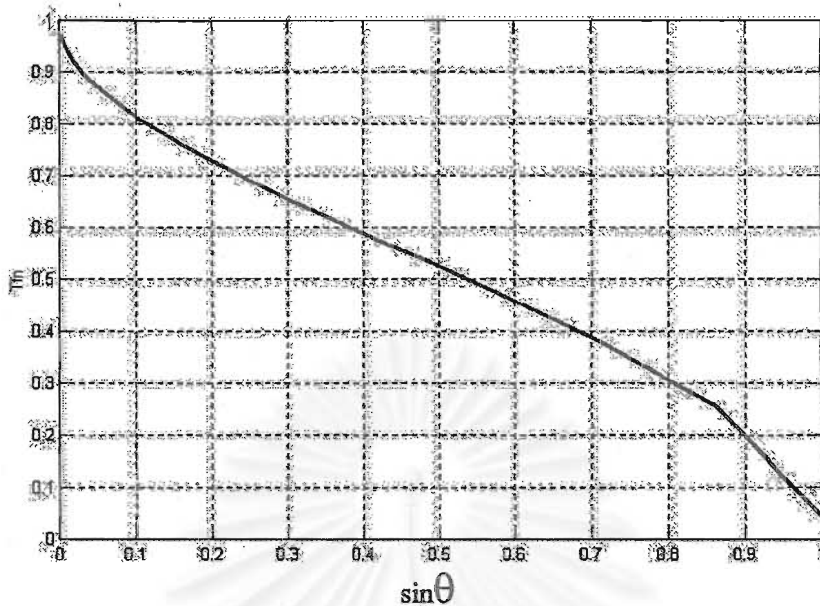
$$v_B = v_s + \frac{Im \cos \theta}{\omega C} \left(\frac{t_f}{T_s} \right) - \frac{\pi Im \sin \theta}{\omega C} \left(\frac{t_f}{T_s} \right)^2 - \frac{Im}{2\pi\omega C} [\sin(\omega t_f + \theta) - \sin \theta] \quad (3.41)$$

จากสมการที่ 3.41 และให้ $v_{cmn} = \frac{Im}{\omega C v_s}$ สามารถหาอัตราขยายแรงดันได้ดังนี้

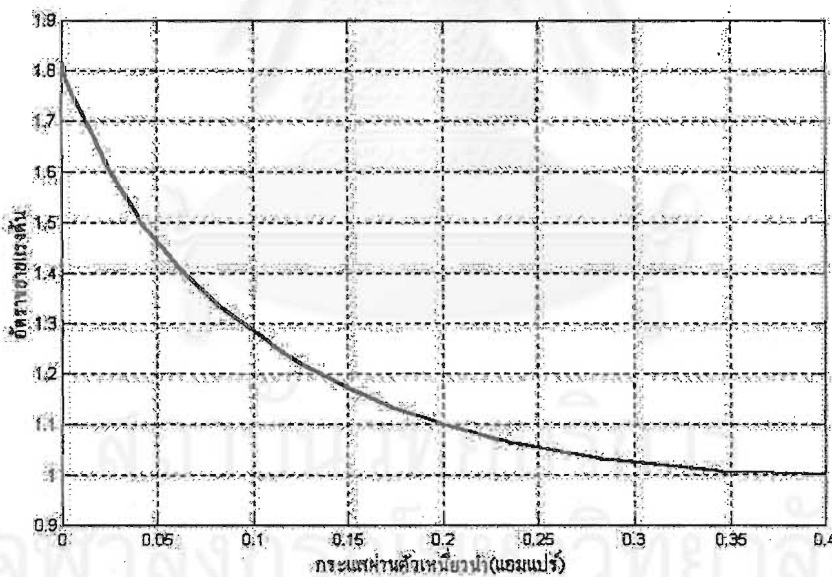
$$M = \frac{v_B}{v_s}$$

$$M = 1 + \left\{ v_{cmn} t_{fn} \cos \theta - \pi v_{cmn} \sin \theta \times t_{fn}^2 - \frac{v_{cmn}}{2\pi} [\sin(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin \theta] \right\} \quad (3.42)$$

จากสมการที่ 3.35 สามารถนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\sin \theta$ กับ t_{fn} ได้ดังรูปที่ 3.24 และจากสมการที่ 3.36 สามารถนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_x กับ M ได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\sin \theta$ กับ t_{fm}



รูปที่ 3.25 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำกับอัตราขยาย

จากรูปที่ 3.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\sin \theta$ กับ t_{fm} พบว่าเมื่อมุม θ มีขนาดใหญ่ขึ้น t_{fm} จะลดลงนั่นก็คือ t_f จะลดลงเนื่องจาก $t_{fm} = \frac{t_f}{T_s}$ ถ้ายังไม่มีกรเปลี่ยนแปลงความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ T_s จะคงที่

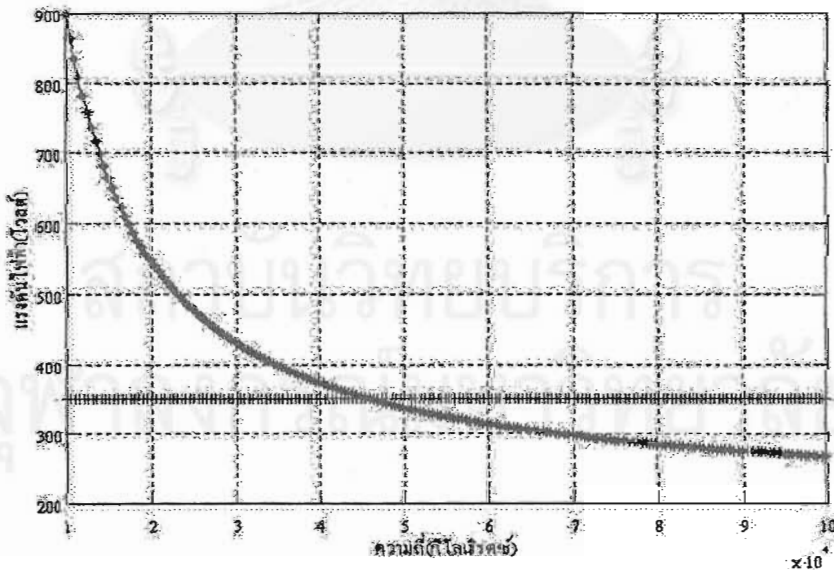
จากรูปที่ 3.25 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_X กับ M พบว่าเมื่อ I_X มีเพิ่มขึ้น อัตราขยายแรงดันจะลดลง

3.2.6.7 แนวทางในการออกแบบวงจร

เนื่องจากสมการที่ช่วยในการออกแบบ สมการที่ 3.32 และ สมการที่ 3.36 เป็นฟังก์ชันที่ซับซ้อน การออกแบบวงจรจึงจำเป็นต้องใช้กราฟช่วยในการออกแบบ ซึ่งจะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. เลือกค่าพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้ $V_S, C, I_m, P_{output}, \text{efficiency}, \omega$
2. คำนวณค่ากำลังด้านเข้าได้จาก $P_{input} = \frac{P_{output}}{\text{efficiency}} = I_X V_S, I_X = \frac{P_{output}}{\text{efficiency} \times V_S}$
3. จากค่า I_X ที่คำนวณได้ในขั้นตอนที่ 2 และค่า I_m สามารถหาค่ามุม θ ได้จากสมการที่ 3.38 และค่า t_{fn} ได้จากสมการที่ 3.39 โดยใช้เทคนิคทางกราฟ
4. จากค่า $V_S, C, I_m, \omega, \theta$ และ t_{fn} สามารถคำนวณหาอัตราขยายแรงดัน (M) จากสมการที่ 3.36
5. จากค่า M และ V_S สามารถคำนวณหาค่า V_B ได้

ในการทำงานกลับกัน สามารถหาความถี่ของการสวิตช์ เพื่อให้ได้ V_B ตามที่กำหนดได้ โดยอาศัยกราฟ ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 ความสัมพันธ์ของความถี่กับความถี่กับแรงดันไฟฟ้า V_B

จากรูปที่ 3.26 จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการกำหนดค่า V_B ให้เท่ากับ 350 V สามารถหาความถี่ได้จากการตัดกันของกราฟสองเส้น ความถี่ที่ได้ประมาณ 45 kHz โดยที่ค่า $V_s = 198$ V , $P_{\text{output}} = 32$ W , efficiency = 95% , $I_m = 0.8$ A , ตัวเก็บประจุ 10 nF

3.3.8 สรุปการวิเคราะห์บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถปรับแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ที่มีตัวประกอบกำลังด้านเข้าแบบไวงานที่มีลักษณะวงจรแบบ single stage

ในการวิเคราะห์ห้วงจรนั้น เนื่องจากวงจรมีการทำงานถึง 4 ภาคการทำงาน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำงานวิเคราะห์ห้วงจรในภาคที่ 1 คือการทำงานภาคกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_y ต่อเนื่อง ในช่วงการทำงานที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไม่ลดลงเป็นศูนย์ โดยมีการประมาณให้กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำคงที่ หาค่ามุม θ และอัตราขยายแรงดัน ได้ตามสมการที่ 3.11 และ 3.16 เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบวงจร และได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรเพื่อดูผลกระทบของค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรคือ C_x C_y L และความถี่กับ ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก และ ตัวประกอบขดคลื่น ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในบทถัดไป จากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่าควรเลือกค่า C_x มีค่าสูง C_y มีค่าต่ำ และ L มีค่าต่ำ เพื่อที่วงจรจะมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำ ตัวประกอบขดคลื่นต่ำ แรงดันคั่นไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูง ตัวอย่างค่าที่เหมาะสมจากการจำลองการทำงาน เช่น เลือกค่า $C_x = 47$ nF $C_y = 10$ nF $L = 2.03$ mH และความถี่ 40 kHz จะได้ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม 8.28 % ตัวประกอบขดคลื่น 1.67 และแรงดันคั่นไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ 395 V

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

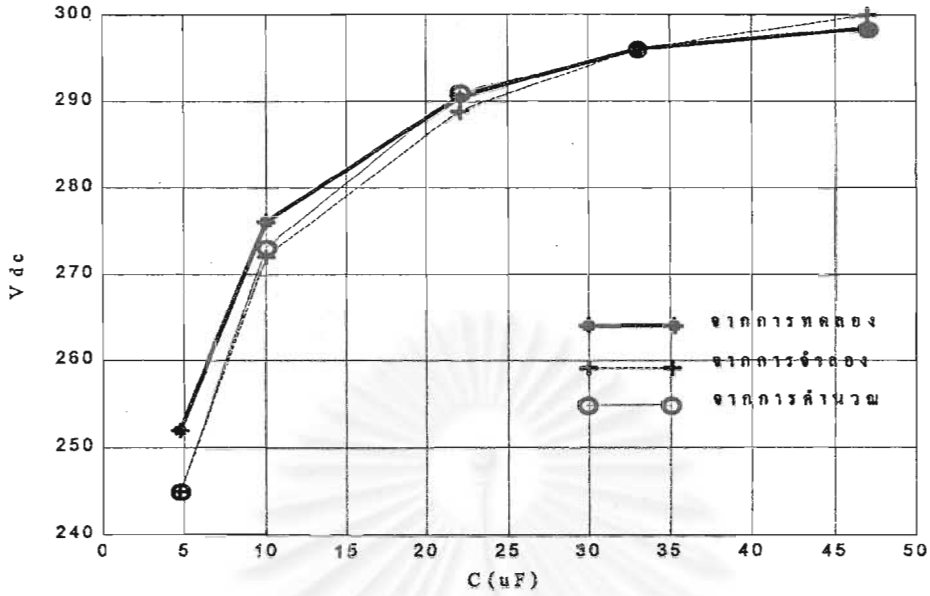
บทนำ

ในบทที่ 3 ได้ทำการวิเคราะห์ห่ออกแบบและสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆ โดยได้ทำการวิเคราะห์ห่ออกแบบและจำลองด้วยคอมพิวเตอร์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆ 5 วงจร ประกอบด้วย 1) วงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง(C-filter)โดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง 2) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเอียงงายโดยใช้วงจร Ripple or Valley 3) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage 4) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างวงจรทระดับวงจรที่ 1 5) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างวงจรทระดับวงจรที่ 2 โดยในบทนี้นำเสนอผลการทดลองและวัดคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองและออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์กับผลการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆ พร้อมทั้งเปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดต่างๆ โดยแบ่งการทดลองออกเป็นหัวข้อจำแนกตามชนิดของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังดังต่อไปนี้

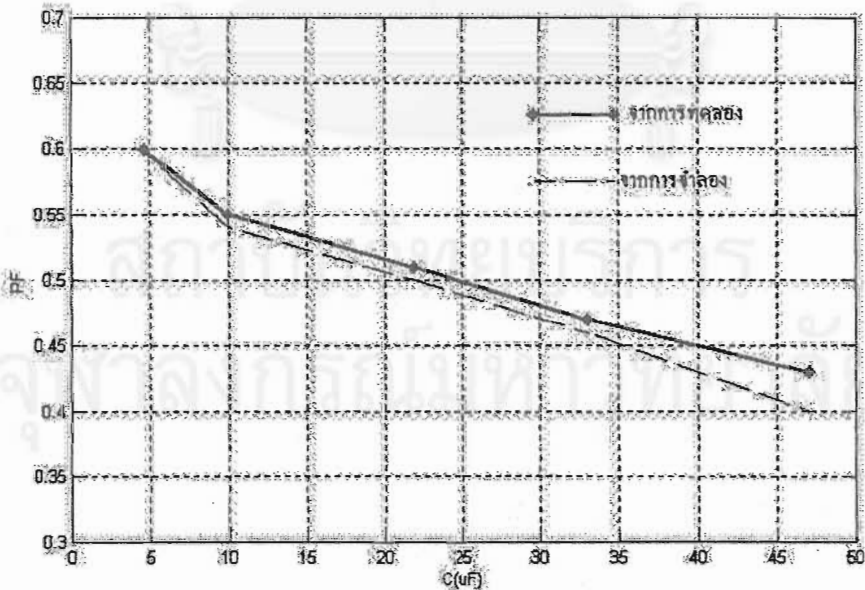
4.1 วงจรเรียงกระแส แบบบริดจ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง (C-filter) โดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง วงจรนี้จะไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง โดยที่ตัวเก็บประจุจะทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ให้เรียบ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ศึกษาผลของตัวเก็บประจุ (C) ต่อแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) และค่าตัวประกอบขอคคลื่น (CF) ดังแสดงในรูป 4.1-4.4 และเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณในบทที่ 3 จึงได้แสดงไว้ในกราฟรูปเดียวกัน

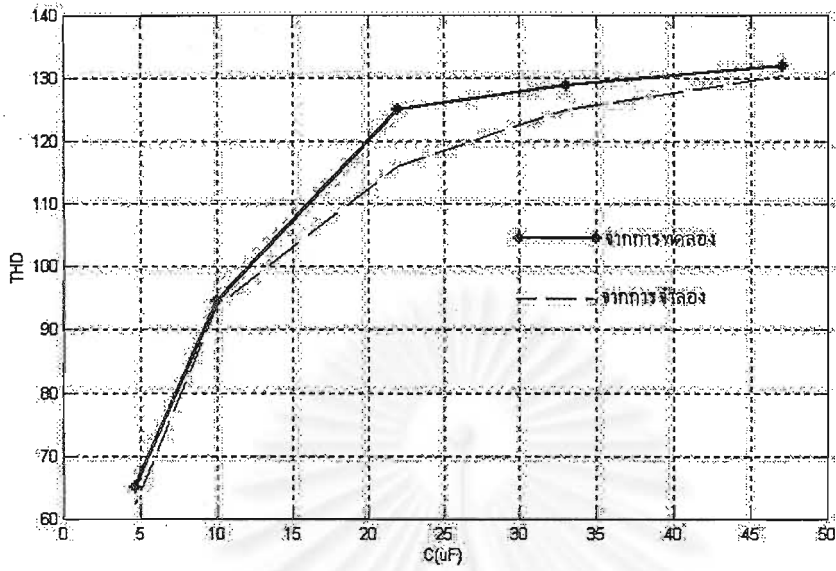
ในการทดลองจะมีการรักษากำลังที่โหลดให้คงที่ ที่ 32 W โดยการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (L_s) และ ความถี่ในการสวิตช์ (fsw)



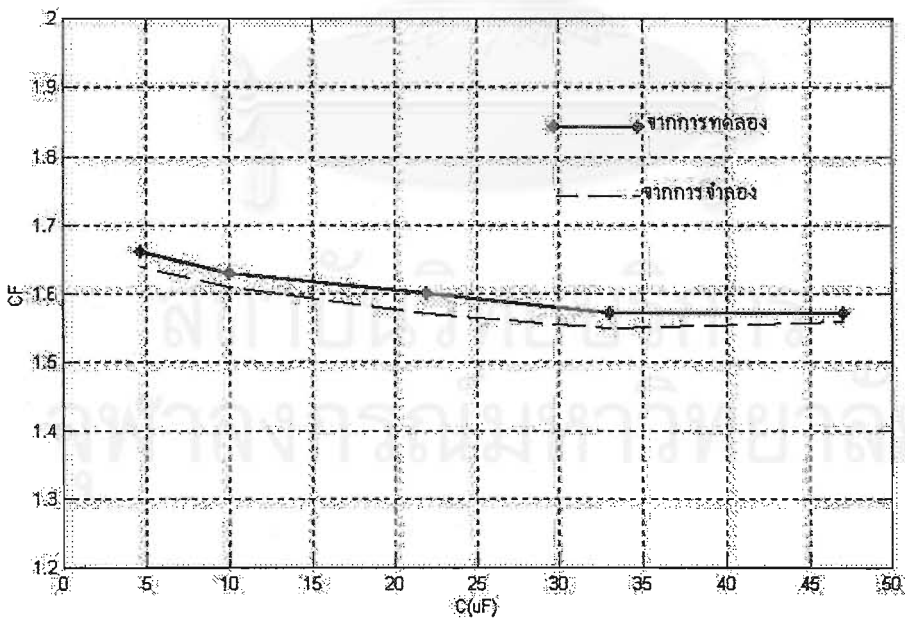
รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงค่านำเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลอง จากการทดลอง และจากการคำนวณ เมื่อแรงดันไฟสลับค่านำเข้า ($V_{AC} = 220$ V



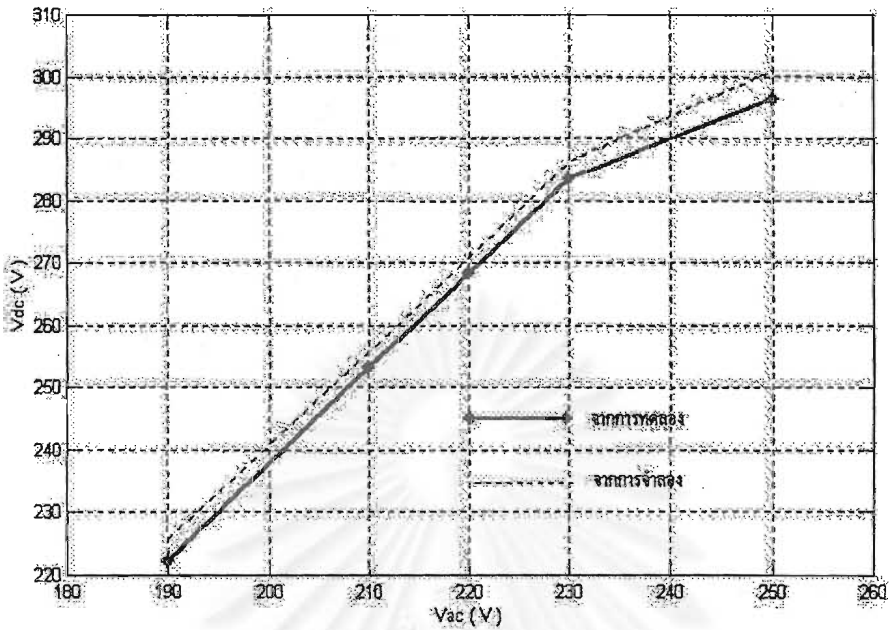
รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับค่านำเข้า ($V_{AC} = 220$ V



รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) = 220 V

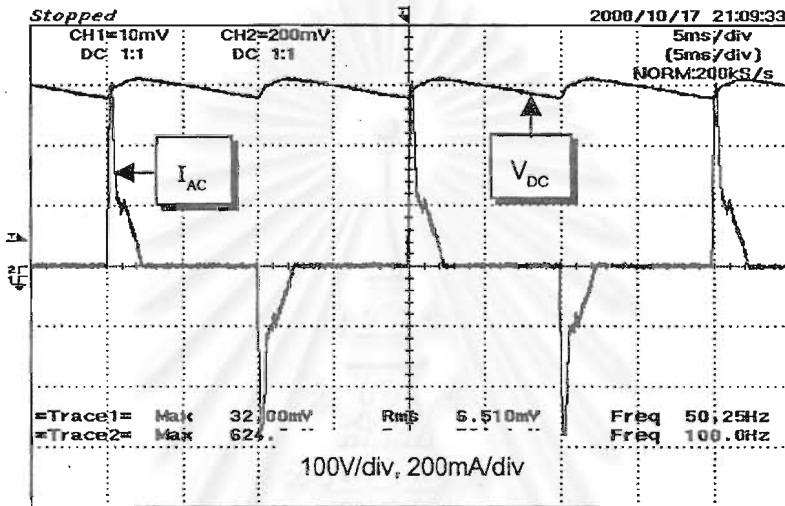


รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F

รูปที่ 4.1 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับค่าตัวเก็บประจุ จากการทดลอง จากการจำลอง และจากการคำนวณ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีความสอดคล้องกับการจำลองและการคำนวณ เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) เพิ่มขึ้น แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น รูปที่ 4.2-4.4 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) และค่าตัวประกอบขดคัลลิน CF กับ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) และรูปที่ 4.5 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการทดลองและจากการจำลองตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีความสอดคล้องกับการจำลองเมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) เพิ่มขึ้นความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THDจะมีค่าเพิ่มขึ้นความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก รวม (THD) จะมีค่ามากกว่า 60% ซึ่งเกินมาตรฐาน IEC 1000-3-2 สำหรับทุกค่าของตัวเก็บประจึงไม่สามารถแก้ปัญหาโดยเลือกค่าตัวเก็บประจุได้ ดังนั้นการแก้ปัญหาด้านความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม(THD)จึงต้องใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ส่วนค่าตัวประกอบกำลัง(PF)และค่าตัวประกอบขดคัลลิน (CF) จะลดลงเมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังอยู่ในช่วง 0.35-0.6 ซึ่งจะต่ำกว่า 1 มาก และค่าตัวประกอบขดคัลลินจะอยู่ในช่วง 1.5-1.8 ดังนั้นจะต้องเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มากกว่า 15 μ F เพื่อให้ค่าตัวประกอบ

ขอดคลื่นน้อยกว่า 1.7 ส่วนการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC})

จะแปรผันโดยตรงตอกันนั่นคือเมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) เพิ่มมากกว่าพิกัด (220V) และลดต่ำลงกว่าพิกัด แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ก็จะเพิ่มขึ้นและลดลงตามแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ด้วย โดยเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นในสัดส่วนที่ใกล้เคียงกัน



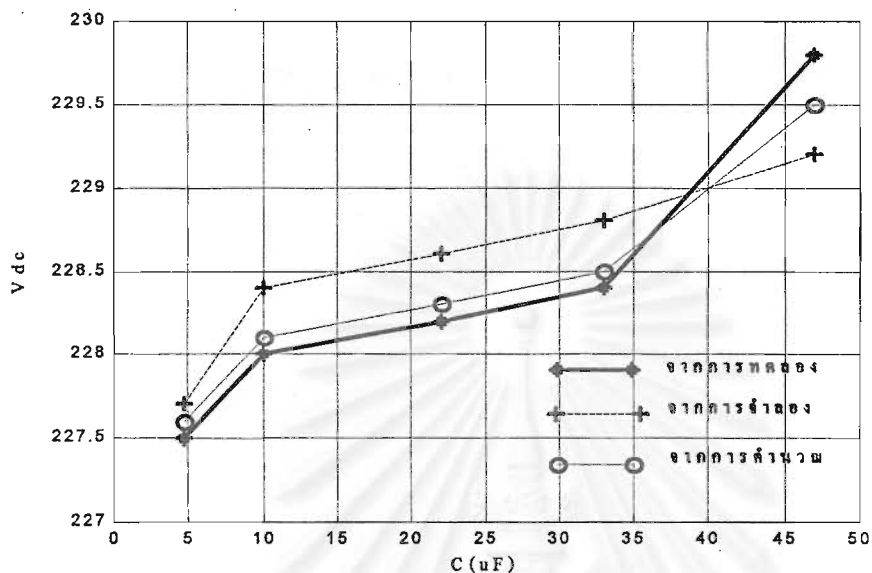
รูปที่ 4.5 ก รูปคลื่นของแรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองแรงดันที่ได้จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง

$$(C) = 47 \mu F$$

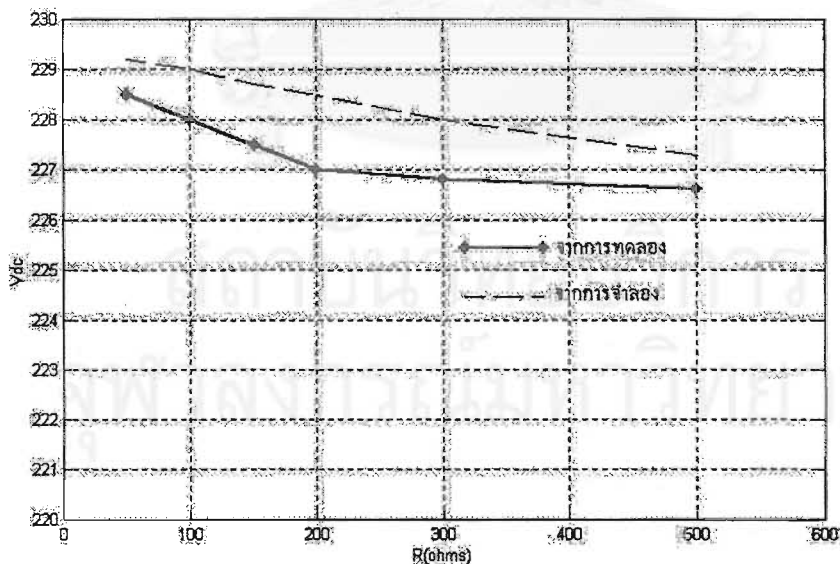
4.2 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเลื่อยงาโดยใช้วงจร Ripple or Valley

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเลื่อยงาที่ใช้วงจร Ripple or Valley ลักษณะวงจรจะใช้อุปกรณ์เลื่อยงาเช่น ไดโอด ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 3.4 วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาผลของค่าตัวเก็บประจุ (C) และค่าความต้านทาน (R_o) ต่อแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) และค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) ผลการทดลองดังแสดงในรูป 4.6-4.13 และผลแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ในรูป 4.14 เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการคำนวณในบทที่ 3 จึงได้แสดงไว้ในกราฟรูปเดียวกัน

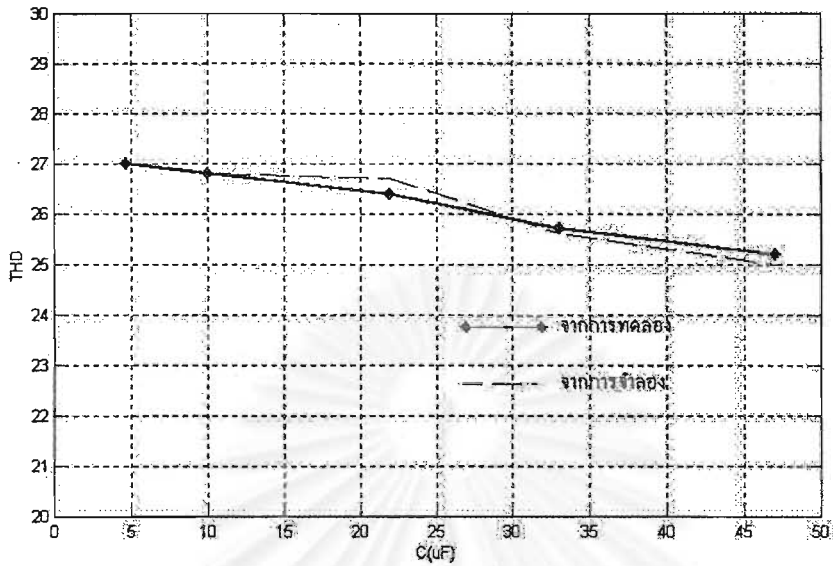
ในการทดลองจะมีการรักษาค่าตั้งที่โหลดให้คงที่ที่ 32 W โดยการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำของ วงจรโหลด (L_s) และ ความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw})



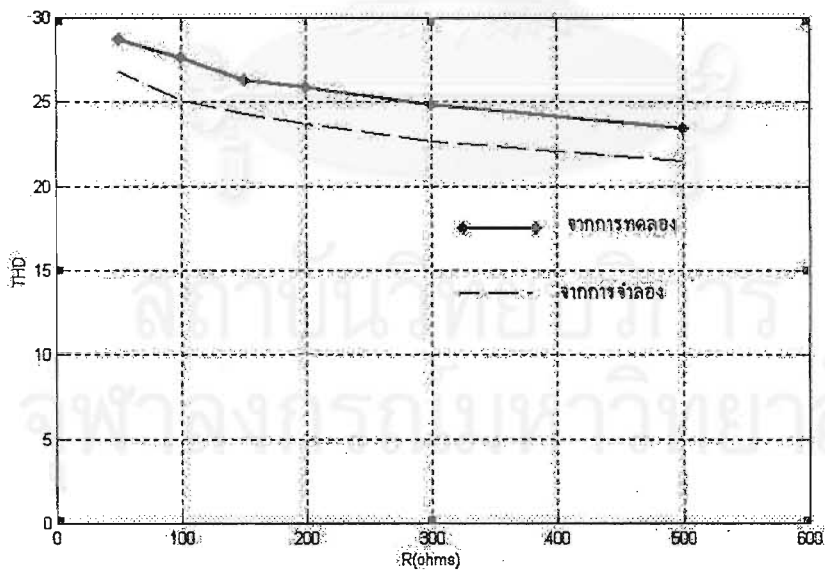
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม



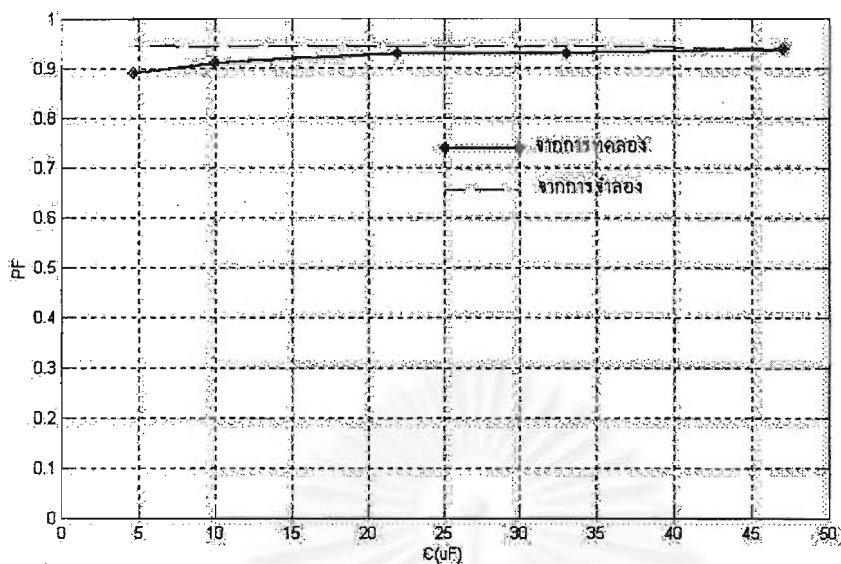
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 uF



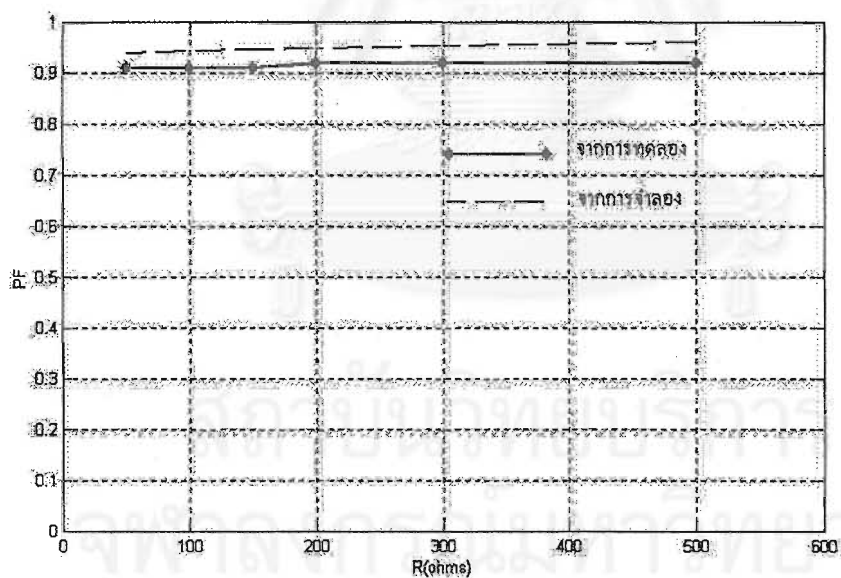
รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม



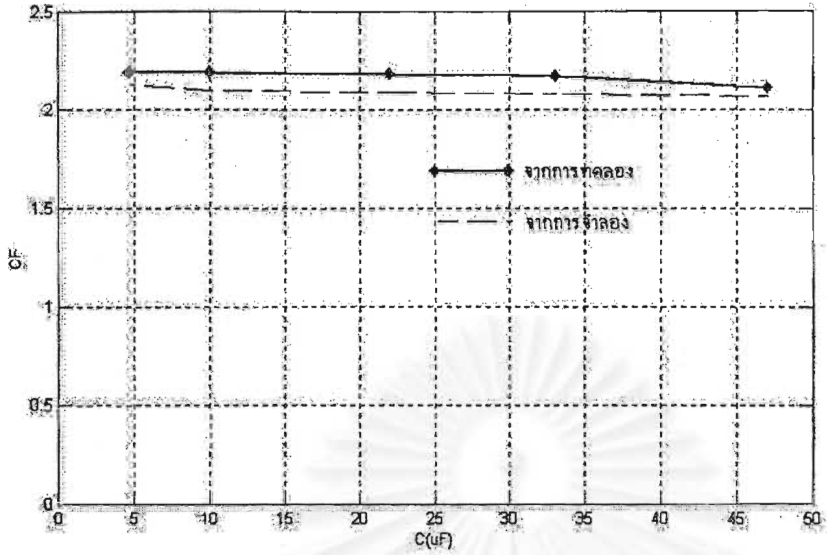
รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก (THD) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 uF



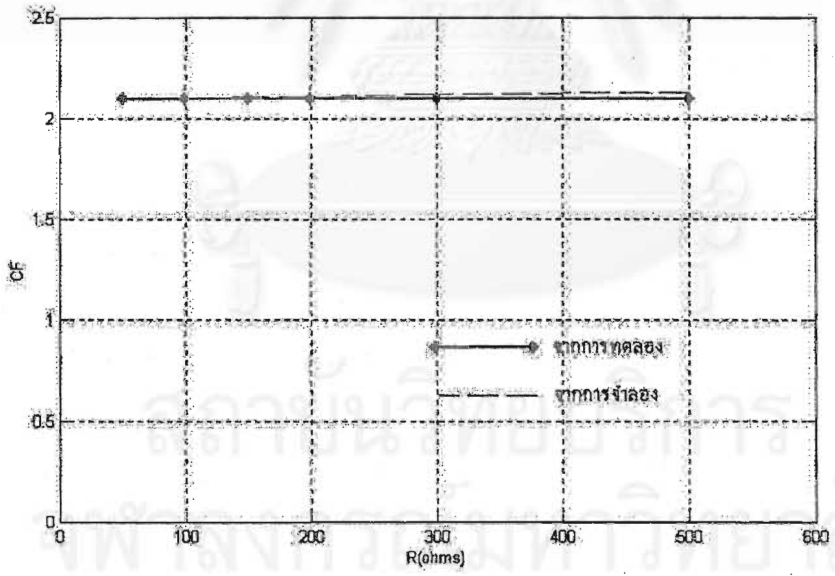
รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม



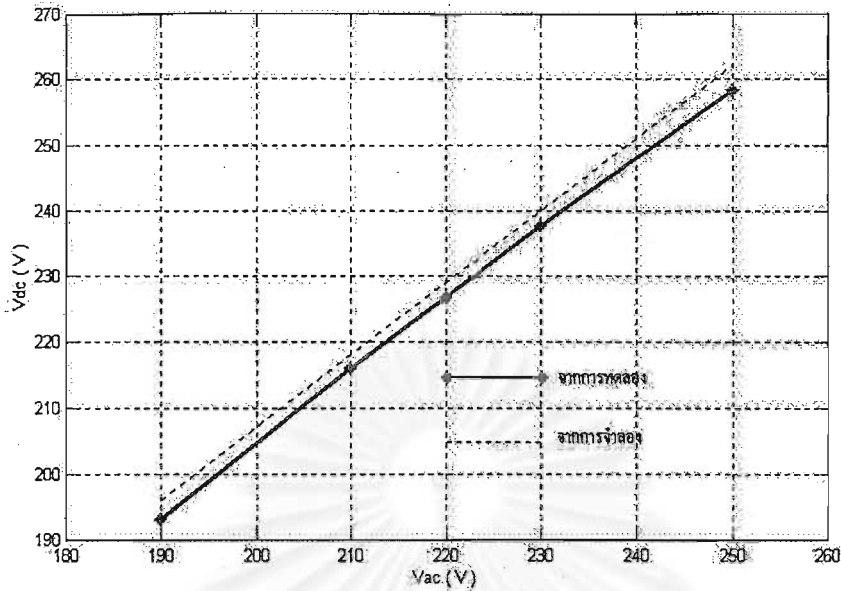
รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าความต้านทาน (R_o) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 uF



รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ (C) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าความต้านทาน (R_0) = 100 โอห์ม



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าความต้านทาน (R_0) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุ (C) = 10 uF



รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการจำลองและจากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F และค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม

รูปที่ 4.6 -4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) พบว่าค่าที่ได้จากการทดลอง การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และการคำนวณ มีค่าใกล้เคียงกันมาก แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) จะไม่เปลี่ยนแปลงมากนักเมื่อค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) เปลี่ยนแปลง โดยเมื่อ C เพิ่มขึ้น แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} จะเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย และเมื่อ R_o เพิ่มขึ้น แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} จะลดลงเพียงเล็กน้อย

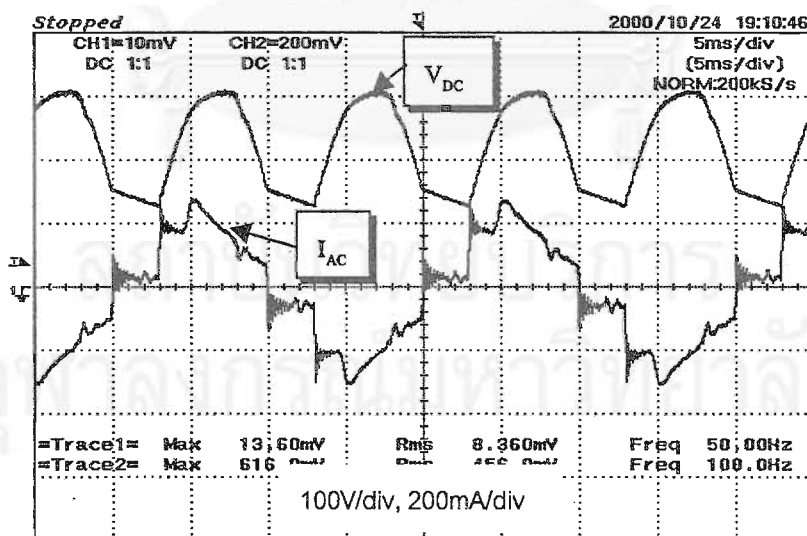
รูปที่ 4.8-4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) พบว่าค่าที่ได้จากการทดลองและการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD จะไม่เปลี่ยนแปลงน้อยมากเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า C และจะเปลี่ยนแปลงบ้างเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า R_o โดยเมื่อ R_o เพิ่มขึ้น ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD จะลดลง ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD จะมีค่าประมาณ 25-28 %

รูปที่ 4.10-4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) พบว่าค่าที่ได้จากการทดลองและการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน

เคียงกัน ค่าตัวประกอบกำลัง (PF) แทบจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า C และ R_o ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าประมาณ 0.94-0.96

รูปที่ 4.12-4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) พบว่าค่าที่ได้จากการทดลองและการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์มีค่าใกล้เคียงกัน ค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) แทบจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเพิ่มค่า C และ R_o ค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) มีค่าประมาณ 2.1 ซึ่งเกินค่ามาตรฐาน IEC 1000-3-2 สำหรับทุกค่าของตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานจึงไม่สามารถแก้ปัญหาโดยเลือกค่าตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานได้ ดังนั้นการแก้ปัญหาของค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) จึงต้องใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน

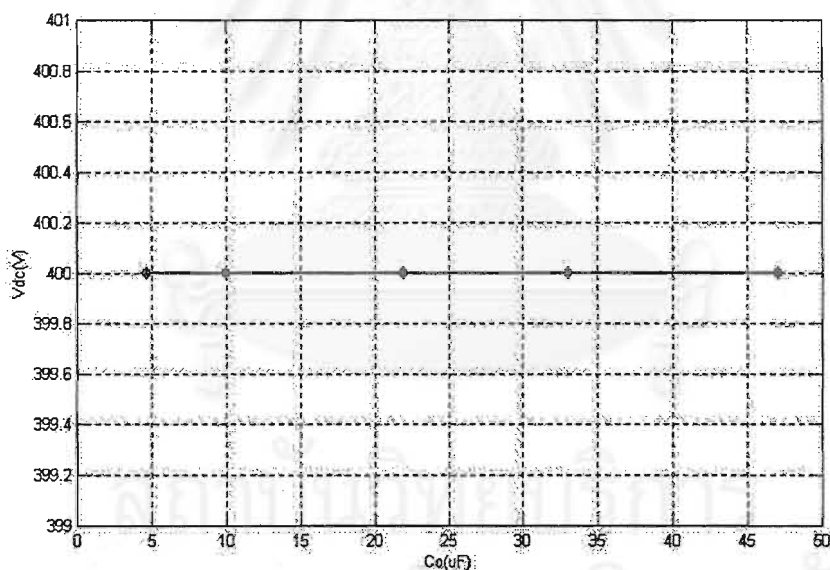
รูปที่ 4.14 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) เมื่อค่าตัวเก็บประจุ(C) และค่าความต้านทาน (R_o) คงที่ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จะแปรผันโดยตรงตอกันนั่นคือเมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) เพิ่มมากกว่าพิค (220V) และลดต่ำกว่าพิคแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ก็จะเพิ่มขึ้นและลดลงตามแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ด้วย โดยเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นในสัดส่วนที่ใกล้เคียงกัน



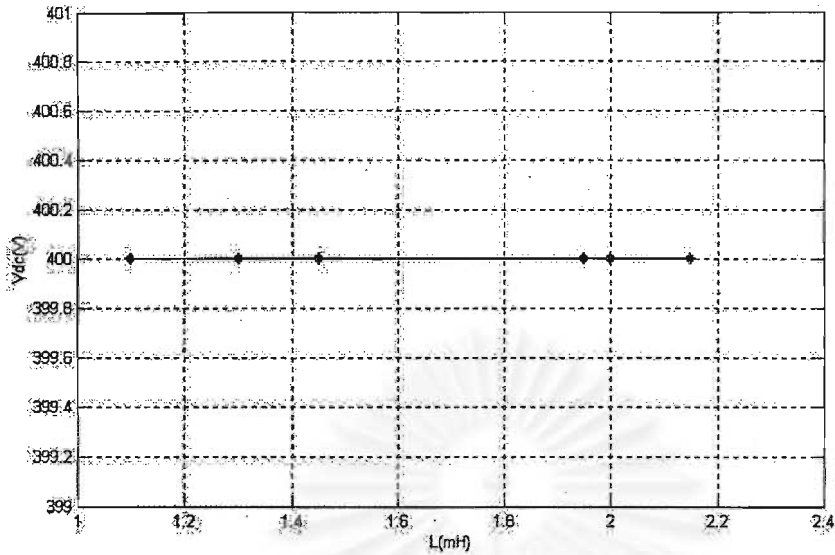
รูปที่ 4.14 ก รูปคลื่นของแรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley ที่ได้จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรอง (C) = 10 μ F และค่าความต้านทาน (R_o) = 100 โอห์ม

4.3 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบทระดับใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิทช์โวลงาน

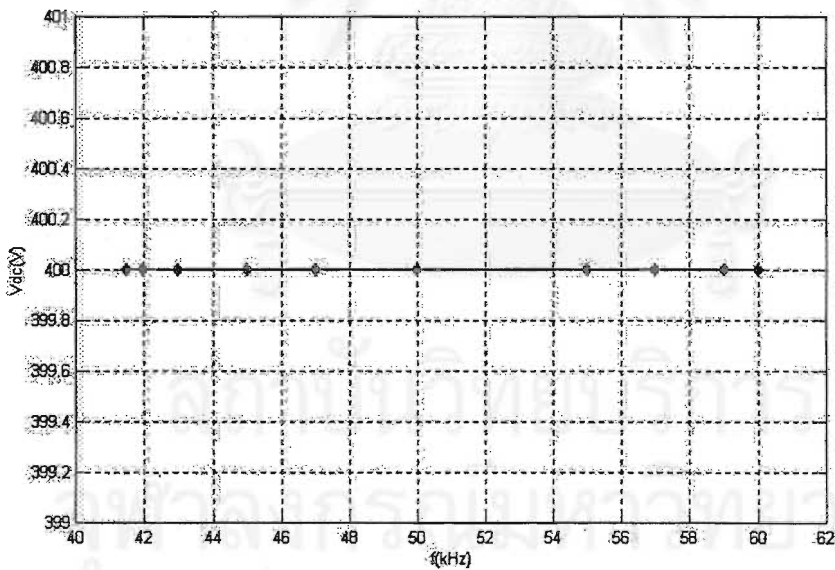
วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage โดยใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิทช์โวลงาน ไม่สามารถทำการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์ วิทยานิพนธ์นี้จึงมีเฉพาะผลการทดลอง ซึ่งจะทำการศึกษาผลของตัวเก็บประจุด้านออก (C_o), ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ(L) และความถี่ในการสวิทช์ (f_{sw}) กับ แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์, ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD), ค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า (PF) และค่าตัวประกอบขอดี (CF) ในรูป 4.15-4.21 และ ผลแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ในรูป4.22 โดยควบคุมให้กำลังที่โหลดคงที่ 32 W ทำโดยการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด (L_s) และสำหรับการปรับความถี่นั้น จะปรับความถี่ในช่วง 40-60kHz โดยกำลังออกที่โหลดถือว่าคงที่คือ 32 ± 0.6 W



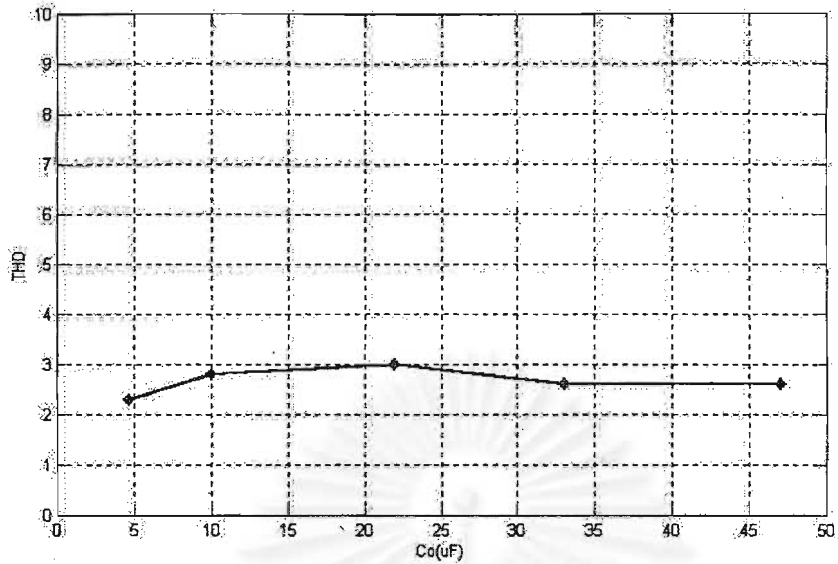
รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH, $f_{sw} = 40$ kHz



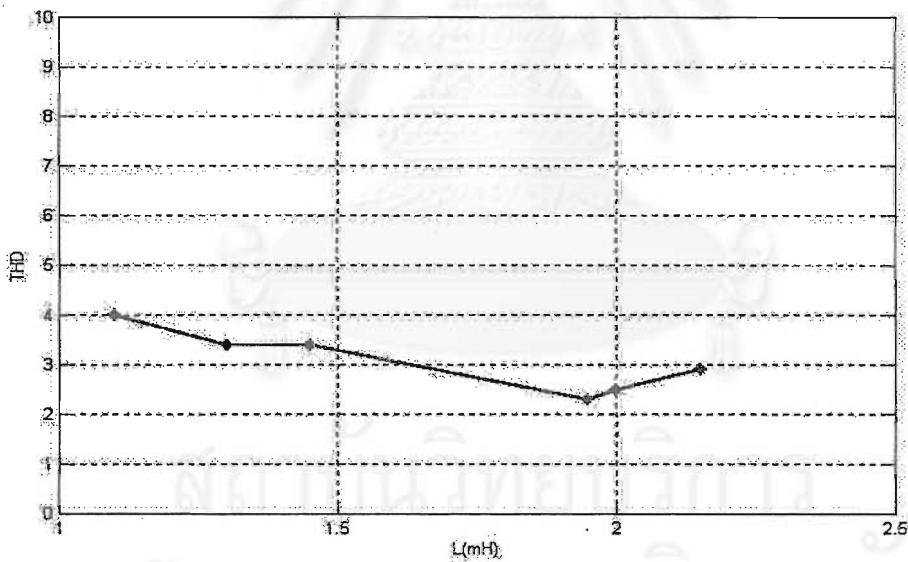
รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ จากการทดลองกับ เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz



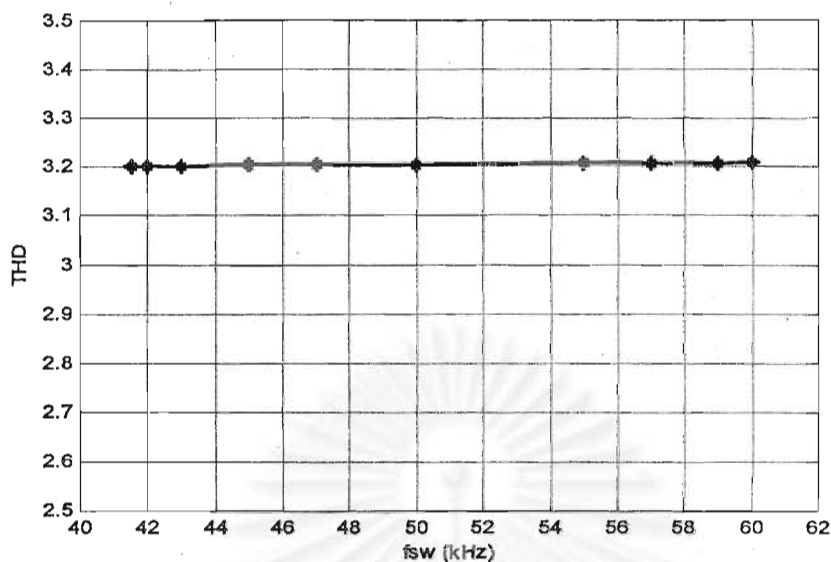
รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ ค่าความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F



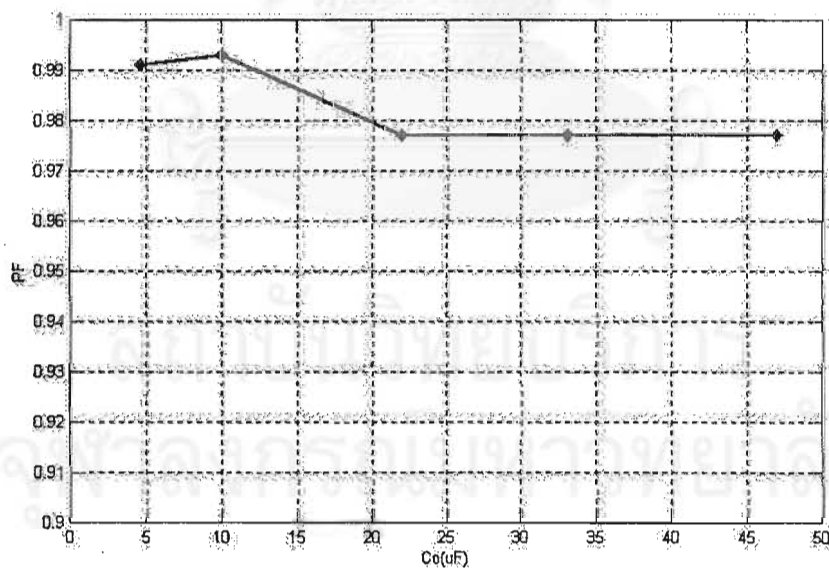
รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) จากการทดลองเมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH, $f_{sw} = 40$ kHz



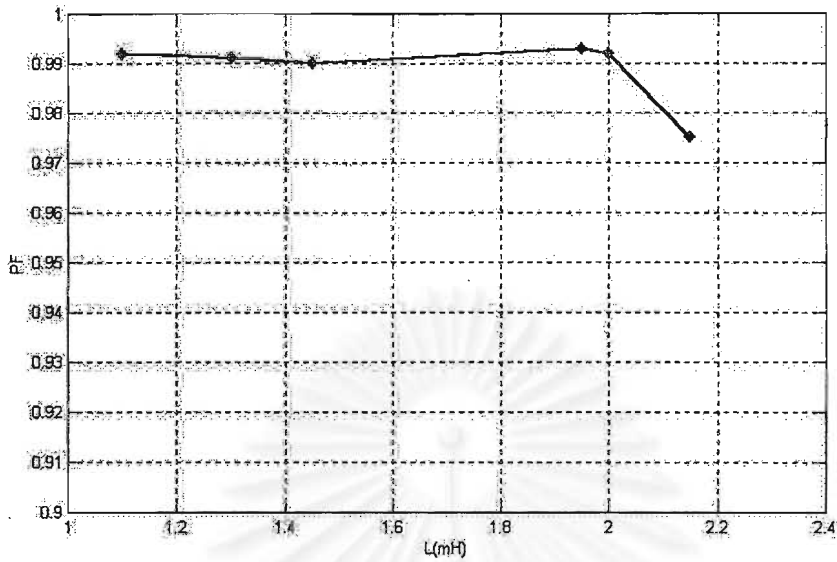
รูปที่ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) = 10 uF, $f_{sw} = 40$ kHz



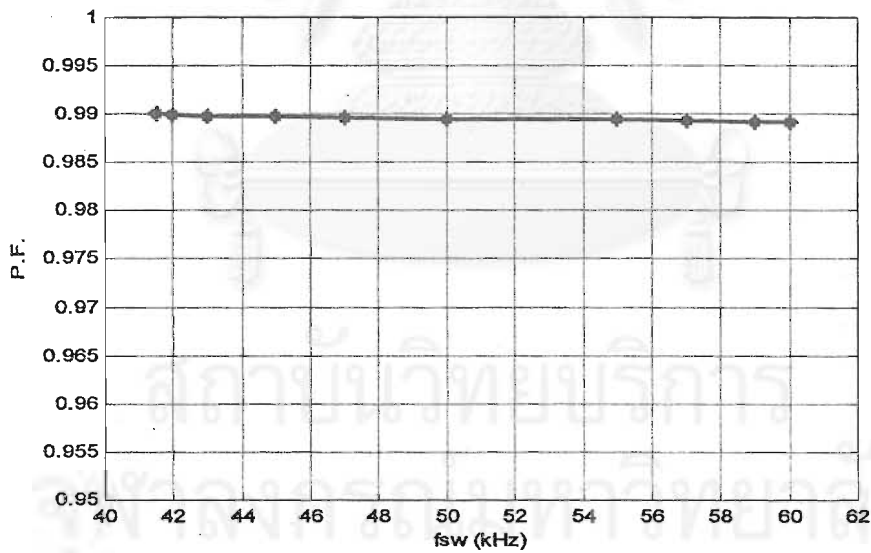
รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ ความถี่ในการสวิตช์ของวงจรไหลด(fsw) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(Co) = 10 uF, กำลังออก(Po) = 32 W



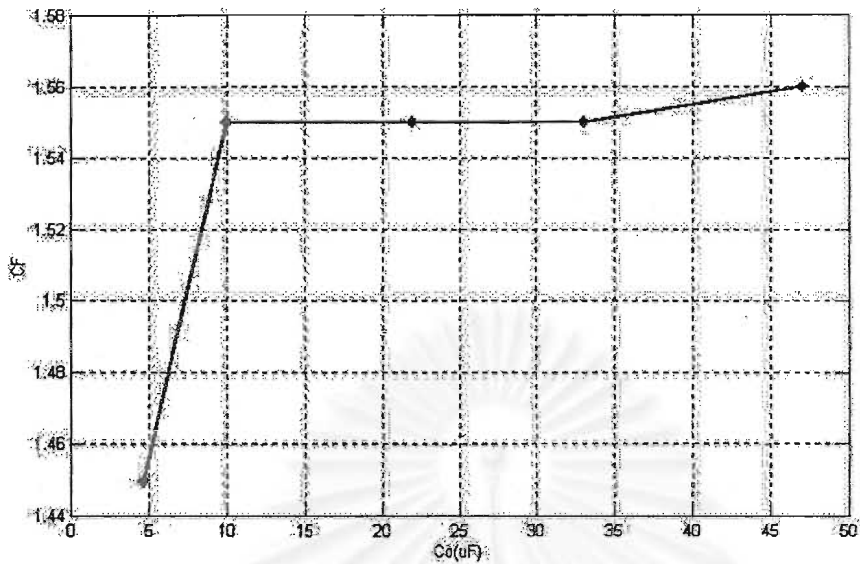
รูปที่ 4.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(Co) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH, fsw = 40 kHz



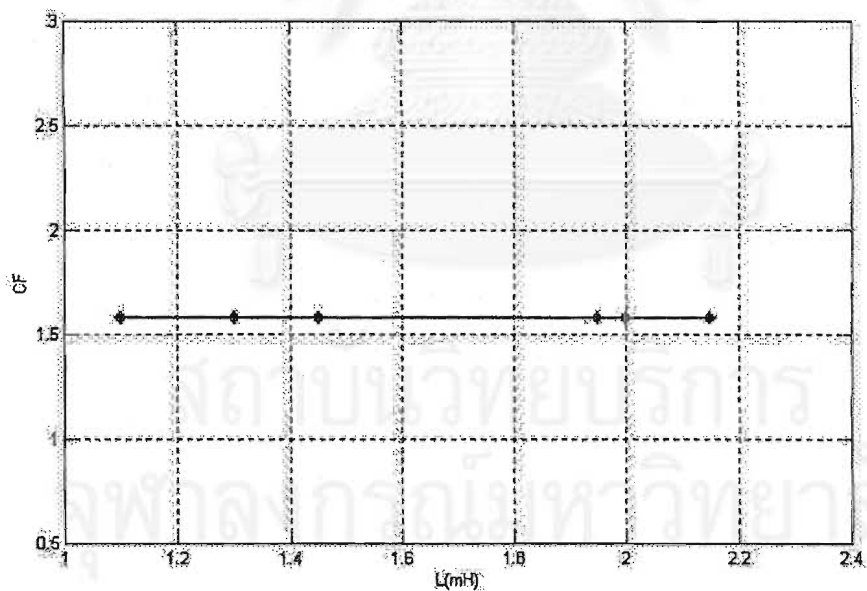
รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง(PF) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุด้านออก (C_o) = 10 μ F, f_{sw} = 40 kHz



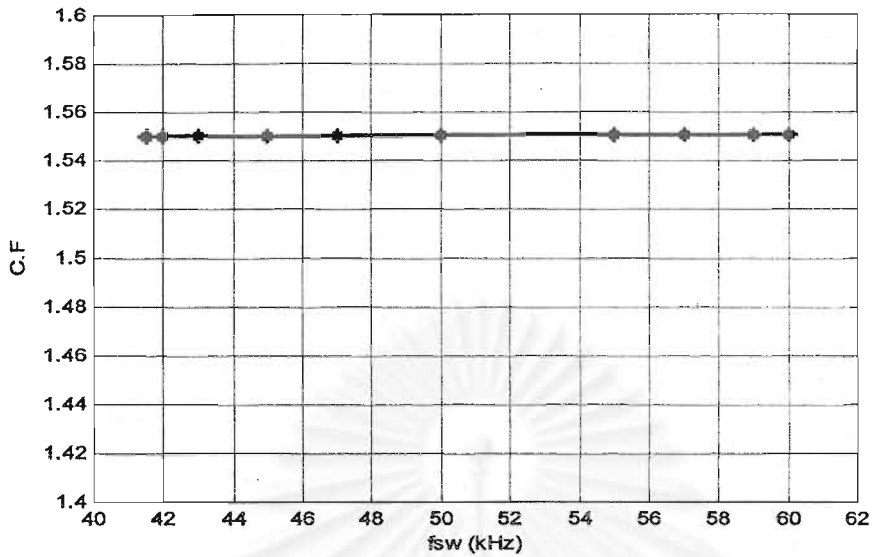
รูปที่ 4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง(PF) กับ ความถี่ในการสวิตช์ ของวงจร โหลด (f_{sw}) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH, ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F, กำลังออก(P_o) = 32 W



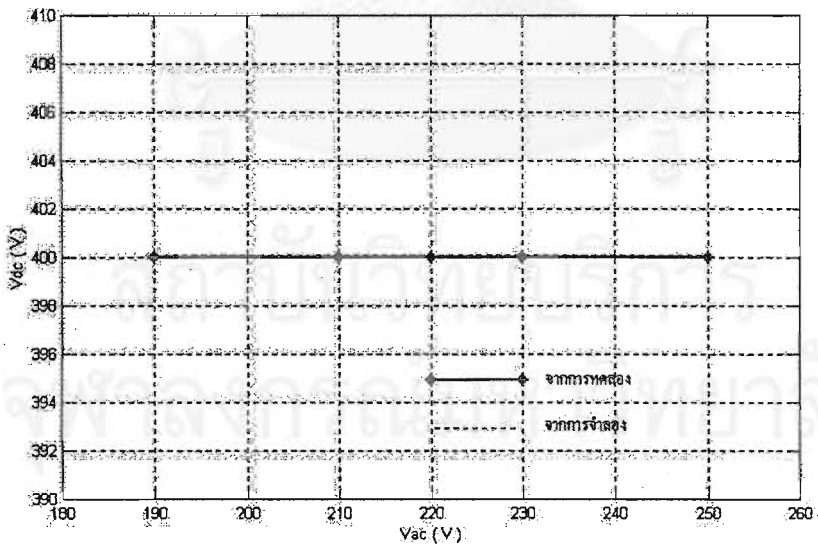
รูปที่ 4.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ค่าตัวเก็บประจุค่านอก(C_o) จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรหระดับ = 1.95 mH, f_{sw} = 40 kHz



รูปที่ 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ ตัวเหนี่ยวนำของวงจรหระดับ จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุค่านอก (C_o) = 10 uF, f_{sw} = 40 kHz



รูปที่ 4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (C.F) กับ ความถี่ในการสวิตช์ (fsw) ของวงจรโหลด จากการทดลอง เมื่อตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(Co) = 10 uF, กำลังออก(Po) = 32 W



รูปที่ 4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการทดลอง เมื่อความถี่ในการสวิตช์ (fsw) = 40 kHz ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ = 1.95 mH , ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(Co) = 10 uF

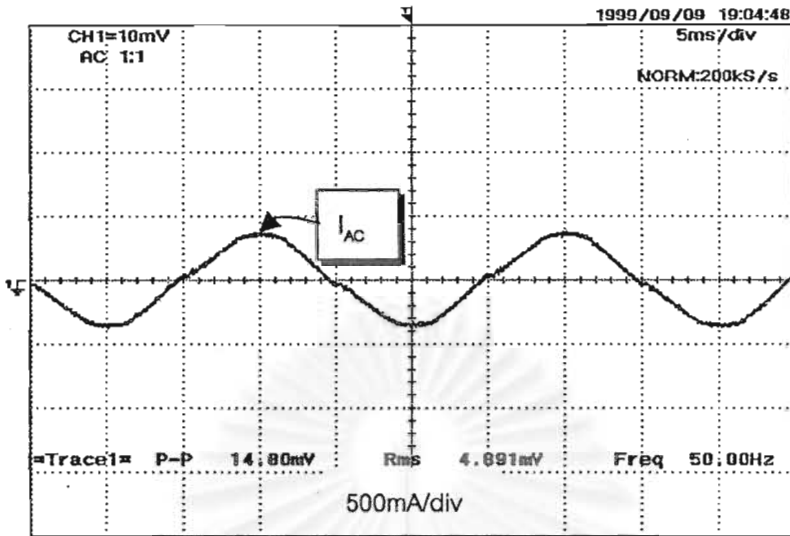
รูปที่ 4.15-4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o), ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ (L) และความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) พบว่า เมื่อ C_o L และ f_{sw} เพิ่มขึ้น แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงจากที่ได้ออกแบบไว้ที่ 400 V

รูปที่ 4.18-4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ C_o L และ f_{sw} พบว่า เมื่อ C_o เพิ่มขึ้น ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD จะเพิ่มขึ้นในตอนแรกแล้วกลับมาลดลง โดยค่าจะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยอยู่ในช่วง 2.2-3 % และเมื่อ L เพิ่มขึ้น ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม THD จะลดลงแล้วกลับเพิ่มขึ้นโดยค่าจะอยู่ในช่วง 2.2-4 % สำหรับกรณีความถี่ในการสวิตช์ เมื่อความถี่ในการสวิตช์ของวงจรโหลดเพิ่มขึ้น จะไม่มีผลต่อความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) เนื่องจากเราควบคุมให้กำลังด้านออกคงที่โดยการปรับค่า L_s คือ THD เปลี่ยนแปลงน้อยมากคือเพิ่มจาก 3.2 % เป็น 3.3 %

รูปที่ 4.21-4.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ C_o L และ f_{sw} พบว่า เมื่อ C_o L และ f_{sw} เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบกำลัง PF จะลดลงเพียงเล็กน้อยสำหรับกรณีการเปลี่ยนแปลงค่าของ C_o และ L คืออยู่ในช่วง 0.97-0.99 ส่วนกรณีของการปรับ f_{sw} จะไม่มีผลต่อ ค่าตัวประกอบกำลัง PF เนื่องจากเราควบคุมให้กำลังด้านออกคงที่โดยการปรับค่า L_s ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจะเปลี่ยนแปลงน้อยมากคือลดจาก 0.99 เป็น 0.98 ที่กำลังออกของโหลดถือว่าคงที่คือ 32-0.6 W

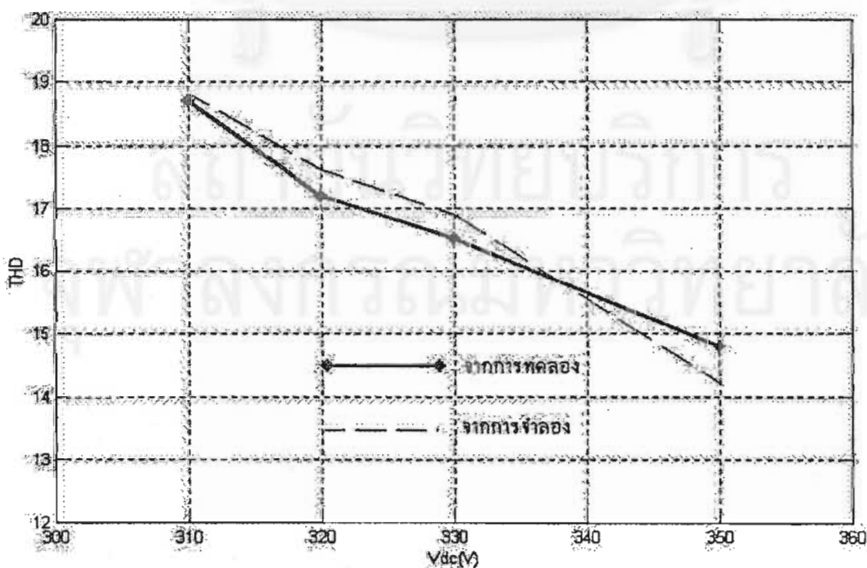
รูปที่ 4.24-4.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบยอดคลื่น(CF) กับ C_o L และ f_{sw} พบว่า เมื่อ C_o และ f_{sw} เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบยอดคลื่นจะเพิ่มขึ้น สำหรับกรณี C_o เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบยอดคลื่นจะเพิ่มขึ้นจาก 1.45-1.56 เมื่อ C_o เพิ่มขึ้นจาก 4.7-47 μF กรณีของการปรับ f_{sw} เพิ่มขึ้นจะไม่มีผลต่อค่าตัวประกอบยอดคลื่นเนื่องจากเปลี่ยนแปลงน้อยมากคือ เมื่อทำการปรับความถี่ ตั้งแต่ 41.5-60kHz กำลังออกของโหลดถือว่าคงที่คือ 32-0.6 W ค่าตัวประกอบยอดคลื่นจะเพิ่มจาก 1.55-1.559 หรือถือว่าคงที่ ส่วนกรณีของ L เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบยอดคลื่นจะไม่มีเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 4.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) พบว่าถึงแม้ว่าแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC})จะเปลี่ยนแปลงไปจากพิกัด โดยเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 190 – 250 V ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ก็ยังคงที่ ที่ 400 V ซึ่งถือว่าเป็นข้อดีที่สุดข้อหนึ่งของวงจรนี้

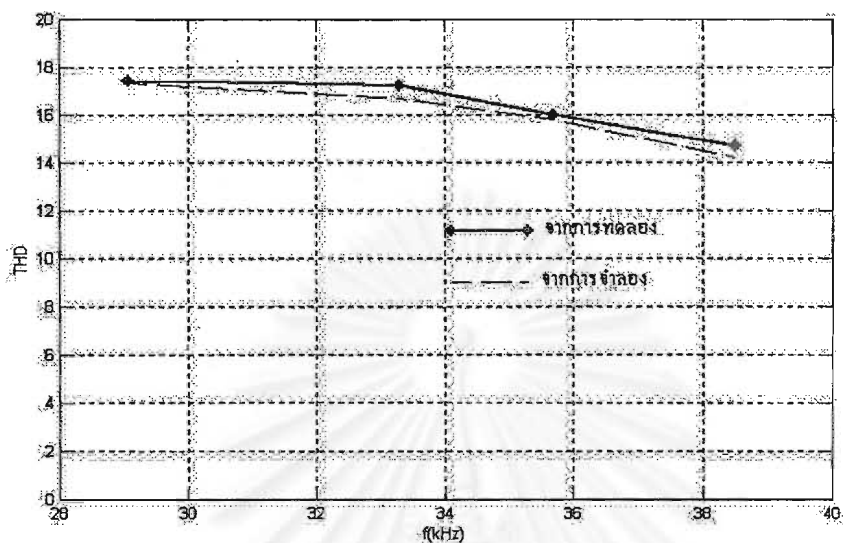


รูปที่ 4.27 ก รูปคลื่นของ I_{INPUT} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage ที่ได้จากการทดลอง เมื่อความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw}) = 40 kHz
ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับ = 1.95 mH, ค่าตัวเก็บประจุด้านออก(C_o) = 10 μ F

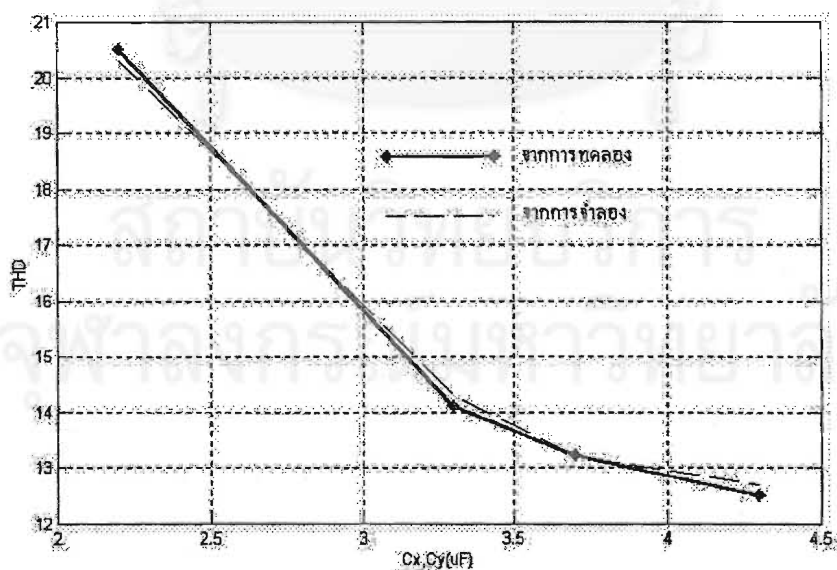
4.4 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานโดยใช้หลักการของวงจรเสมือนวงจรทระดับ วงจรที่ 1



รูปที่ 4.28 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ V_{dc} จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3 \text{ nF}$, $L = 5.85 \text{ mH}$, $f_{sw} = 29 \text{ kHz}$

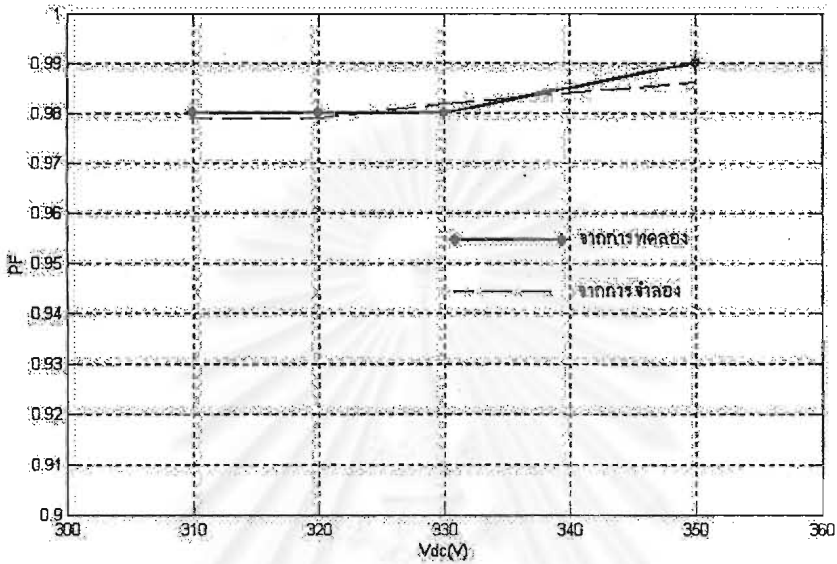


รูปที่ 4.29 ความสัมพันธ์ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ f_{sw} จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3 \text{ nF}$, $L = 5.85 \text{ mH}$, $V_{dc} = 350 \text{ V}$

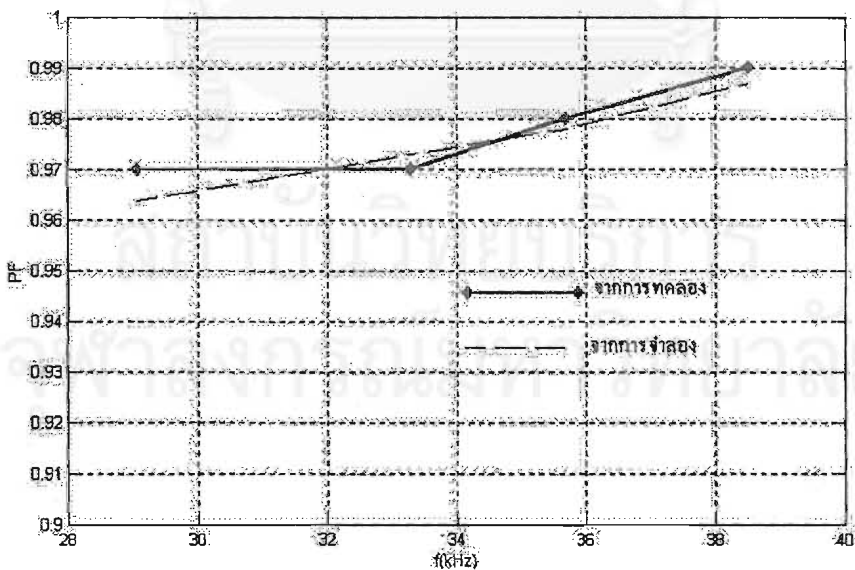


รูปที่ 4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) กับ C_x, C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85 \text{ mH}$, $f_{sw} = 31 \text{ kHz}$, $V_{dc} = 330 \text{ V}$

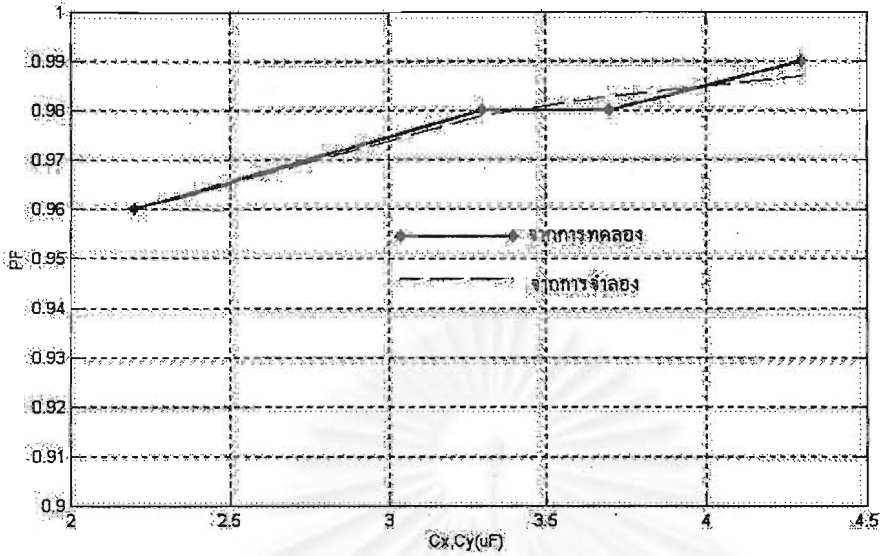
จากรูปที่ 4.28-4.30 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (THD) กับ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y พบว่า เมื่อ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y เพิ่มขึ้น ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมมีแนวโน้มลดลง ซึ่งจะอยู่ในช่วง 12-20 %



รูปที่ 4.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ V_{dc} จากการทดลอง และจากการจำลองเมื่อ $C_x, C_y = 3.3 \text{ nF}$, $L = 5.85 \text{ mH}$, $f_{sw} = 29 \text{ kHz}$

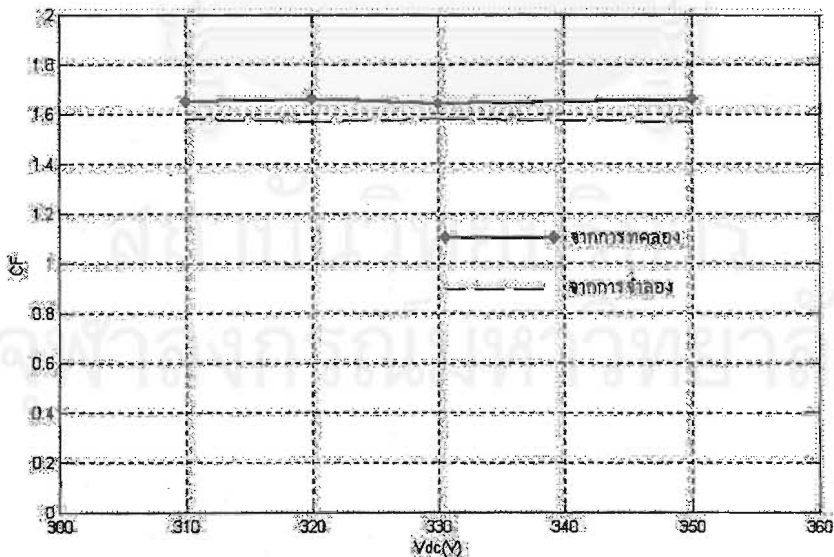


รูปที่ 4.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ f_{sw} จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 3.3 \text{ nF}$, $L = 5.85 \text{ mH}$, $V_{dc} = 350 \text{ V}$

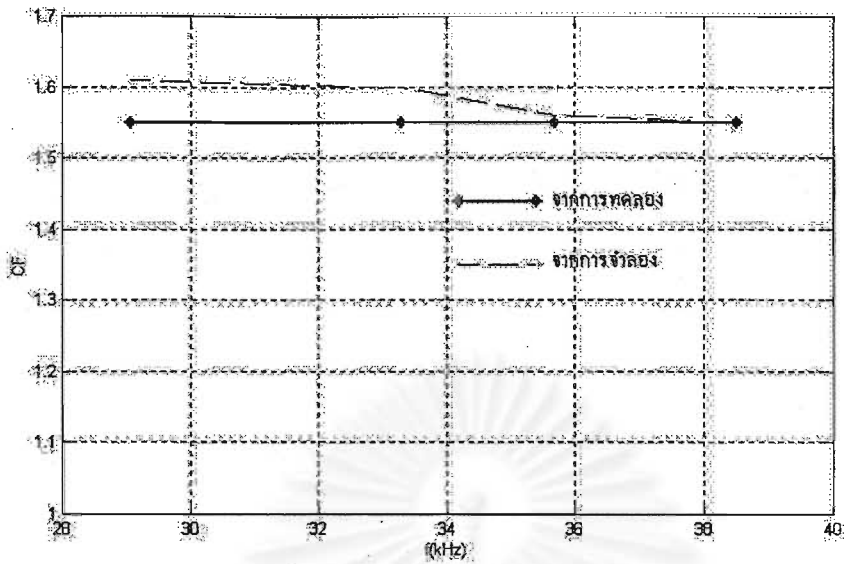


รูปที่ 4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง PF กับ C_x , C_y จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 31$ kHz, $V_{dc} = 330$ V

จากรูปที่ 4.31-4.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง (PF) กับ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y พบว่า เมื่อ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย ซึ่งจะอยู่ในช่วง 0.96-0.99 %

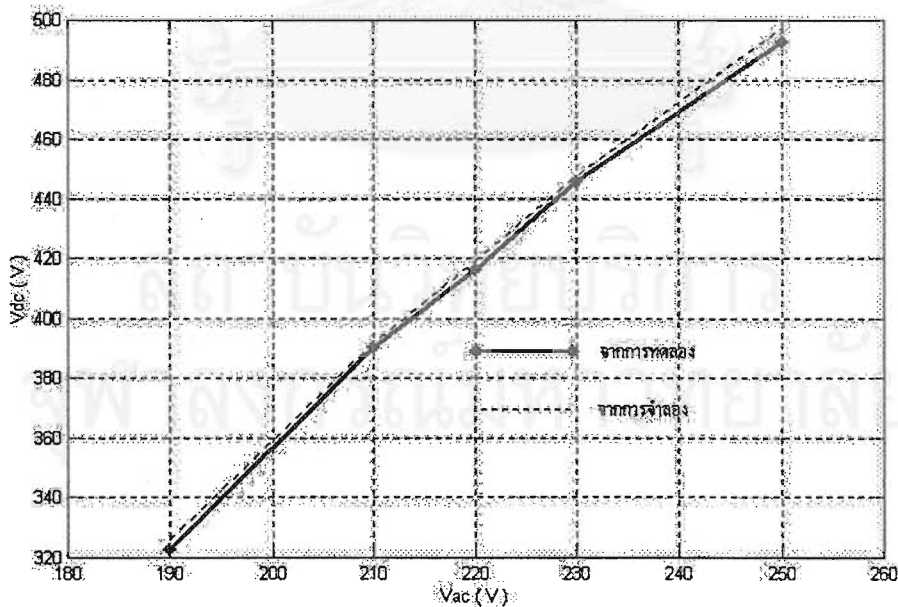


รูปที่ 4.34 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น (CF) กับ V_{dc} จากการทดลอง และจากการจำลองเมื่อ $C_x, C_y = 3.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz



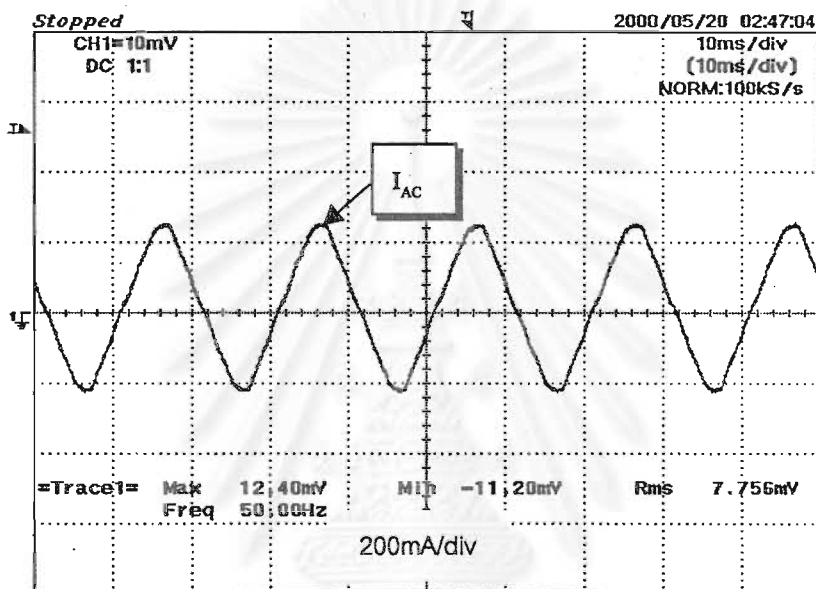
รูปที่ 4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น CF กับ C_x, C_y จากการทดลอง และจากการจำลอง เมื่อ $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 31$ kHz, $V_{dc} = 330$ V

จากรูปที่ 4.33-4.35 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น กับ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y พบว่า เมื่อ V_{dc} , f_{sw} และ C_x, C_y เพิ่มขึ้น ค่าตัวประกอบขดคลื่น ไม่เปลี่ยนแปลง ค่าจะ อยู่ ประมาณ 1.6-1.7



รูปที่ 4.36 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{dc}) กับ แรงดันไฟ สลับด้านเข้า (V_{ac}) จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 4.3$ nF, $L = 5.85$ mH, $f_{sw} = 29$ kHz

จากรูปที่ 4.36 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จะแปรผันโดยตรงตอกันนั่นคือเมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) เพิ่มมากกว่าพิกัด (220V) และลดต่ำกว่าพิกัด แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ก็จะเพิ่มขึ้นและลดลงตามแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ด้วย โดยเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นในสัดส่วนที่ใกล้เคียงกันซึ่งวงจรนี้การเปลี่ยนแปลงของ (V_{DC}) ต่อ (V_{AC}) จะมากกว่าวงจรอื่น



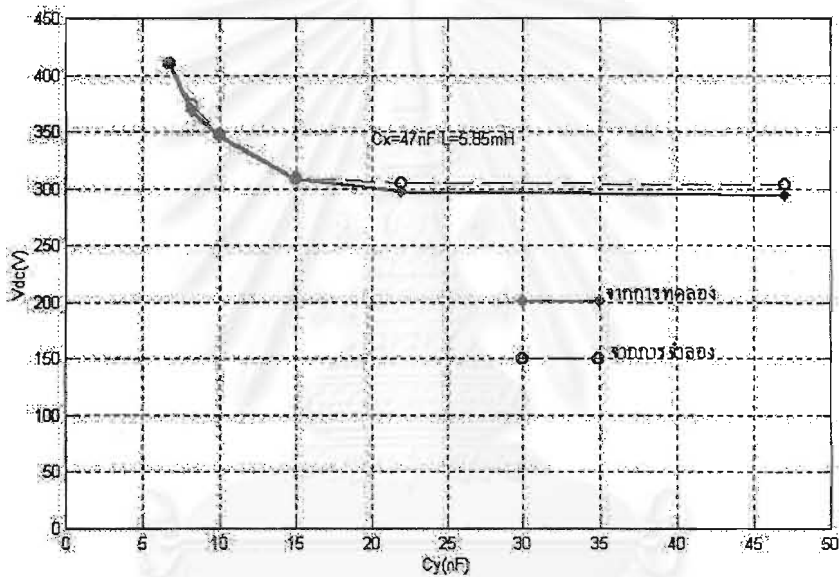
รูปที่ 4.36 ก รูปคลื่นของ I_{INPUT} ของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage วงจรที่ 1 ที่ได้จากการทดลอง จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x, C_y = 4.3 \text{ nF}$,

$$L = 5.85 \text{ mH}, f_{sw} = 29 \text{ kHz}$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

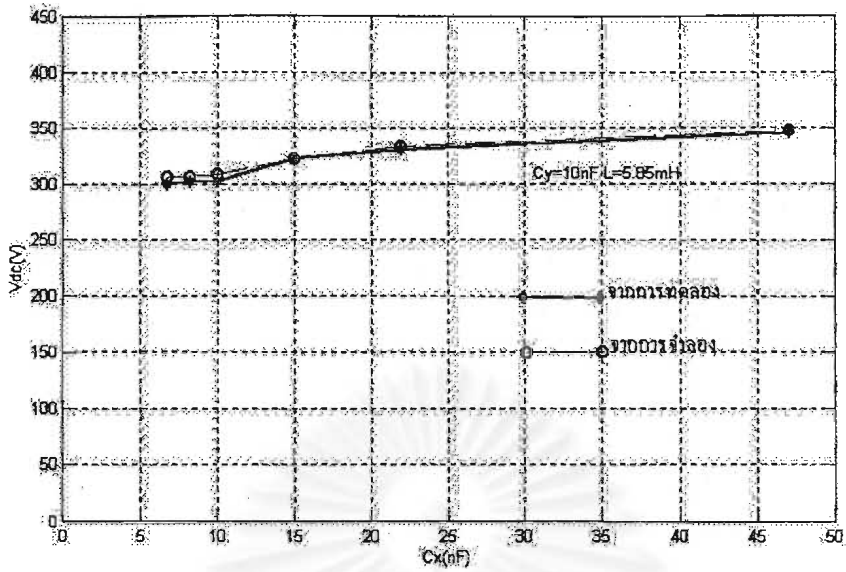
4.5 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานโดยใช้หลักการของวงจรเสมือนวงจรทบทระดับ วงจรที่ 2

วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage มีการทำงานเหมือนวงจรทบทระดับ ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟตรงด้านออกของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งเป็นแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าแรงดันไฟด้านเข้า ได้ศึกษาผลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือค่า C_y , C_x , L , และ f_{sw} ในวงจรกับแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์โดยวิธีการจำลองการทำงาน และผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน ดังแสดงตามรูปที่ 4.37 - 4.xx โดยให้กำลังออกที่โหลดคงที่เท่ากับ 32 วัตต์ โดยการปรับค่า L_s

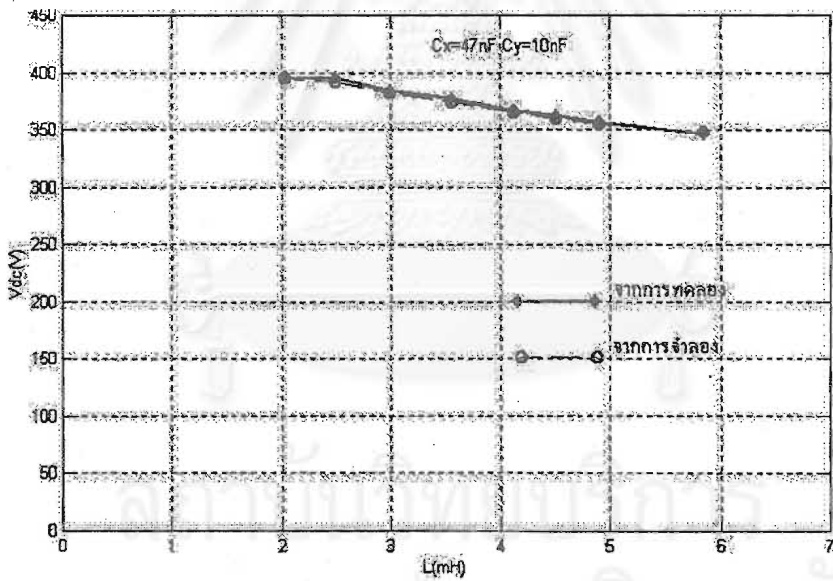


รูปที่ 4.37 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} กับ C_y จากการทดลองและการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $L=5.85\text{ mH}$ $f=40\text{kHz}$

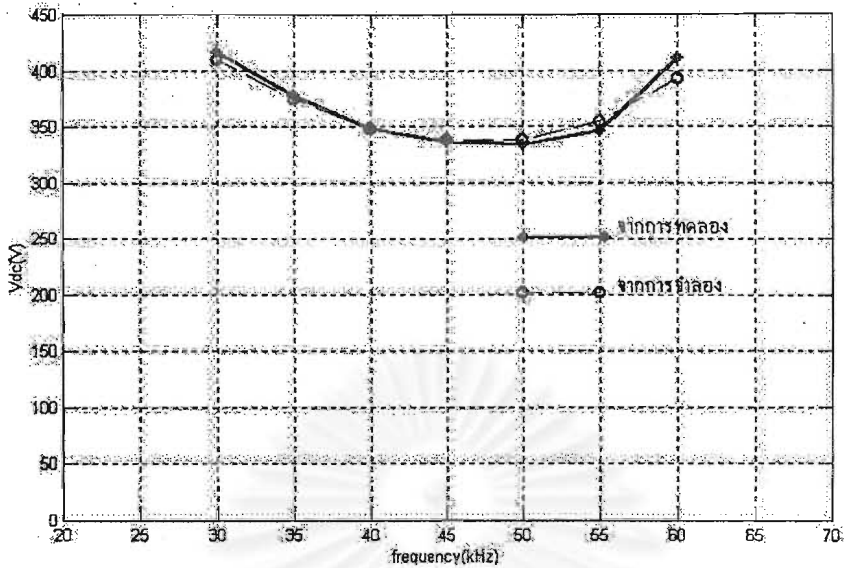
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.38 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} กับ C_x จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.39 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} กับ L จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $f=40\text{kHz}$



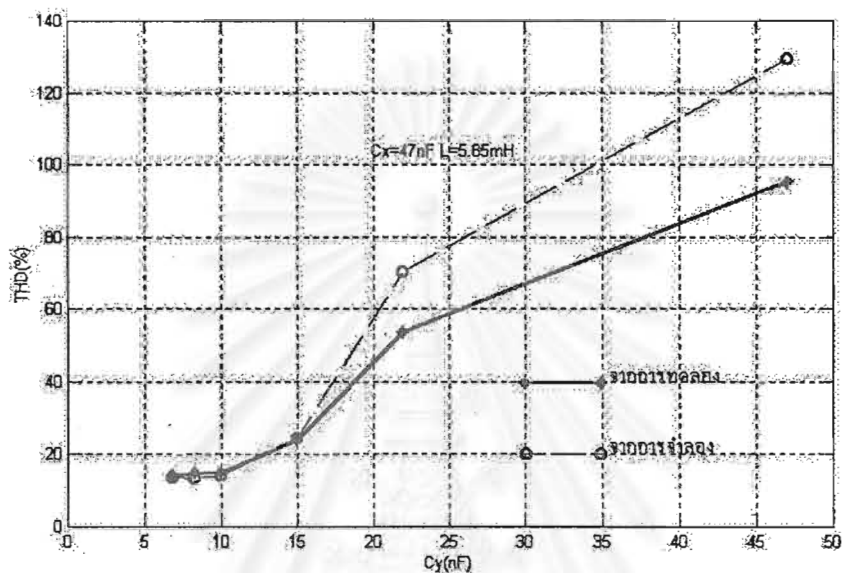
รูปที่ 4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} กับความถี่จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz

รูปที่ 4.37-4.40 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ V_{dc} กับ C_x , C_y , L และความถี่ จากการทดลองและจากการจำลองตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีความสอดคล้องกับการจำลอง ค่า C_y และ L มีค่ามากขึ้น แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะลดลง แต่เมื่อ C_x มีค่ามากขึ้น แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้น การควบคุมแสงโดยการปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ สำหรับค่าพิกัด 32 W ที่ความถี่ 40 kHz เมื่อทำการควบคุมให้ความเข้มแสงสูงขึ้น นั่นก็คือลดความถี่ของอินเวอร์เตอร์ จะพบว่า แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้น แต่ถ้าควบคุมแสงให้ลดลง คือการเพิ่มความถี่ของอินเวอร์เตอร์พบว่า แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะลดลงช่วงแรกแล้วจะกลับเพิ่มขึ้นมาอีก

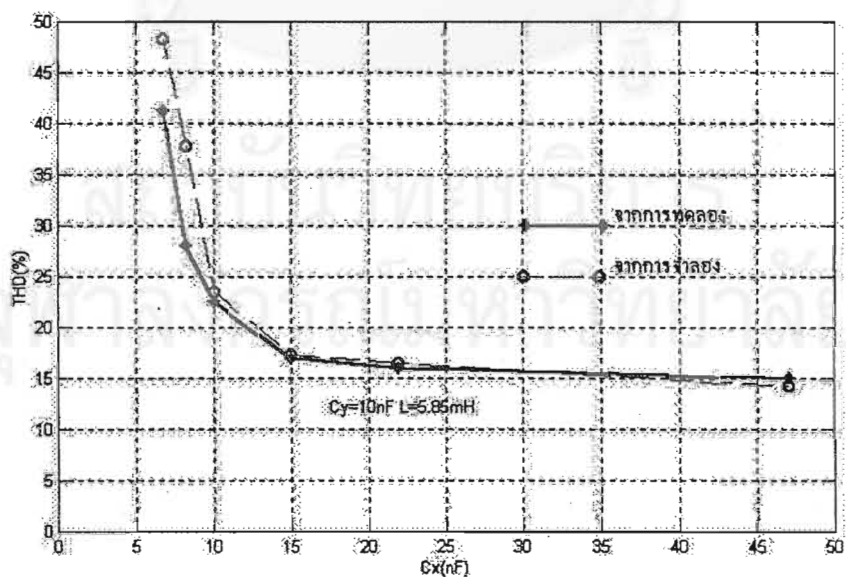
4.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับ C_y , C_x , L และความถี่

วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ควบคุมแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ตามรูปที่ 3.12 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังจะหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เพื่อลดกระแสฮาร์โมนิก และเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าโดยให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 ตามตารางที่ 2.3 วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาผลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือค่า C_y C_x L และความถี่การทำงานของวงจรกับค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์

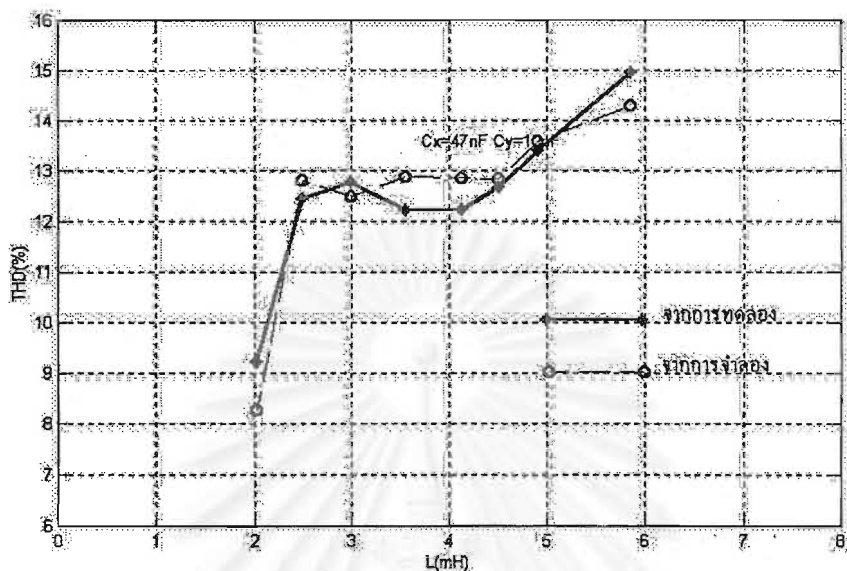
มอнокิวรวมโดยวิธีการจำลองการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.29-3.32 และผลการทดลองเปรียบเทียบกับ การจำลองการทำงาน ในรูปที่ 4.41-4.43 โดยให้กำลังออกที่โหลดคงที่เท่ากับ 32 วัตต์ ซึ่งทำได้ โดยปรับค่า L_s ส่วนในกรณีการปรับความถี่เพื่อควบคุมกำลังออกตามรูปที่ 4.44 จะไม่มีการปรับค่า L_s เพื่อรักษากำลังออก เนื่องจากการควบคุมกำลังออก จาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz



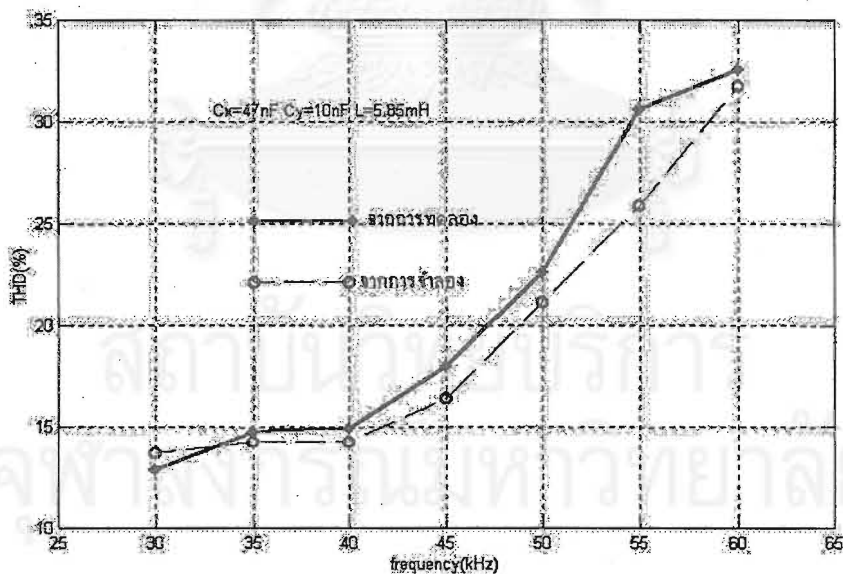
รูปที่ 4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับ C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับ C_x จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับ L จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $f=40\text{kHz}$

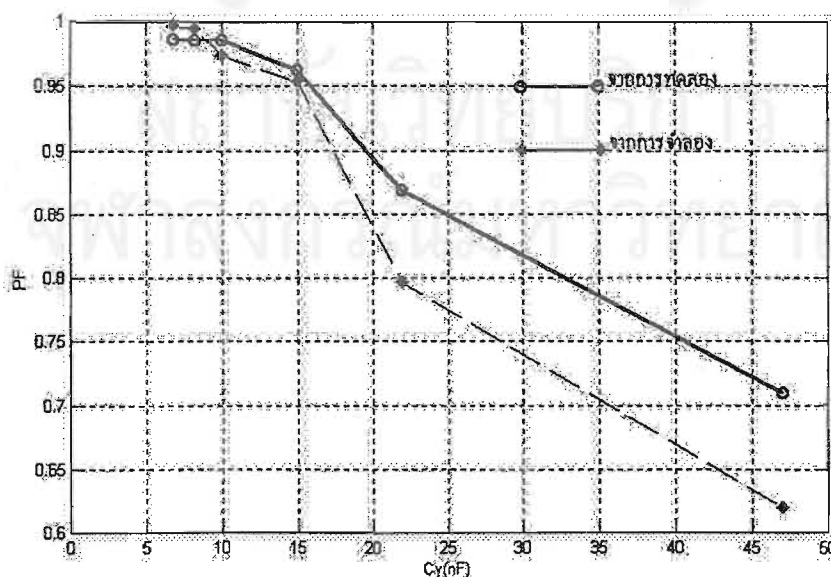


รูปที่ 4.44 ความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับความถี่ จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่ จาก 30-60 kHz

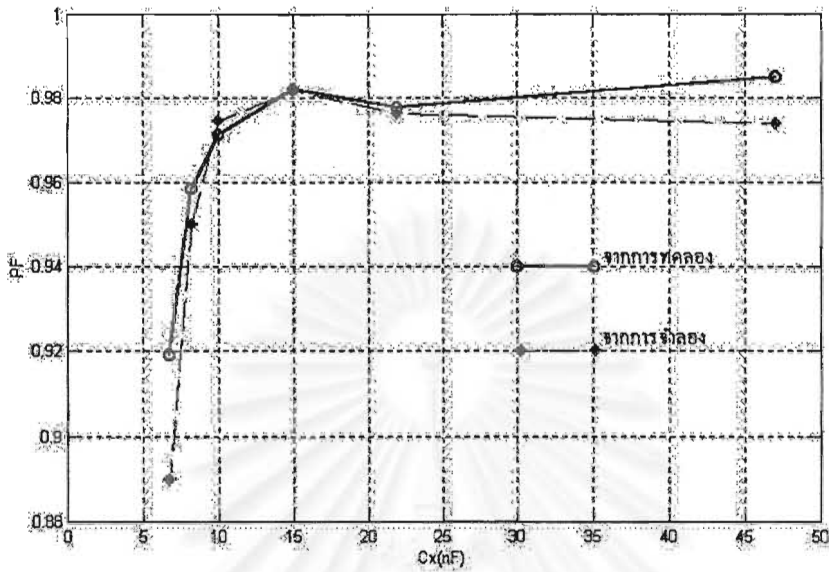
รูปที่ 4.41-4.44 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม THD กับ C_x , C_y , L และความถี่ จากการทดลองและจากการจำลองตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีความสอดคล้องกับการจำลอง ค่า C_y และ L มีค่ามากขึ้น ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมจะเพิ่มขึ้น C_x มีค่ามากขึ้น ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมจะลดลง การควบคุมแสงโดยการปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ สำหรับค่าพิกัด 32 W ที่ความถี่ 40 kHz เมื่อทำการควบคุมให้ความเข้มแสงสูงขึ้น นั่นก็คือลดความถี่ของอินเวอร์เตอร์ จะพบว่า ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมจะลดลง แต่ถ้าควบคุมแสงให้ลดลง คือการเพิ่มความถี่ของอินเวอร์เตอร์พบว่า ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมจะเพิ่มขึ้น

4.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลังกับ C_y , C_x , L และความถี่

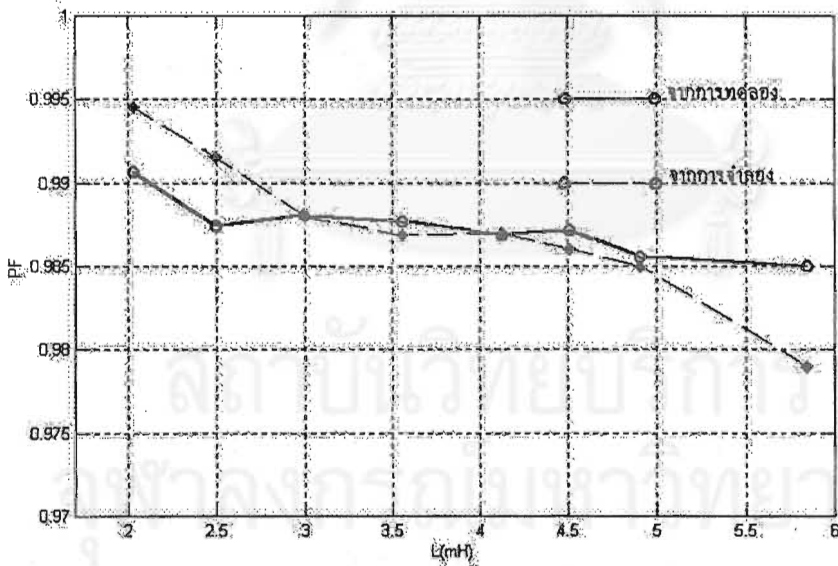
วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ควบคุมแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ที่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ตามรูปที่ 3.12 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังจะหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ และเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าให้ใกล้เคียง 1 ซึ่งจะทำให้ได้กำลังสูงสุด วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาผลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือค่า C_y , C_x , L และความถี่การทำงานของวงจรกับค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมโดยวิธีการจำลองการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.45-3.49 และผลการทดลองเปรียบเทียบกับกรจำลองการทำงาน ในรูปที่ 4.45-4.47 โดยให้กำลังออกที่โหลดคงที่เท่ากับ 32 วัตต์ ซึ่งทำได้โดยปรับค่า L_s ส่วนในกรณีการปรับความถี่เพื่อควบคุมกำลังออกตามรูปที่ 4.48 จะไม่มีการปรับค่า L_s เพื่อรักษากำลังออก เนื่องจากการควบคุมกำลังออก จาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz



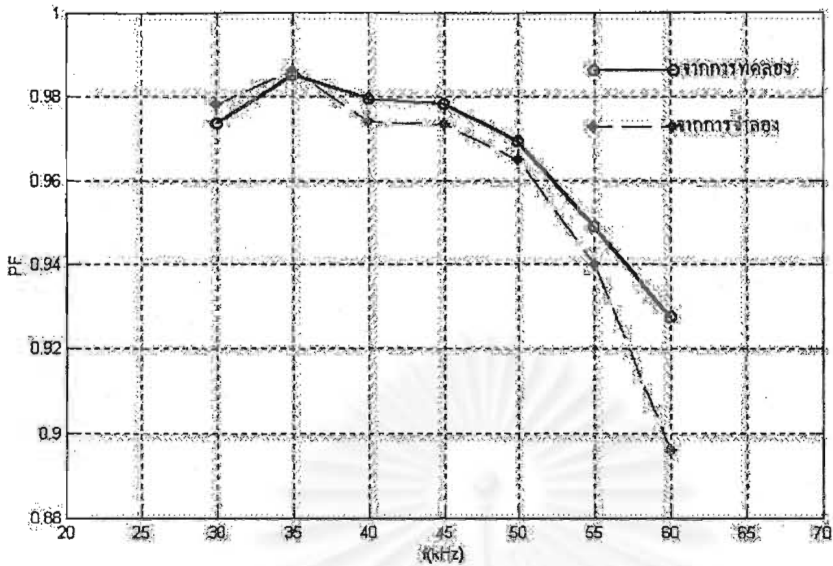
รูปที่ 4.45 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ C_x จากการทดลองและจากการจำลอง
เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ และ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.46 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ C_x จากการทดลองและจากการจำลอง
เมื่อ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ และ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.47 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลัง PF กับ L จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ
 $C_x=47\text{ nF}$ $C_y=10\text{nF}$ และ $f=40\text{kHz}$



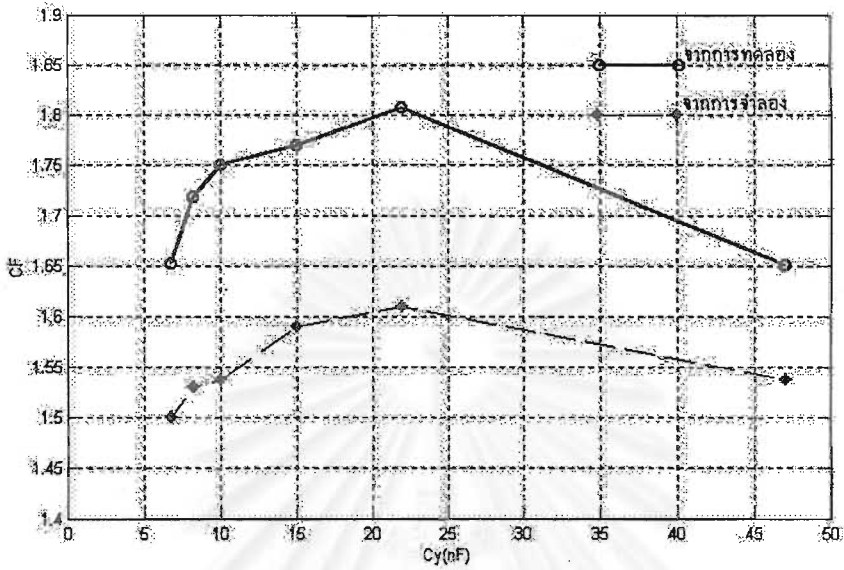
รูปที่ 4.48 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังกับความถี่ จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ กำลังออกลดลงจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz

รูปที่ 4.45-4.48 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบกำลัง PF กับ C_x , C_y , L และความถี่ จากการทดลองและจากการจำลองตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีความสอดคล้องกับการจำลอง ค่า C_y และความถี่ มีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังจะลดลง C_x มีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังจะเพิ่มขึ้น การควบคุมแสงโดยการปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ สำหรับ L ที่มีค่ามากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังจะลดลงเพียงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับการเพิ่ม C_y และความถี่

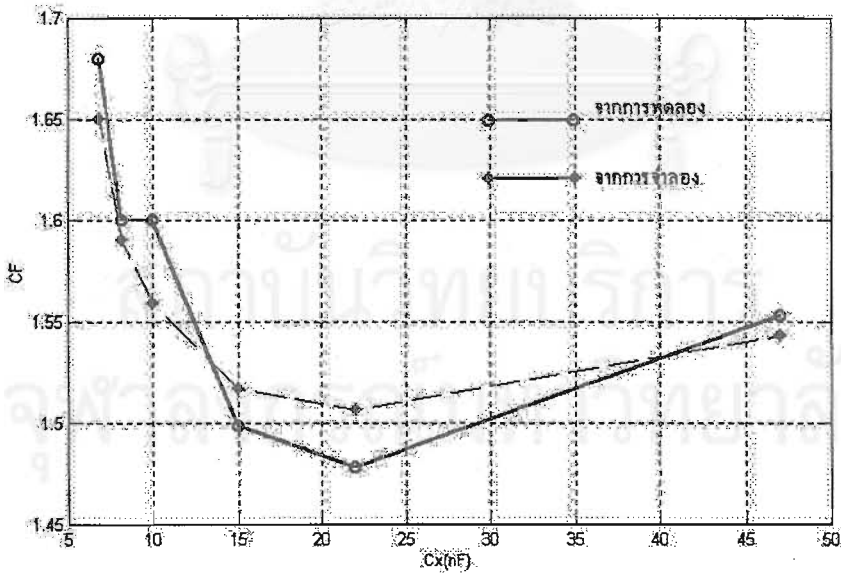
4.5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดเคลื่อนกับ C_y , C_x , L และความถี่

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ดีควรมีตัวประกอบขดเคลื่อนของกระแสผ่านหลอดฟลูออโรเรสเซนต์ไม่เกิน 1.7 กรณีกระแสไฟสลับรูปไซน์จะมีค่าตัวประกอบขดเคลื่อนของกระแสผ่านหลอดใกล้เคียง 1.414 จะช่วยให้หลอดมีอายุการใช้งานยาวนาน มีการสีกหรือของไส้หลอดน้อย วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาผลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือค่า C_y , C_x , L และความถี่ในวงจรกับค่าตัวประกอบขดเคลื่อน โดยวิธีการจำลองการทำงาน ดังแสดงตามรูปที่ 3.33-3.36 และผลการทดลองเปรียบเทียบกับการทำงาน ดังแสดงตามรูปที่ 4.49-4.51 โดยให้กำลังออกที่โหลดคงที่เท่ากับ 32 วัตต์ ซึ่งทำได้โดยปรับค่า L_s ส่วนในกรณีการปรับความถี่เพื่อควบคุมกำลังออกตามรูปที่ 4.52 จะไม่มี

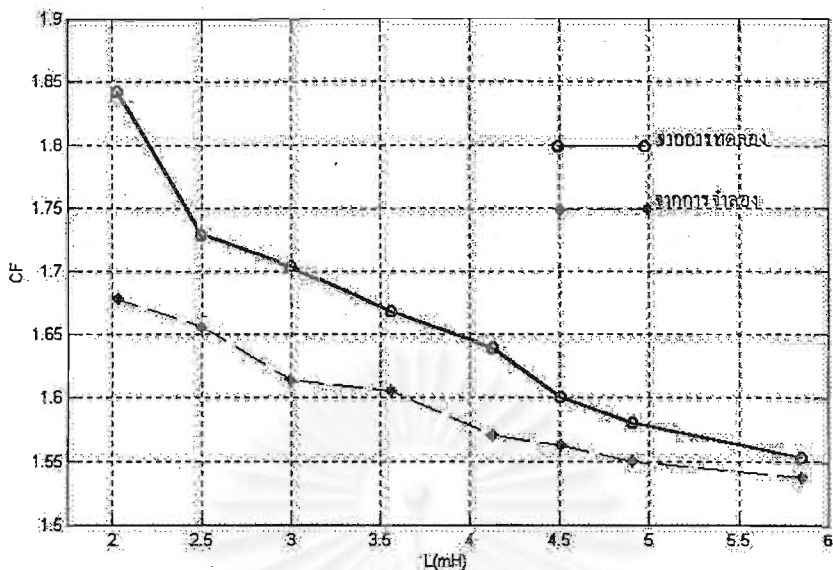
การปรับค่า L_s เพื่อรักษากำลังออก เนื่องจากการควบคุมกำลังออก จาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก 30-60 kHz



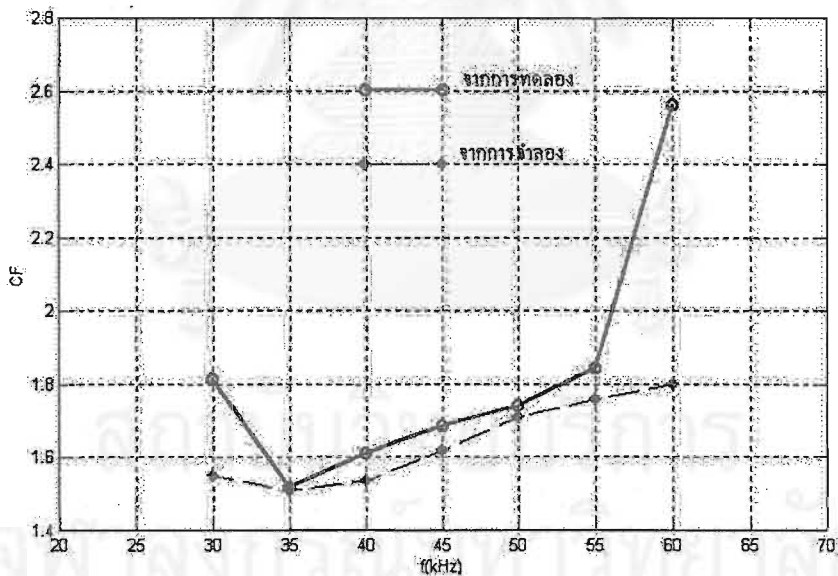
รูปที่ 4.49 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่น กับ C_y จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x=47\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$



รูปที่ 4.50 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดคลื่นกับ C_x จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_y=10\text{nF}$ $L=5.85\text{mH}$ $f=40\text{kHz}$



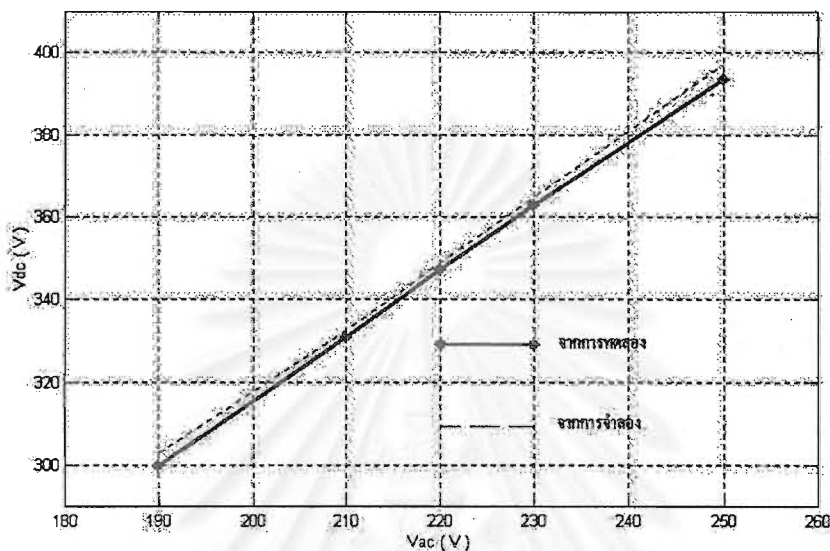
รูปที่ 4.51 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นกับ L จากการทดลองและจากการจำลอง
เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$ $C_y = 10\text{nF}$ $f = 40\text{kHz}$



รูปที่ 4.52 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นกับความถี่ จากการทดลองและจากการจำลอง
เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$ $C_y = 10\text{nF}$ $L = 5.85\text{mH}$ กำลังออกทดลองจาก 37 ถึง 6W เมื่อปรับความถี่จาก
30-60 kHz

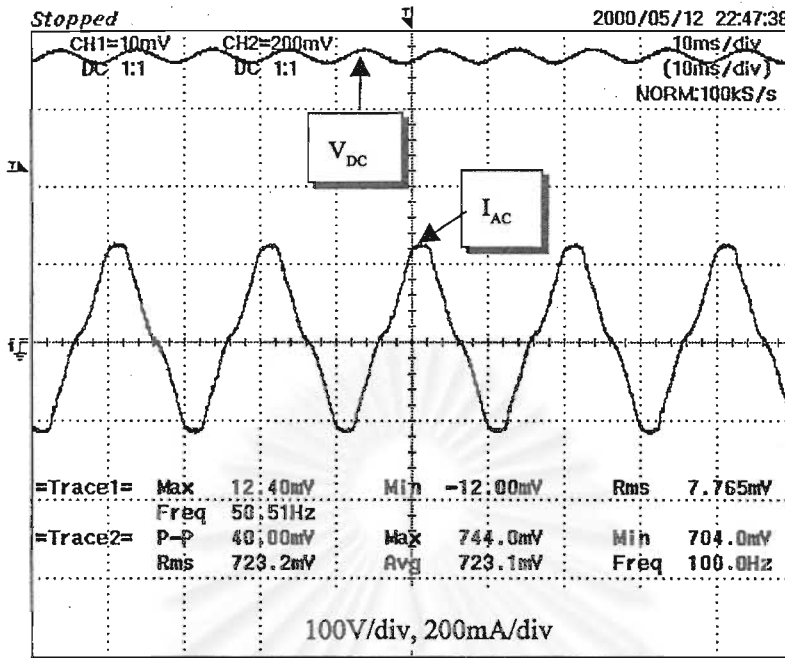
รูปที่ 4.49-4.52 เป็น ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบขดลื่นของกระแสผ่านหลอด
กับ C_x , C_y ,L และความถี่ จากการทดลองและจากการจำลองตามลำดับ จะเห็นได้ว่าผลการทดลอง

มีความสอดคล้องกับการจำลองการทำงาน แต่มีค่าผิดพลาดบ้างเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของหลอดฟลูออเรสเซนต์



รูปที่ 4.52 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จากการทดลองและจากการจำลอง เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$ $C_y = 10\text{nF}$ $L = 5.85\text{mH}$ กำลังออกคงที่ ที่ 32 W

จากรูปที่ 4.52 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) กับ แรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) จะแปรผันโดยตรงตอกันนั่นคือเมื่อแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) เพิ่มมากกว่าพิกัด (220V) และลดต่ำกว่าพิกัด แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) ก็จะเพิ่มขึ้นและลดลงตามแรงดันไฟสลับด้านเข้า (V_{AC}) ด้วย โดยเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นในสัดส่วนที่ใกล้เคียงกันซึ่งวงจรนี้การเปลี่ยนแปลงของ (V_{DC}) ต่อ (V_{AC}) จะน้อยกว่าวงจรอื่นทั้งหมด



รูปที่ 4.52 ก รูปคลื่นของแรงดัน V_{DC} และ I_{INPUT} จากการทดลอง เมื่อ $C_x = 47\text{nF}$

$C_y = 10\text{nF}$ $L = 5.85\text{mH}$ กำลังออกคงที่ ที่ 32 W

4.6 ขีดจำกัดของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ

การเลือกใช้งานวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังสำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้น นอกเหนือจากจะรู้คุณสมบัติต่างๆของแต่ละวงจรแล้ว ยังควรทราบเกี่ยวกับขีดจำกัดต่างๆของแต่ละวงจรด้วย เพื่อที่จะสามารถใช้งานนั้นๆให้เหมาะสม

4.6.1 วงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง โดยไม่มีวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง

วงจรดังกล่าวจะมีขีดจำกัดทางด้านของคุณสมบัติด้านเข้าซึ่งไม่อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน คือมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำคือประมาณ 0.6 และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมสูงมากกว่า 100% ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวไม่ผ่านมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นกระแสด้านเข้าจะสูงกว่าวงจรอื่น

4.6.2 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเอียงงานที่ใช้วงจร Ripple or valley

วงจรถูกกล่าวว่ามีขีดจำกัดทางด้านของกระแสไหลคเนื่องจากมีค่าตัวประกอบขอดคลื่นที่สูงเกินกว่ามาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คุณสมบัติด้านเข้าซึ่งไม่อยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน

4.6.3 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ two stage

วงจรถูกกล่าวว่ามีขีดจำกัดทางด้านพิกัดของอุปกรณ์เนื่องจากวงจรลักษณะดังกล่าวมีค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์สูงดังนั้นพิกัดของอุปกรณ์จึงต้องสูงตามไปด้วย นอกจากนี้ยังใช้อุปกรณ์มากกว่าวงจรอื่นด้วยทำให้ราคาสูงตามไปด้วย

4.6.4 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage วงจรที่ 1

วงจรถูกกล่าวว่ามีขีดจำกัดทางด้านกำลังคือไม่สามารถนำไปใช้งานที่โหลดสูงๆ ได้ อันเนื่องมาจากขีดพิกัดของวงจร ดังนั้นจึงเหมาะสมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่ำ นอกจากนั้น ความเค้นและขนาดพิกัดของสวิตช์ไวงานจะสูงกว่าปกติเนื่องจาก สวิตช์ไวงานต้องรองรับกระแส 2 ส่วนคือ กระแสของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและกระแสไหล

4.6.5 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage วงจรที่ 2

วงจรถูกกล่าวว่ามีขีดจำกัดบ้าง เนื่องจากเป็นแบบ single stage ดังนั้นจึงอาจมีการกระทบกระทั่งระหว่างวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้มีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมและค่าตัวประกอบขอดคลื่นของกระแสผ่านหลอดอยู่บ้าง วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบแบบ single stage จะมีความยุ่งยากในการออกแบบเนื่องจากมีผลกระทบกระทั่งกันระหว่างวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและวงจรอินเวอร์เตอร์จึงต้องระมัดระวังในการออกแบบวงจร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ศึกษาเปรียบเทียบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าแบบต่างๆ โดยใช้คุณสมบัติที่ปรากฏในมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์

วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังมีหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ให้มากที่สุด เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิกและเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า การทำงานของวงจรขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรซึ่งมีอยู่ 2 ชนิดคือวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานและวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงาน โดยวงจรมีทั้งหมด 5 วงจร ประกอบด้วย 1) วงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง 2) วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบเฉื่อยงานโดยใช้วงจร Ripple or Valley 3) วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบไวงานแบบ two stage 4) วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างวงจรทบทระดับวงจรที่ 1 5) วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างวงจรทบทระดับวงจรที่ 2 ซึ่งแต่ละวงจรต่างก็มีข้อเด่นและข้อด้อยที่แตกต่างกันออกไป

วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองโดยไม่มีวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง จะมีข้อดีคือมีค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านโหลดอยู่ระหว่าง 1.5-1.7 ซึ่งอยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEC 1000-3-2 เป็นวงจรที่ง่ายใช้อุปกรณ์น้อยจึงมีราคาถูก แต่ก็มีข้อเสียคือค่าตัวประกอบกำลังจะต่ำคือประมาณ 0.6 และมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมสูงมากกว่า 100% การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะมีผลมากเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าพิกัดนอกจากนี้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) ของกระแสด้านเข้ายังขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายค่อนข้างมาก

วงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดเฉื่อยงานที่ใช้วงจร Ripple or Valley มีข้อดีคือ เป็นวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน โดยมีการเพิ่มอุปกรณ์เฉื่อยงานจำนวนเล็กน้อยเมื่อเทียบกับวงจรมีเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง แต่ได้คุณสมบัติทางด้านเข้าที่ดีขึ้นมากโดยมีค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 0.95 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำสุด 25 % แต่จะมีข้อ

เสียคือค่าระลอกของแรงดันออกจะสูงกว่าวงจรเรียงกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง ซึ่งมีผลให้ค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านโหลดสูงถึง 2.1 ซึ่งสูงกว่าค่ามาตรฐานของ IEC 1000-3-2 คือ 1.7 การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะมีผลมากเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าพิกัด นอกจากนี้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (THD) ของกระแสด้านเข้าก็จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายบ้าง

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ two stage ซึ่งใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบทบระดับใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์โวลงาน ลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ two stage จะมีคุณสมบัติทางด้านเข้าที่ดีมากโดยมีค่าตัวประกอบกำลังถึง 0.99 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกน้อยกว่า 7% และมีค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านโหลดประมาณ 1.5 นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะมีผลน้อยมากเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าพิกัด และเนื่องจากใช้สวิตช์โวลงานของวงจรทบระดับแยกกับสวิตช์โวลงานของอินเวอร์เตอร์ จึงมีปัญหาคาการกระทบกระทั่งกันของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและวงจรอินเวอร์เตอร์น้อยมาก แต่ก็มีข้อเสียอยู่บ้าง คือ มีจำนวนอุปกรณ์เพิ่มขึ้นมาก โดยต้องมีสวิตช์โวลงานรวมทั้งวงจรขับนำสวิตช์เพิ่มขึ้นและเนื่องจากมีค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าสูงทำให้ต้องใช้สวิตช์โวลงานและตัวเก็บประจุ (Co) ที่ทนแรงดันได้สูงด้วย

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดโวลงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างของวงจรทบระดับวงจรที่ 1 (Chin S. Moo, Ying C. Chuang, Chin R. Lee) วงจรนี้จะใช้สวิตช์โวลงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับสวิตช์โวลงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรดังกล่าวมีข้อดีคือ ใช้สวิตช์โวลงานและวงจรขับนำสวิตช์น้อยลง แต่จะมีคุณสมบัติด้านเข้าที่ด้อยกว่าวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ two stage เล็กน้อย ซึ่งถ้าเราออกแบบวงจรให้เหมาะสมจะได้ค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 0.99 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำสุดประมาณ 12.5 % ซึ่งค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ด้วยคือถ้าแรงดันด้านเข้าสูงๆ ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมก็จะยิ่งต่ำและมีค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านโหลดสูงถึง 1.55 และมีข้อเสียที่เป็นผลจากการใช้สวิตช์โวลงานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับสวิตช์โวลงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ คือมีการกระทบกระทั่งระหว่างวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้มีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมและค่าตัวประกอบยอดคลื่นของกระแสผ่านโหลดอยู่บ้าง การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะมีผลบ้างเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าพิกัด นอกจากนี้ลักษณะวงจรเพิ่มค่า

ตัวประกอบกำลังแบบนี้จะมีปัญหาทางด้านขีดจำกัดของกำลัง ออก (output power limit) เนื่อง
จากเมื่อใช้กับกำลังสูงๆ ตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับสวิตช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็น
snubber จะคายประจุไม่หมดก่อนที่สวิตช์ไวงานจะนำกระแส ทำให้มีกระแสผ่านสวิตช์สูงในช่วง
การเริ่มนำกระแสของสวิตช์ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์ในวงจรมีความเค้นสูงและอาจเสียหายได้

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังชนิดไวงานแบบ single stage ที่ใช้วงจรแปลงผันที่มีโครง
สร้างของวงจรทระดับวงจรที่ 2 (Qian, Lee and Yamauchi, 1999) มีคุณสมบัติด้านเข้าที่ค้อยกว่า
วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบที่ใช้วงจรประมวลในการควบคุมและขับนำสวิตช์ไวงานเล็กน้อย
ซึ่งถ้าเราออกแบบวงจรให้เหมาะสมจะได้ค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 0.98 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิ
กรวมค่าสูงสุดประมาณ 14 % ซึ่งค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันด้านเข้าของ
อินเวอร์เตอร์ด้วยคือถ้าแรงดันด้านเข้าสูงๆค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมก็จะยิ่งต่ำและมีค่าตัว
ประกอบขดคลื่นของกระแสผ่านหลอดสูงถึง 1.55 แต่ก็ยังมีข้อเสียอยู่บ้างเป็นผลจากการใช้สวิตช์ไว
งานของวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังร่วมกับสวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ คือมีการกระทบ
กระทั้งระหว่างวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้มีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิง
ฮาร์มอนิกรวมและค่าตัวประกอบขดคลื่นของกระแสผ่านหลอดอยู่บ้างนอกจากนี้การเปลี่ยนแปลง
ของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะมีผลบ้างเมื่อแรงดันไฟที่กระแสสลับด้านเข้าเปลี่ยนแปลง
ไปจากค่าที่กิด วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบแบบ single stage จะมีความยุ่งยากในการออกแบบ
เนื่องจากมีผลกระทบกระทั้งกันระหว่างวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังและวงจรอินเวอร์เตอร์จึงต้อง
ระมัดระวังในการออกแบบวงจร มิฉะนั้นอาจจะทำให้วงจรมีคุณสมบัติด้านเข้าที่ไม่ดีได้หรือ
อุปกรณ์ในวงจรอาจจะเสียหายได้ง่ายเนื่องจากมีความเค้นสูง

จากการเปรียบเทียบดังกล่าวเราสามารถจำแนกบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัว
ประกอบกำลังได้เป็น 3 กลุ่มคือ

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้วงจร Ripple or Valley จะเหมาะสำหรับบัลลาสต์
อิเล็กทรอนิกส์ที่มีราคาต่ำ

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ single stage จะเหมาะสำหรับบัลลาสต์
อิเล็กทรอนิกส์ที่มีราคาปานกลาง

วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ two stage จะเหมาะสำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
ที่มีราคาสูงเนื่องจากจะมีคุณสมบัติด้านเข้าที่ดีมากและยังสามารถคงค่าความสว่างของ
หลอดได้ในภาวะที่แรงดันเข้าเปลี่ยนแปลง

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา

1. ในการวิจัยนี้เป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆ โดยใช้เฉพาะคุณสมบัติทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์มิได้นำคุณสมบัติทางเศรษฐศาสตร์เข้ามาเปรียบเทียบด้วย ทำให้ข้อสรุปที่ได้จากผลการเปรียบเทียบนี้ได้ไม่ครบถ้วนสมบูรณ์ โดยจะเน้นไปทางด้านคุณภาพมากกว่าความเหมาะสม
2. ในการวิจัยนี้มุ่งเน้นการเปรียบเทียบคุณสมบัติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบต่างๆที่ได้จากการจำลองและการทดลองในภาวะการทำงานปกติ ยังไม่มีการศึกษาเปรียบเทียบการทำงานในภาวะการทำงานที่แตกต่างจากการทำงานปกติเช่นแรงดันต่ำหรือสูงกว่าพิกัด ภาวะโหลดเสื่อมที่ก่าล้งออกลดลงและการควบคุมแสงด้านออกซึ่งทำให้ก่าล้งออกเปลี่ยนแปลงไปจากค่าพิกัด
3. ไม่ได้มีการเปรียบเทียบความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์ ที่มีผลต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

รายการอ้างอิง

ภาษาไทย

- คณิต ชัยวัฒนา ยุทธนา กุลวิทิต . "เสถียรภาพการควบคุมแสงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในย่านความเข้มแสงต่ำ". เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON23), มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, พฤศจิกายน 2543, หน้า 245-248.
- โคทม อารียา. " เอกสารประกอบการสอนวิชา Power Electronic. " ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, กรุงเทพมหานคร, 2537.
- ไพศาล บุญเยี่ยม ยุทธนา กุลวิทิต. "ผลของอิมพีแดนซ์โหลดในอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน". เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22 (EECON22), มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, ธันวาคม 2542, หน้า 717-720.
- ยุทธนา กุลวิทิต. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดหรี่แสงได้. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ กองเสริมธุรกิจการพลังงาน สำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ, กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี และสิ่งแวดล้อม, กรุงเทพมหานคร, 2536.
- ยุทธนา กุลวิทิต จิโรจน์ พรวัฒนา. "ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าต่อความน่าเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์". เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON23), มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, พฤศจิกายน 2543, หน้า 249-252.
- ยุทธนา กุลวิทิต, เจิดกุล โสภานิตย์. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ กองเสริมธุรกิจการพลังงาน สำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ, กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม, กรุงเทพมหานคร, 2535.
- ยุทธนา กุลวิทิต ไพศาล บุญเยี่ยม . "วิธีเลือกค่าอุปกรณ์ในวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์". เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON23), มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, พฤศจิกายน 2543, หน้า 253-256.
- สมชาย เปรมรุ่งพันธุ์ ยุทธนา กุลวิทิต . "การศึกษาความไวการเปลี่ยนแปลงกำลังออกของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์". เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23 (EECON23), มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, พฤศจิกายน 2543, หน้า 261-264.

ภาษาอังกฤษ

- Chin S.Moo., Hung L. Cheng., Tsai F. Lin and Hau C. Yen. "Designing a dimmable electronic ballast with voltage control for fluorescent lamp". ISIE 1999 , pp 786-791.
- E. Deng and S. Cuk, "Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps". IEEE Applied Power Electronics Conference, 1997 Record.
- Gluskin E. "A contribution to the theory of fluorescent lamp circuits". IEEE Circuit and system. 1988 , pp 1385-1388.
- Gluskin E. "On the theory of fluorescent lamp circuits". IEE science, Measurement and Technology 1990 , pp 201-208.
- Hammer, E.E. "Effects of changing line voltage with various fluorescent systems". Industry Applications, IEEE Transactions on Volume: 24 4 , July-Aug. 1988 , pp 692 –699.
- John G. Kassakian, Martin F. Schlicht, George C. Verghese "Principles of Power Electronics" addison-wesley publishing 1991.
- J. R. Coaton and A. M. Marsden. "Lamps and Lighting Forurth Edition" A. member of the hodder Headline Group. Arnold and contributors 1997.
- J.R. Coaton, A.M. Marsden. Lamp and Lighting .(n.p.): John Wiley and sons , 1990.
- Marian K. Kazimierzok, Dariusz Czarkowski. Resonant Power Converters.(n.p.): John Wiley and sons , 1993.
- Mark Sun, Bryce L. Hesterman. "Pspice high-frequency dynamic fluorescent lamp model". IEEE transaction on power electronics, Vol.13 No.2 , 1998.
- Mohan, Undeland, Robbins "Power Electronics converter, appications and design" johnwilil & sons , 1989.
- Moo C.S., Cheng H.L., Chen H.N. and Yen H.C. "Designing dimmable electronic ballast with Frequency control". APEC Annual meeting .1999 , pp 727-733.
- Motorola semiconductor application note "Electronic Lamp Ballast Design" 1995.
- Onishi N., Shiomi T., Okude A. and Yamauchi T. "A Fluorescent lamp model for high frequency wide range dimming electronic ballast simulation". IEEE APEC conference record , 1999 , pp 1001-1005.

- Qian J.; Lee F.C. and Yamauchi T., "Current source charge pump power factor correction electronic ballast". IEEE Power Electronic Specialists Conf., 1997 , pp433-441.
- Qian J.; Lee F.C. and Yamauchi T., "New Continuous-Input Current Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast". IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.35 No.2 , 1999 ,pp433-441.
- Qian J. and Lee F.C., "Charge pump power-factor-correction technologies.I. Concept and principle,". IEEE Transaction on Power Electronic, Vol.15 No.1 , 2000 , pp121-129.
- Qian J. and Lee F.C., "Charge pump power-factor-correction technologies. Part II. Ballast Applications,". IEEE Transaction on Power Electronic, Vol.15 No.1 , 2000 , pp130-139.
- Philiy T. Krein "Elements of Power Electronics", New York Oxford, 1998.
- R. S. Ramshaw, "Power Electronics Semiconductor Switches". chapman & hall 1993.
- Ribas J.; Alonso J.M.; Corominas E.L.; Calleja A.J. and Rico-Secades M."Design considerations for optimum ignition and dimming of fluorescent lamps using a resonant inverter operating open loop". Industry Applications Conference, 1998., pp2068-2075.
- Robert W. Erickson "Fundamentals of Power Electronics". johnwilil & sons 1997.
- Santi E.; Zhang Z. and Cuk S., "High frequency electronic ballast provides line frequency lamp current," IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC), 1998 Record, pp2047-2054.
- Spangler J.; Hussain B. and Behera A.K., "Electronic Fluorescent Ballast using a Power Factor Correction Techniques for Loads Greater than 300 Watts". APEC Annual meeting, 1991 , pp 393-399.
- T. Liu, K.J. Tseng and D.M. Vilathgamuwa. "A Pspice model for the electrical characteristics of fluorescent lamp". IEEE/IAS conference record , 1998.
- Thomas J. Ribarich, John J. Ribarich. "A new high-frequency fluorescent lamp model". IEEE IAS Annual meeting , 1998 , pp 2094-2098.
- Thomas J. Ribarich, John J. Ribarich. "A New model for high-frequency electronic ballast design". Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting , 1997 , pp 2334-2339.
- Thomas J. Ribarich, John J. Ribarich. "A New procedure for high-frequency electronic ballast design". Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting , 1997.

Thomas J. Ribarich, John J. Ribarich. "A New control method for Dimmable high-frequency electronic ballasts". Conf. Record of IEEE/IAS Annual Meeting, 1998.

Thomas Ribarich. "A System Approach to Ballast IC Design". PCIM Europe Nuremburg, Germany June 22-24, 1999.

Wu T.-F., Hung J.-C., Yu T.-H., "A Pspice model for fluorescent lamps operated at high frequencies". IEEE IECON 21st International Conference, 1995, pp 359-364.

Zhu P., Hui S.Y.R. "Modelling of a High-frequency operated fluorescent lamp in an electronic ballast enviroment". IEE ISMTEV, 1998, pp 111-116.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

วาลงกรณัฒมหาวิททยาลัทย

SIEMENS

TDA 4862

Functional Description (cont'd)

Multiplier

A one quadrant multiplier is the crucial circuitry that regulates the gate driver with respect of the DC output voltage and the AC haversine input voltage of the preregulator. Both inputs are designed for good linearity over a wide dynamic range, 0 V to 4.0 V for the MULTIN and 2.5 V to 4.0 V for the V_{AOUT} .

Current Sense Comparator and RS Latch

The multiplier output voltage is compared with the current sense voltage which represents the current through the MOSFET. The current sense comparator in addition with the logic ensures that only a single pulse appears at the drive output during a given cycle. The multiplier output and the current sense threshold are internally clamped at 1.3 V. So the gate drive MOSFET is protected against critical operating, as they occur during start up. To prevent the input from negative pulses a special protection circuitry is implemented. Switch-on current peaks are reduced by an internal RC-Filter.

Zero Current Detector

The zero current detector senses the inductor current via an auxiliary winding and ensures that the next on-time is initiated immediately when the inductor current has reached zero. This diminishes the reverse recovery losses of the boost converter diode. Output switch conduction is terminated when the voltage drop of the shunt resistor reaches the threshold level of the multiplier output. So the boost current waveform has a triangular shape and there are no deadtime gaps between the cycles. This leads to a continuous AC line current limiting the peak current to twice of the average current.

To prevent false tripping the zero current detector is designed as a Schmitt trigger with a hysteresis of 0.5 V. An internal 5 V clamp protects the input from overvoltage breakdown, a 0.6 V clamp prevents substrate injection. An external resistor must be used in series with the auxiliary winding to limit the current through the clamps.

Timer

A restart timer function was added to the IC to eliminate the need for an oscillator when used in stand-alone applications. The timer starts or restarts the TDA 4862 if the drive output has been off for more than 15 μ s after the inductor current reaches zero.

Technical Description TDA 4862

Control Method

The control method of the harmonic filter is based on the physical relationship between current and voltage at the boost converter choke. The transistor does not switch on until the current in the boost converter diode turns zero. This creates triangular currents at a high frequency in the choke, avoiding high-loss reverse recovery currents of the diode. If triangular currents flow through the boost converter choke uninterruptedly the mean input current calculated over a high-frequency period is exactly half as high as the peak value of the high-frequency choke current. If the peak values of the choke current are on an envelope which is proportional to a sinusoidal low-frequency input voltage, a sinusoidal input current will be created after smoothing by means of an RFI suppression filter. The RFI suppression filter is to be designed in a way that the valid limits at the inputs are not exceeded. Using this control method, the operating frequency of the active harmonic filter changes with the input voltage and the load.

Characteristics

Power Supply and Self-Start

An undervoltage lockout with a turn-on threshold of typically 11 V and a turn-off threshold of typically 8.5 V is responsible to make the IC fully functional before the driver output is enabled. In the standby state prior to enabling the driver the IC consumes a current of less than 0.2 mA. A startup timer generates set pulses for the turn-off flip-flop if the driver output takes up L-levels for longer than 150 μ s. In order to guarantee safe supply from a current source the supply voltage pin 8 is internally limited to 17 V to ground. Thus, the IC has all functions necessary for low-loss self-start.

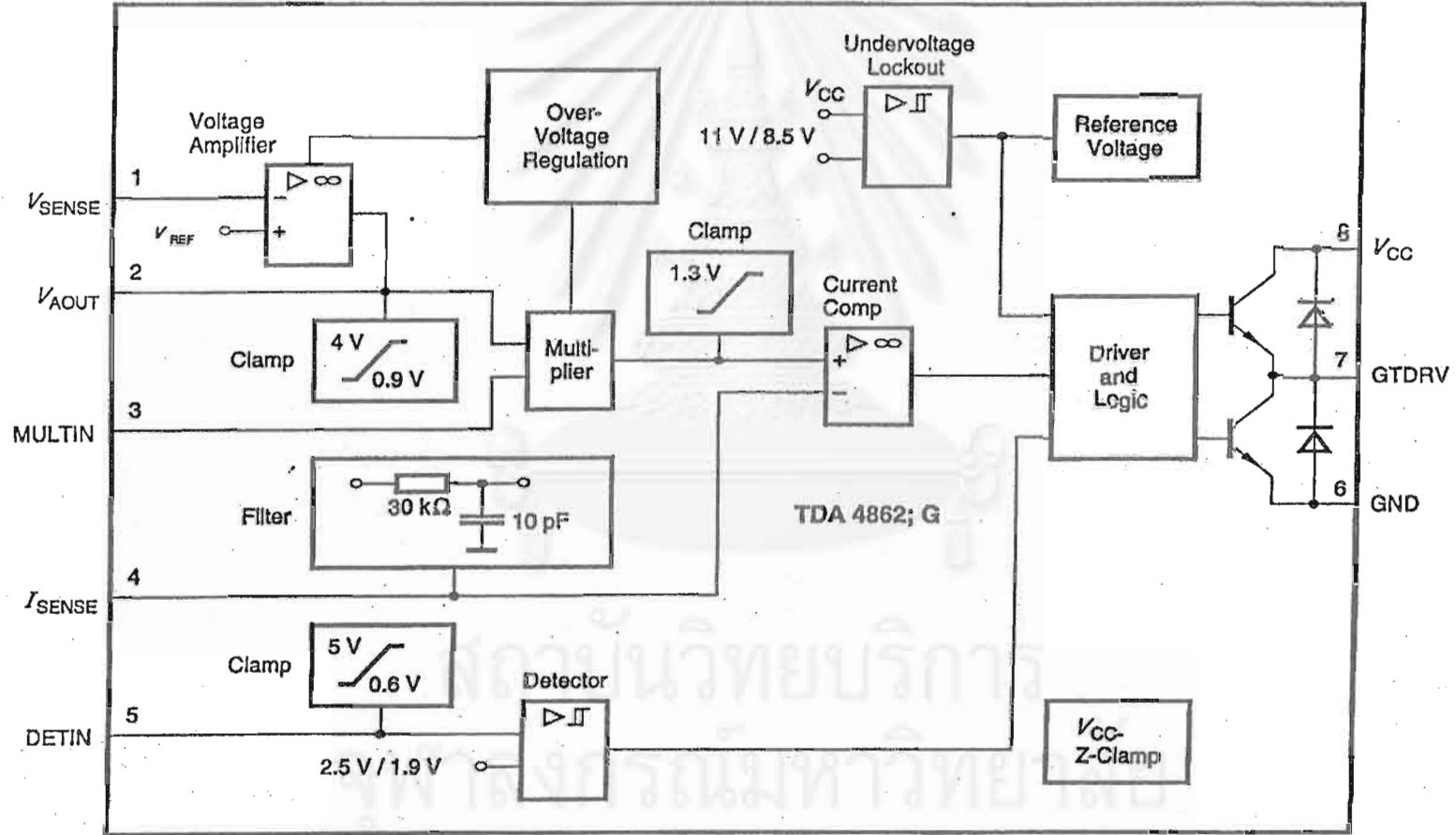
Driver Output

The driver output has been designed to control power MOSFETs with a current handling capability of ± 500 mA. In order to avoid reverse currents the driver output is equipped with clamping diodes connected to ground and supply voltage with a current handling capability of 100 mA. In the standby state the driver output actively controls L-levels using a residual voltage of 1.5 V and 5 mA dissipation current.

Control Amplifier

The control amplifier compares the divided output voltage at its inverting input with a highly accurate reference voltage of 2.5 V, with a maximum deviation of less than $\pm 2\%$ over the total temperature range ($-40^\circ\text{C} < T_j < 150^\circ\text{C}$), at its non-inverting input. For the purpose of frequency response compensation a feedback network is inserted between the output (pin 2) and the inverting input (pin 1) of the control amplifier. A feedback design using only one capacitor as an I-controller causes oscillating transient response, because the boost converter, as a controlled current source, with the storage capacitor at its output delays the phase by almost 90° in no-load and in low-load operation. There is favorable transient response if the control amplifier is designed as a PIT1 controller (see design steps).

The output voltage of the control amplifier ranges from 0.9 V to 4.3 V and can be loaded with a current of 1 mA (source) and 2 mA (sink), respectively. The output voltage of the control amplifier is monitored by a comparator. If the output voltage drops 0.3 V below the



SIEMENS

Design steps for a power factor preconverter using TDA4862

Inductor of the boost converter

$$\text{MOSFET on-time } T_{\text{ON}} = L \cdot I_{\text{LPHF}} / V_{\text{IN}}$$

$$\text{off-time } T_{\text{OFF}} = L \cdot I_{\text{LPHF}} / (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})$$

$$\text{HF inductor peak current } I_{\text{LPHF}} = 2 \cdot I_{\text{IN}}$$

$$\text{Inductivity } = L$$

$$\text{Operating frequency at a definite operating point } f = \frac{1}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}}} = \frac{V_{\text{IN}} \cdot (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{V_{\text{OUT}} \cdot L \cdot I_{\text{LPHF}}}$$

Recommendation for small input voltage range (e.g. for lamp ballast $V_{\text{IN}} = V_{\text{INNOM}} \pm 20\%$):

Find L by selecting the operating frequency in a range of 80kHz...110kHz

on nominal input voltage V_{INNOM} and nominal output power

$$L = \frac{V_{\text{INNOM}} (V_{\text{OUT}} - V_{\text{INNOM}})}{V_{\text{OUT}} \cdot f \cdot I_{\text{LPHF}}} = \frac{V_{\text{INNOM}} (V_{\text{OUT}} - V_{\text{INNOM}}) \cdot \eta \cdot V_{\text{INNOM}}}{V_{\text{OUT}} \cdot f \cdot 2 \cdot P_{\text{OUT}}}$$

$$\text{Example: } L = \frac{(120\text{V})^2 \cdot (230\text{V} - 120\text{V}) \cdot 0.9}{230\text{V} \cdot 90\text{kHz} \cdot 2 \cdot 75\text{W}} = 495\mu\text{H} \quad (\text{e.g. for lamp ballast } 75\text{W}/120\text{V})$$

Or by selecting the on-time T_{ON} in the range of 3μs...6μs

$$L = \frac{T_{\text{ON}} \cdot V_{\text{INNOM}}}{I_{\text{LPHF}}} = \frac{T_{\text{ON}} \cdot (V_{\text{INNOM}})^2 \cdot \eta}{2 \cdot P_{\text{OUT}}}$$

$$\text{Example: } L = \frac{5\mu\text{s} \cdot (120\text{V})^2 \cdot 0.9}{2 \cdot 75\text{W}} = 432\mu\text{H} \quad (\text{e.g. for lamp ballast } 75\text{W}/120\text{V})$$

PFC94084

สงวนลิขสิทธิ์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Inductor of the boost converter

Recommendation for wide Input voltage range (e.g. $V_{IN} = 90V \dots 270V$)

Find L by selecting the operation frequency higher than 25kHz

on maximum peak input voltage and twice of nominal output power (instantaneous value)

and on minimum peak input voltage and twice of nominal output power (instantaneous value)

$$L < \frac{(V_{INMAX})^2 (V_{OUT} - V_{INMAX}) \cdot \eta}{V_{OUT} \cdot f \cdot 2 \cdot 2 \cdot P_{OUT}}$$

$$L < \frac{(V_{INMIN})^2 (V_{OUT} - V_{INMIN}) \cdot \eta}{V_{OUT} \cdot f \cdot 2 \cdot 2 \cdot P_{OUT}}$$

Example: (e.g. for SMPS 150W/90V-270V)

$$L < \frac{(382V)^2 \cdot (410V - 382V) \cdot 0.9}{410V \cdot 25kHz \cdot 2 \cdot 2 \cdot 150W} = 598\mu H$$

$$L < \frac{(127V)^2 \cdot (410V - 127V) \cdot 0.9}{410V \cdot 25kHz \cdot 2 \cdot 2 \cdot 150W} = 668\mu H$$

The inductance L should be selected lower than 598μH.

Number of turns: $N = \sqrt{L / A_L}$

A_L = induction factor

Effective core area: $A_e = \frac{I_{LPHMAX} \cdot N \cdot A_L}{B_{MAX}} = \frac{2 \cdot I_{INPMAX} \cdot N \cdot A_L}{B_{MAX}}$

B_{MAX} = max. magnetic flux density

SIEMENS

Design steps for a power factor preconverter using TDA4862

Inductor of the boost converter

Recommendation for wide input voltage range (e.g. $V_{IN} = 90V \dots 270V$)

Find L by selecting the operation frequency higher than 25kHz

on maximum peak input voltage and twice of nominal output power (Instantaneous value)

and on minimum peak input voltage and twice of nominal output power (Instantaneous value)

$$L < \frac{(V_{INMAX})^2 (V_{OUT} - V_{INMAX}) \cdot \eta}{V_{OUT} \cdot f \cdot 2 \cdot 2 \cdot P_{OUT}}$$

$$L < \frac{(V_{INPMIN})^2 (V_{OUT} - V_{INPMIN}) \cdot \eta}{V_{OUT} \cdot f \cdot 2 \cdot 2 \cdot P_{OUT}}$$

Example: (e.g. for SMPS 150W/90V-270V)

$$L < \frac{(382V)^2 \cdot (410V - 382V) \cdot 0.9}{410V \cdot 25kHz \cdot 2 \cdot 2 \cdot 150W} = 598\mu H$$

$$L < \frac{(127V)^2 \cdot (410V - 127V) \cdot 0.9}{410V \cdot 25kHz \cdot 2 \cdot 2 \cdot 150W} = 668\mu H$$

The inductance L should be selected lower than 598 μ H.

Number of turns: $N = \sqrt{L/A_L}$

A_L = induction factor

Effective core area: $A_e = \frac{I_{LPHMAX} \cdot N \cdot A_L}{B_{MAX}} = \frac{2 \cdot I_{INPMAX} \cdot N \cdot A_L}{B_{MAX}}$

B_{MAX} = max. magnetic flux density

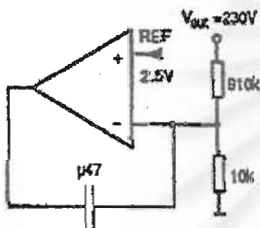
PFC94085

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

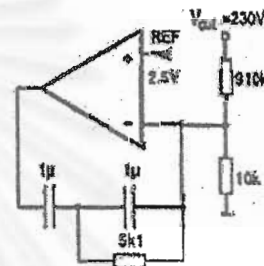
SIEMENS

Design steps for a power factor preconverter using TDA4862

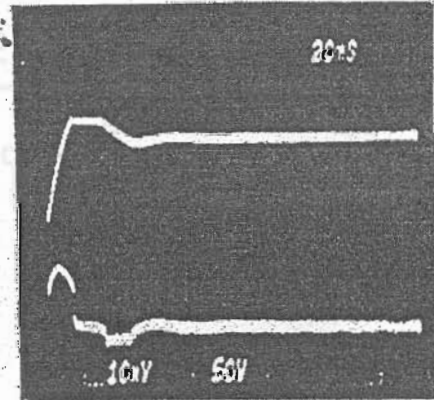
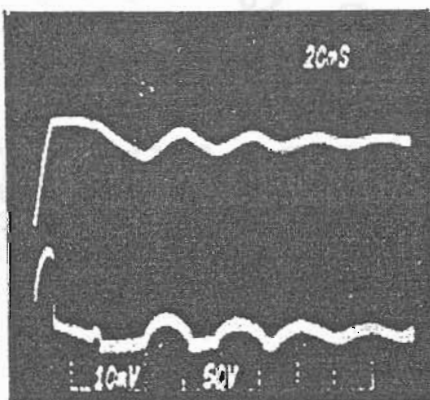
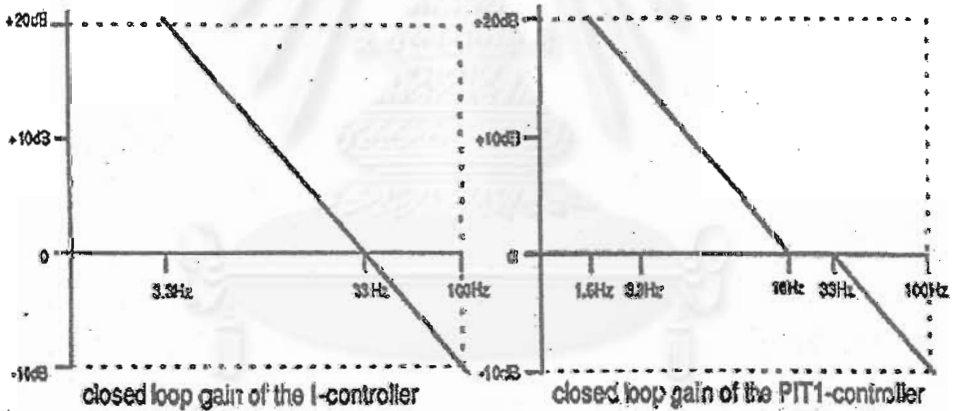
Output voltage error amplifier



I-controller



PIT1-controller



Transient response of the output voltage during startup at 20% of nominal load

SIEMENS

AT2 9402 E

HL Application Note



Automotive/Transportation/Industrial Electronics

Power Factor Controller TDA 4862 Applications

M. Herfurth

Applications:

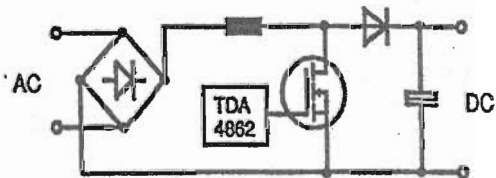
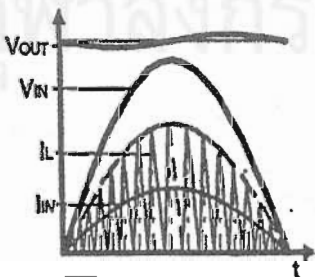
Power Factor Preconverter for lamp ballasts and switched mode power supplies with wide input voltage range.

Major features:

- Undervoltage lockout
- One quadrant multiplier
- Zero current detector
- Cycle-by-cycle current limiting
- Internal start-up timer
- 1% bandgap reference
- overvoltage protection
- operating temperature
- $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 150^{\circ}\text{C}$

Description:

The TDA 4862 integrated circuit controls a boost converter in a way that sinusoidal current is taken from the single-phase line supply and stabilized DC voltage is available at the output. This active harmonic filter limits the harmonic currents resulting from the capacitor pulsed charge currents during rectification. The power factor which describes the ratio between active and apparent power is almost 1. Line voltage fluctuations can be compensated very efficiently.



SIEMENS

TDA 4862

Description

The TDA 4862 is excellent convenient for designing a preconverter in ballasts and switched mode power supplies with sinusoidal line current consumption and a power factor approaching unity.

The TDA 4862 controls a boost converter as an active harmonics filter in a discontinuous mode (free oscillating triangular shaped current mode).

The TDA 4862 comprises an internal start-up timer, a high gain voltage amplifier, an one quadrant multiplier for approaching unity power factor, a zero current detector, PWM and logic circuitry, and totem pole MOSFET gate driver.

Protective features are: input undervoltage lockout with hysteresis, V_{CC} zener clamp, cycle-by-cycle current limiting, output voltage limiting for fast and slow load changes up to open circuit, and a sinking gate driver current activated whenever undervoltage mode occurs.

The output voltage of this preconverter is regulated with high accuracy. Therefore the device can be used for world-wide line-voltages without switches.

The TDA 4862 is the improved version of the TDA 4817 with a pinout equivalent to world standard.

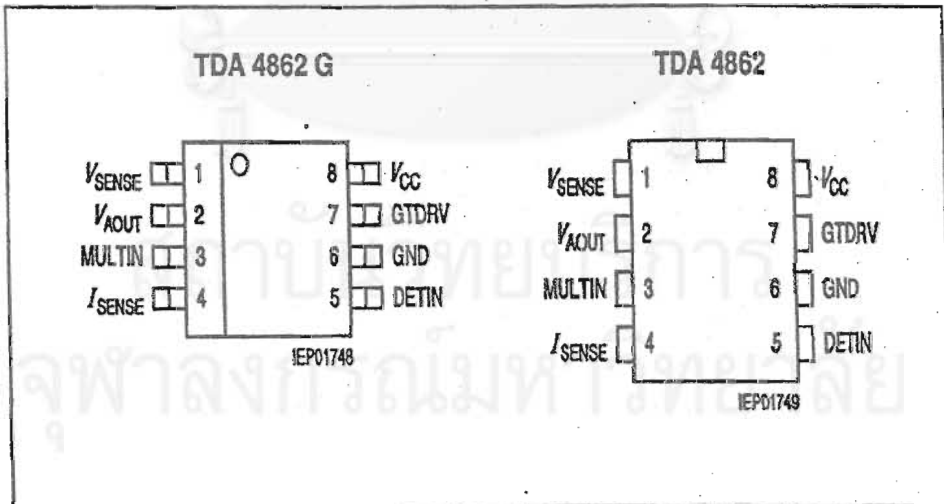


Figure 1 Pin Configuration (top view)

SIEMENS

TDA 4862

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	V_{SENSE}	Voltage Amplifier Inverting Input; V_{SENSE} is connected via a resistive divider to the boost converter output. With a capacitor connected to V_{AOUT} it forms an Integrator.
2	V_{AOUT}	Voltage Amplifier Output; V_{AOUT} is connected internally to the first multiplier input. To prevent overshoot the input voltage will be clamped at 5 V. Input voltage less than 2.2 V is inhibiting the gate driver. If the current flowing into this pin is exceeding an internal defined margin the multiplier output voltage is reduced to prevent the MOSFET from overvoltage damage.
3	MULTIN	Multiplier Input; MULTIN is the second multiplier input and connected via a resistive divider to the rectifier output voltage.
4	I_{SENSE}	Current Sense Minus; I_{SENSE} is connected to a sense resistor controlling the MOSFET source current. The input is internally clamped at -0.3 V to prevent negative input voltage interaction. An internal low pass filter suppresses voltage spikes when turning the MOSFET on.
5	DETIN	Zero Current Detector Input; DETIN is connected to an auxiliary winding monitoring the zero crossing of the inductor current.
6	GND	Ground; All voltages are measured with respect to GND. V_{CC} should be bypassed directly to GND with a 0.1 μ F or larger ceramic capacitor.
7	GTDRV	Gate Drive Output; GTDRV is the output of a totem-pole circuitry for direct driving a MOSFET. A clamping network bypasses low state source current and high state sink current.
8	V_{CC}	Positive Supply Voltage; V_{CC} should be connected to a stable source slightly above the V_{CC} turn-ON threshold for normal operation. A 100 nF or larger ceramic capacitor connected to V_{CC} absorbs supply current spikes required to charge external MOSFET gate capacitances.

Functional Description

Introduction

Conventional electronic ballasts and switching power supplies are designed with a bridge rectifier and bulk capacitor. Their disadvantage is that the circuit draws power from the line when the instantaneous AC voltage exceeds the capacitor's voltage. This occurs near the line voltage peak and causes a high charge current spike with following characteristics: the apparent power is higher than the real power that means low power factor condition, the current spikes are non-sinusoidal with a high content of harmonics causing line noise, the rectified voltage depends on load condition and requires a large bulk capacitor, special efforts in noise suppression are necessary.

With the TDA 4862 preconverter a sinusoidal current is achieved which varies in direct instantaneous proportion to the input voltage half sine wave and means a power factor near 1. This is due to the appearance of almost any complex load like a resistive one at the AC line. The harmonic distortions are reduced and comply with the IEC555 standard.

Operating Description

The TDA 4862 contains a wide bandwidth voltage amplifier used in a feedback loop, an overvoltage regulator, an one quadrant multiplier with a wide linear operating range, a current sense comparator, zero current detector, a PWM and logic circuitry, a totem-pole MOSFET driver, an internal trimmed voltage reference, a restart timer and an undervoltage lockout circuitry. These functional blocks are described below.

Voltage Amplifier

The voltage amplifier is internally compensated and yields a gain bandwidth of 0.8 MHz and a phase margin of 80 degrees. The non-inverting input is biased at 2.5 V and is not pinned out. The inverting input is sensing the output voltage via a resistive divider. The voltage amplifier output V_{AOUT} and the inverting input V_{SENSE} are connected in a simplest way via an external capacitor. It forms an integrator which monitors the average output voltage over several line cycles. Typically the bandwidth is set below 20 Hz. In order to keep the output voltage constant the voltage amplifier output is connected to the multiplier input for regulation.

Overvoltage Regulator

Fast changes of the output voltage can't be regulated by the integrator formed with the voltage amplifier. This occurs during initial start-up, sudden load removal, or output arcing and leads to a current peak at the voltage amplifier input while the voltage amplifier's differential input voltages remains zero. The peak current is flowing through the external capacitor into V_{AOUT} . Exceeding an internal defined margin causes a regulation circuitry to reduce the multiplier output voltage.

Functional Description (cont'd)

Multiplier

A one quadrant multiplier is the crucial circuitry that regulates the gate driver with respect of the DC output voltage and the AC haversine input voltage of the preregulator. Both inputs are designed for good linearity over a wide dynamic range, 0 V to 4.0 V for the MULTIN and 2.5 V to 4.0 V for the V_{ADUT} .

Current Sense Comparator and RS Latch

The multiplier output voltage is compared with the current sense voltage which represents the current through the MOSFET. The current sense comparator in addition with the logic ensures that only a single pulse appears at the drive output during a given cycle. The multiplier output and the current sense threshold are internally clamped at 1.3 V. So the gate drive MOSFET is protected against critical operating, as they occur during start up. To prevent the input from negative pulses a special protection circuitry is implemented. Switch-on current peaks are reduced by an internal RC-Filter.

Zero Current Detector

The zero current detector senses the inductor current via an auxiliary winding and ensures that the next on-time is initiated immediately when the inductor current has reached zero. This diminishes the reverse recovery losses of the boost converter diode. Output switch conduction is terminated when the voltage drop of the shunt resistor reaches the threshold level of the multiplier output. So the boost current waveform has a triangular shape and there are no deadtime gaps between the cycles. This leads to a continuous AC line current limiting the peak current to twice of the average current.

To prevent false tripping the zero current detector is designed as a Schmitt trigger with a hysteresis of 0.6 V. An internal 5 V clamp protects the input from overvoltage breakdown, a 0.6 V clamp prevents substrate injection. An external resistor must be used in series with the auxiliary winding to limit the current through the clamps.

Timer

A restart timer function was added to the IC to eliminate the need for an oscillator when used in stand-alone applications. The timer starts or restarts the TDA 4862 if the drive output has been off for more than 15 μ s after the inductor current reaches zero.

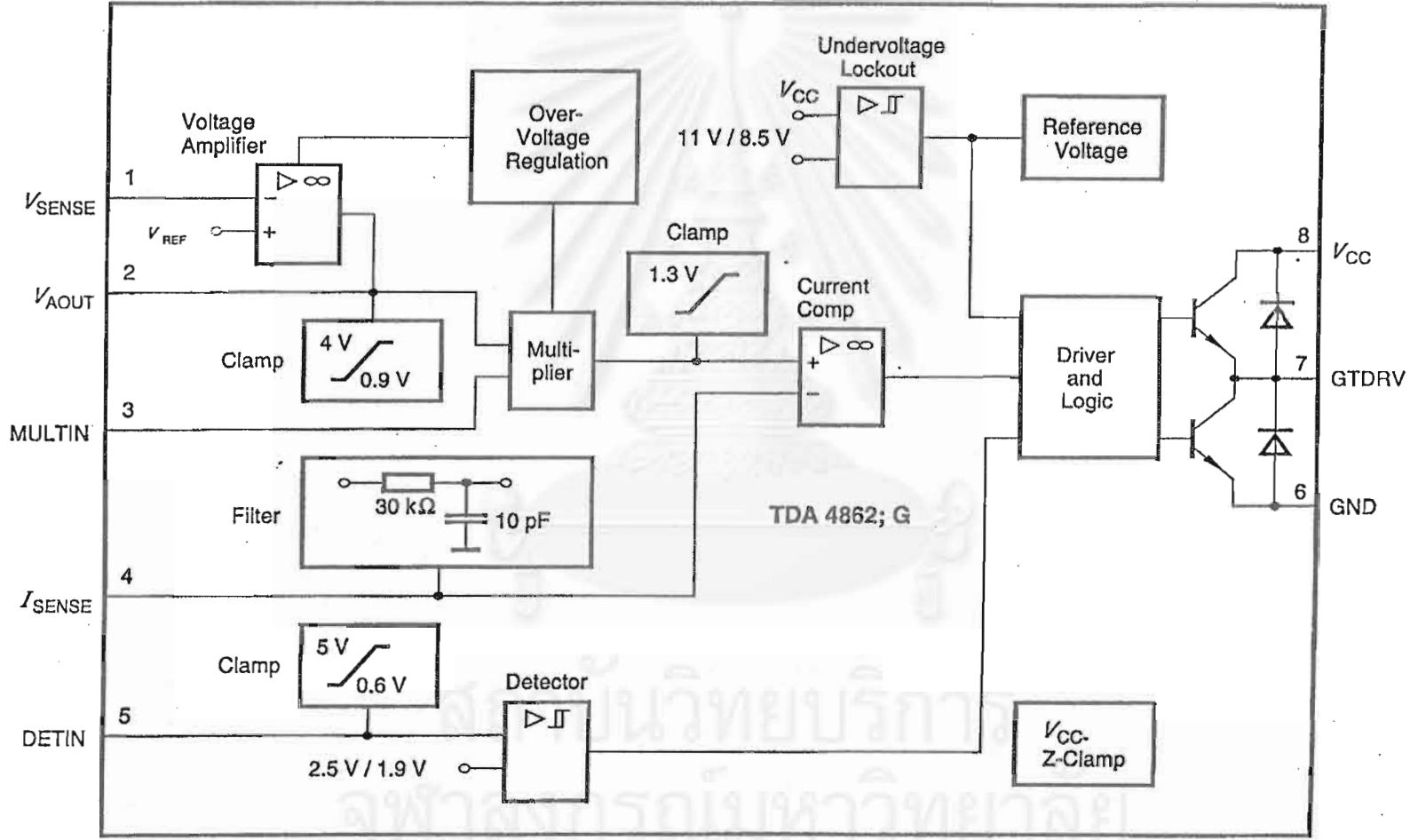
Functional Description (cont'd)

Undervoltage Lockout

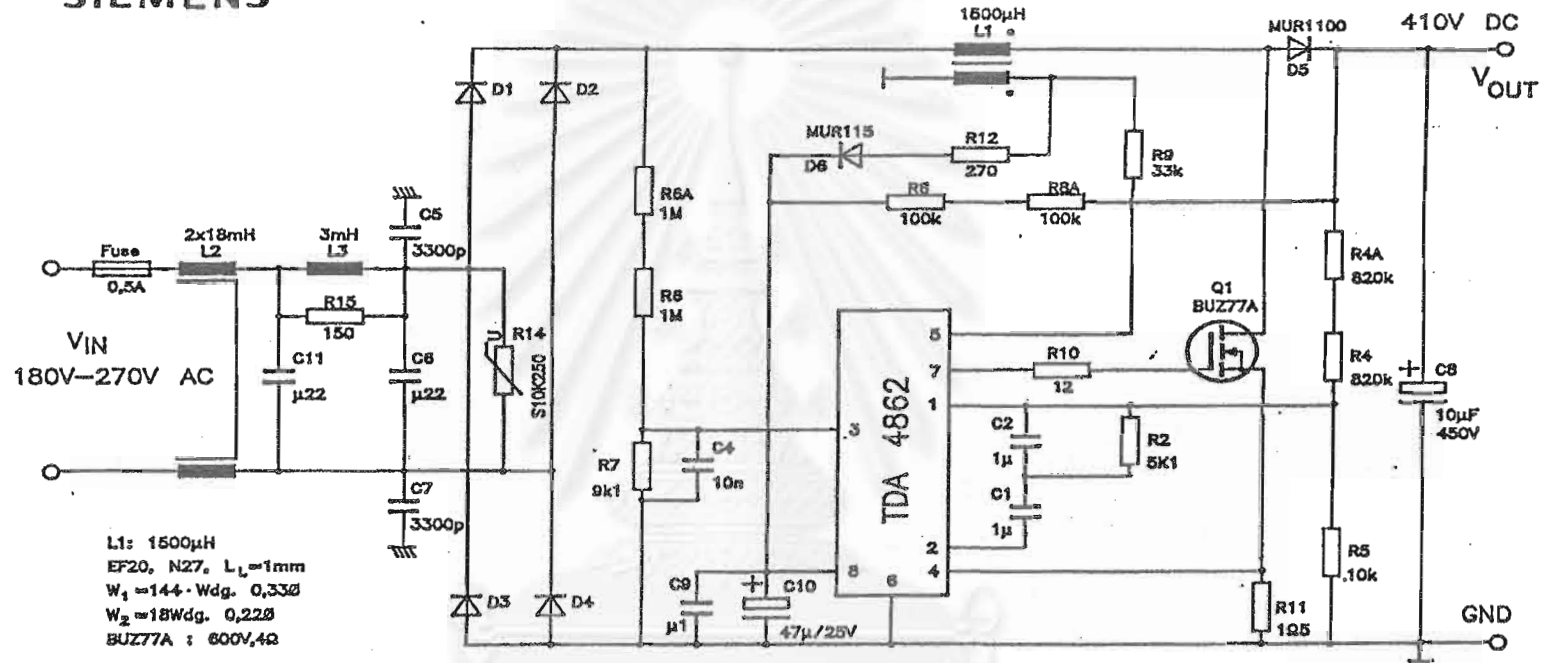
An undervoltage lockout circuitry enables the output stage when V_{CC} reaches the upper threshold V_{CC} and terminates the output stage when V_{CC} is falling below the lower threshold V_{CCL} . In the standby mode the supply current is typically 75 μ A. An internal clamp has been added from V_{CC} to ground to protect the IC from an overvoltage condition. The external circuitry is created with a start-up resistor connected from V_{CC} to the input supply voltage and a storage capacitor from V_{CC} to ground. Bootstrap power supply is created with the previous mentioned auxiliary winding and a diode.

Output

The TDA 4862 totem pole output stage is MOSFET compatible. An internal protection circuitry is activated when V_{CC} is within the stand by mode and ensures that the MOSFET is turned-OFF. The totem pole output has been optimized to minimize cross conduction current during high speed operation. The addition of two 4 Ω resistors, one in series with the source output transistor and one in series with the sink output transistor, reduces the cross conduction current.



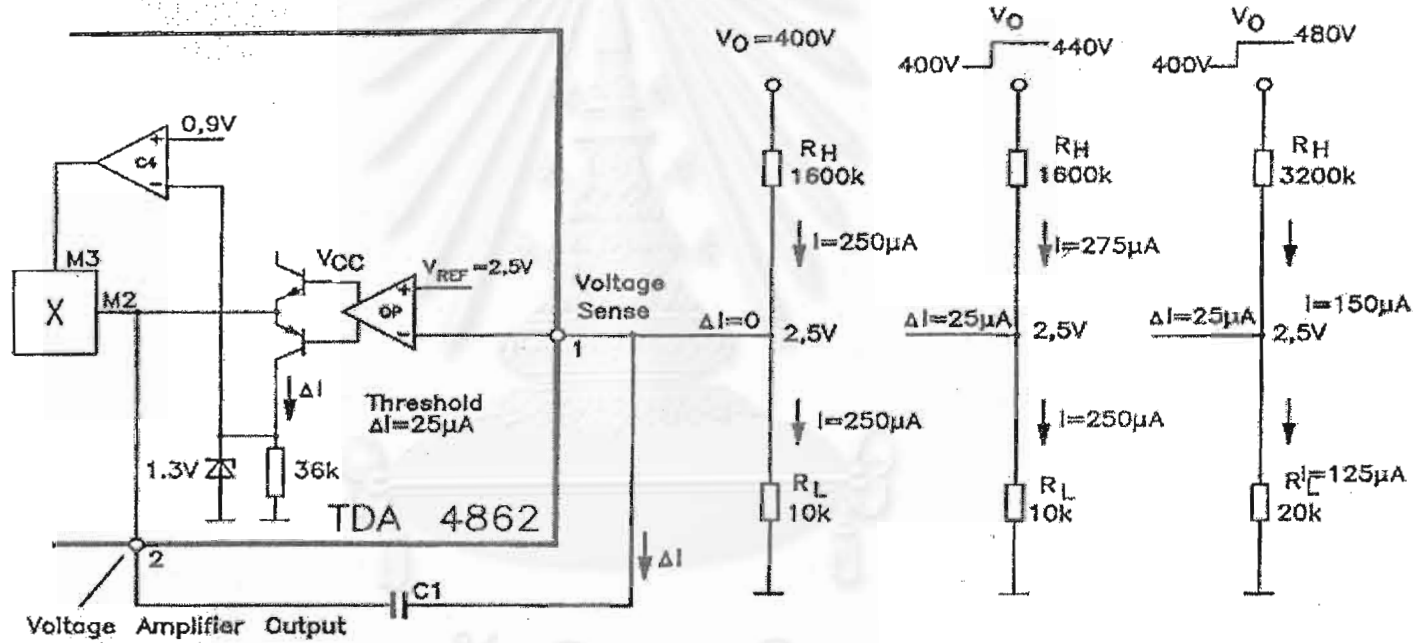
SIEMENS

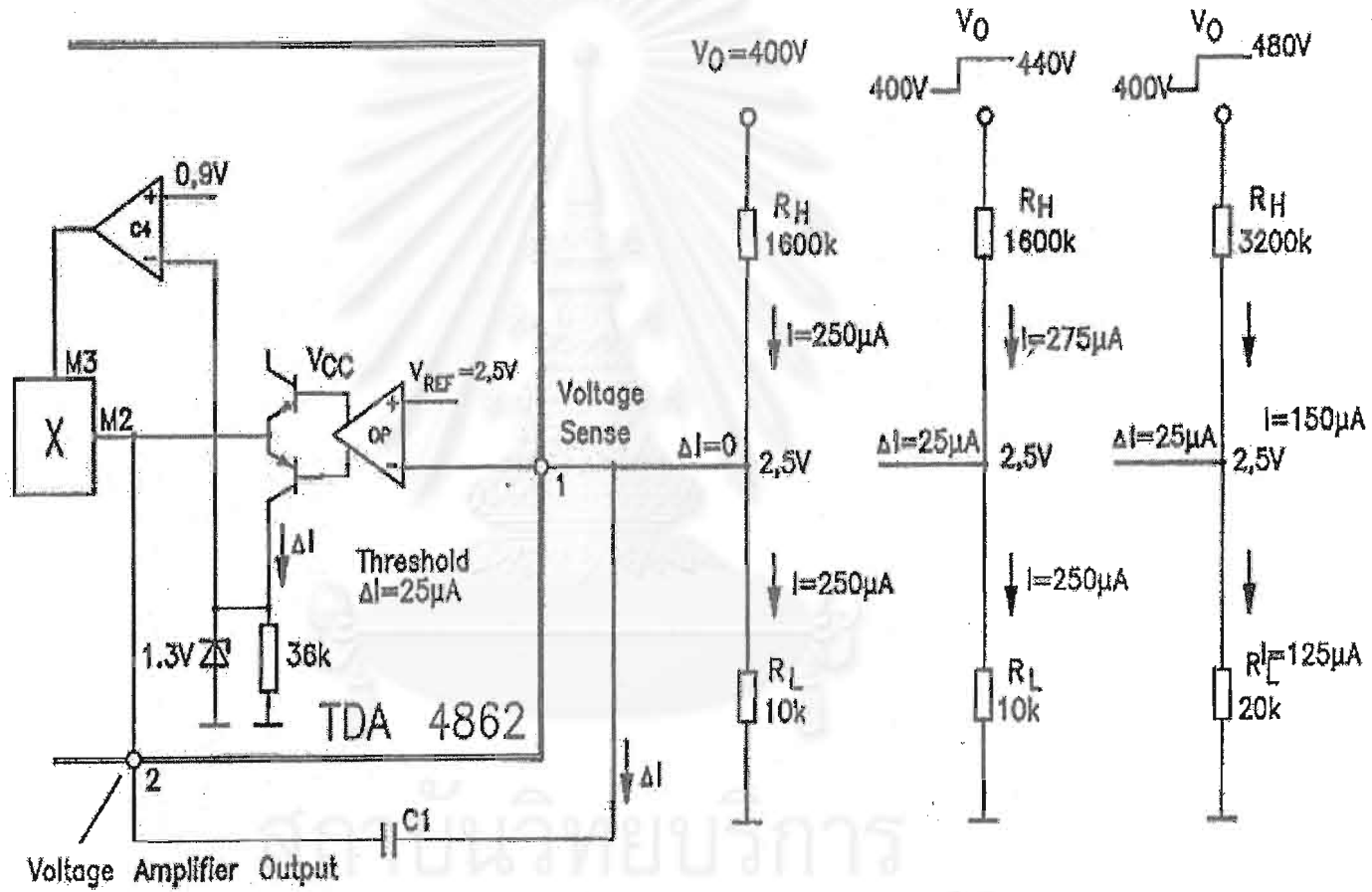


53W Power Factor Preconverter with TDA 4862 and 230V Input

4862L123_d

HL AM AT2 7/84





SIEMENS

Applications of the TDA 4862

The following applications demonstrate the good performance of TDA 4862 controlling a power factor preconverter. The design steps indicate the way to calculate the components values. For example there are three lamp ballast designs and two designs for switched mode mode power supplies (SMPS). Circuit diagrams and measurement results under different operating conditions establish a good basis for evaluation.

Beside efficiency, total harmonic distortion (THD) and superimposed output voltage ripple (V_{outac}) there is also a column called I_z . This is the surplus current of the auxiliary power supply for the IC bypassed through a 15V zener diode. A zener current indicates sufficient power for the IC during the different operating conditions, but it should be low enough to avoid useless losses. There are operating conditions when the zener current reaches zero. Then the actual supply voltage V_{cc} of the TDA 4862 is figured.

Usually a single stage RFI-filter does not accomplish the RFI standards. Therefore multiple stage RFI-filters are designed into these applications as an example how to suppress resonant oscillations of these filters.

A high efficiency is the result of the discontinuous operation mode avoiding reverse recovery losses of the boost converter diode. A high power factor, low harmonics, a wide input voltage range and a feedback controlled output voltage are the most important features of a power factor preconverter. The TDA 4862 includes the control and monitoring functions.

SIEMENS

Design steps for a power factor preconverter using TDA4862

Application		2L-Ballast	1L-Ballast	3L-Ballast	SMPS
Input section					
Nominal input voltage	V_{INNOM}	120V AC	230V AC	277V AC	90-270V
Minimum input voltage	$V_{INMIN} = V_{INNOM} - 20\%$	96V AC	184V AC	221V AC	90V AC
Maximum input voltage	$V_{INMAX} = V_{INNOM} + 20\%$	144V AC	276V AC	332V AC	270V AC
Maximum peak input voltage	$V_{INPMAX} = V_{INMAX} \cdot \sqrt{2}$	204V	390V	470V	382V
Minimum peak input voltage	$V_{INPMIN} = V_{INMIN} \cdot \sqrt{2}$	136V	260V	313V	127V
Estimated minimum efficiency	$\eta = 0.9$				
Output power	$P_{OUT} = \eta \cdot P_{IN}$	75W	53W	110W	150W
Maximum peak input current	$I_{INPMAX} = 2 \cdot P_{OUT} / (V_{INPMIN} \cdot \eta)$	1.225A	0.453A	0.781A	2.625A
Maximum HF peak current	$I_{LPMAXHF} = 2 \cdot I_{INPMAX}$	2.45A	0.906A	1.562A	5.25A
Maximum current sense threshold	$V_{ISENSEM} = 1.3V$				
Shunt resistor	$R_{11} = V_{ISENSEM} / I_{LPMAXHF}$	0.53 Ω	1.44 Ω	0.83 Ω	0.25 Ω

PFC94081.DOC

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

SIEMENS

Design steps for a power factor preconverter using TDA4862

Application		2L-Ballast	1L-Ballast	3L-Ballast	SMPS
Output section					
Nominal output voltage	V_{OUT} (recommended minimum: $V_{INPMAX} + 30V$)	230V DC	410V DC	480V DC	410V DC
Reference voltage	$V_{REF} = 2.5V$				
Regulation current	$I_{RVAOUT} = 25\mu A$				
Overvoltage threshold (selected)	= 10% above V_{OUT}				
Current through R_5	$I_{R5} = I_{RVAOUT} \cdot 100\% / 10\%$	250 μA	250 μA	250 μA	250 μA
Output voltage divider	$R_5 = V_{REF} / I_{R5}$	10K	10K	10K	10K
	$R_4 = R_5 (V_{OUT} - V_{REF}) / V_{REF}$	910K	1630K	1910K	1630K
Output capacitor C_s					
Capacitance dependend on desired superimposed AC voltage V_{OUTAC} .					
Measured AC output voltage V_{OUTMAC} at $C_s = 1\mu F$ and $P_{OUT} = 1W$.		13V _{pp}	7.9V _{pp}	6.4V _{pp}	8V _{pp}
$C_s = P_{OUT} \cdot V_{OUTMAC} / V_{OUTAC}$					

PFC94082

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit	Notes	
		min.	max.			
Supply voltage at supply + Z-current	V_{CC} Pin 8	V_{CC}	-0.3	-	V	-
	V_{CC-GND} Pin 8	I_{CCZ}	0	70	mA	observe P_{max}
Current into	GTDRV Pin 7	I_{GTDRV}	-400	500	mA	observe P_{max}
Clamping current into	GTDRV Pin 7	I_{GTDC}	-	100	mA	$V_{GTDRV} > V_{CC}$
Clamping current into	GTDRV Pin 7	I_{GTDC}	-100	-	mA	$V_{GTDRV} < -0.3V$
Voltage at	V_{SENSE} Pin 1	V_{SENSE}	-0.3	17	V	-
Voltage at	V_{AOUT} Pin 2	V_{AOUT}	-0.3	6	V	-
Voltage at	MULTIN Pin 3	V_{MULTIN}	-0.3	17	V	-
Voltage at	I_{SENSE} Pin 4	V_{SENSE}	-10	17	V	-
Current into	DETIN Pin 5	I_{DETINH}	-	50	mA	$V_{DETIN} > 6V$
Current into	DETIN Pin 5	I_{DETINL}	-10	-	mA	$V_{DETIN} < 0.9V$
Junction temperature	T_j	-40	150	°C	-	
Storage temperature	T_{stg}	-50	150	°C	-	
Thermal resistance system-air						
TDA 4862	R_{thSA}	-	100	K/W	P-DIP-8-1	
TDA 4862 G	R_{thSA}	-	180	K/W	P-DSO-8-1	

Operating Range

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit	Notes
		min.	max.		
Supply voltage	V_{CC}	V_{CCON}	V_Z	V	1)
Z-current	I_Z	0	50	mA	observe P_{max}
Junction temperature	T_j	-40	150	°C	-
Voltage at I_{SENSE}	V_{SENSE}	-5	V_Z	V	-

1) V_{CCON} means V_{CCH} has been exceeded but the supply voltage is still above V_{CCL} . The device has switched from standby to active. For V_{CCH} and V_{CCL} values see Electrical Characteristics. If $0V < V_{CC} < V_{CCON}$ the device is in standby and output GTDRV is active low.

Electrical Characteristics

Unless otherwise stated, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $-40\text{ }^{\circ}\text{C} < T_j < 150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Condition
		min.	typ.	max.		

Overall

Supply current, OFF	I_{CCL}	–	75	200	μA	$0\text{ V} < V_{CC} < V_{CCH}$
Supply current, ON	I_{CCH}	–	4	6	mA	Output low
Supply current, dynamic	I_{CCDY}	–	4.2	8	mA	$f_{\text{DETIN}} = 50\text{ kHz}$, $C_{\text{GTDV}} = 1\text{ nF}$
V_{CC} turn-ON threshold	V_{CCH}	–	11	11.5	V	–
V_{CC} turn-OFF threshold	V_{CCL}	8.0	8.5	–	V	–
V_{CC} turn-ON/OFF hysteresis	V_{CCHY}	1.8	2.3	3.0	V	–
V_{CC} clamp	V_Z	15	17	19	V	$I_{CCZ} = 50\text{ mA}$

Voltage Amplifier

Voltage feedback threshold	V_{FB}	2.465	2.5	2.53	V	$T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, Pin 1 to Pin 2
Voltage feedback threshold	V_{FB}	2.45	–	2.55	V	Pin 1 to Pin 2
Line regulation	ΔV_{FBL}	–	–	5	mV	$V_{CC} = 10\text{ V to } 15\text{ V}$
Input bias current	$I_{BVSENSE}$	–1	–	–	μA	–
Open loop voltage gain ¹⁾	G_V	–	80	–	dB	–
Unity gain bandwidth ¹⁾	B_W	–	0.8	–	MHz	–
Phase margin ¹⁾	Φ_M	–	80	–	Degr	–
Inhibit threshold voltage	V_{VAOUTI}	–	2.2	–	V	–
Output current source	I_{VAOUTH}	–	–12	–	mA	$V_{VAOUT} = 0\text{ V}$, $V_{VSENSE} = 2.3\text{ V}$
Output current sink	I_{VAOUTL}	–	4	–	mA	$V_{VAOUT} = 4\text{ V}$, $V_{VSENSE} = 2.8\text{ V}$

¹⁾ Guaranteed by design, not 100 % tested in production.

Electrical Characteristics (cont'd)

Unless otherwise stated, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $-40\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 150\text{ }^\circ\text{C}$.

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Condition
		min.	typ.	max.		
Output voltage swing high state	V_{VAOUTH}	3.8	4.3	5.0	V	$I_{VAOUT} = -0.2\text{ mA}$ $V_{VSENSE} = 2.3\text{ V}$
Output voltage swing low state	V_{VAOUTL}	–	0.9	–	V	$I_{VAOUT} = 0.5\text{ A}$ $V_{VSENSE} = 2.8\text{ V}$

Overvoltage Regulator

Regulation current	I_{RVAOUT}	20	30	45	μA	$V_{VAOUT} = V_{MULTIN} = 4\text{ V}$, $V_{VSENSE} = 0.5\text{ V}$
--------------------	--------------	----	----	----	---------------	--

Current Comparator

Input bias current	$I_{BISENSE}$	–1	–	–	μA	–
Input offset voltage	$V_{ISENSEO}$	–	25	–	mV	$V_{MULTIN} = 0\text{ V}$, $V_{VAOUT} = 2.4\text{ V}$
Max threshold voltage	$V_{VSENSEM}$	1.05	1.25	1.5	V	–
Delay to output ¹⁾	t_{PHL}	–	250	–	ns	–

Detector

Upper threshold voltage (V_{DETIN} increasing)	V_{DETINU}	–	2.5	2.75	V	–
Lower threshold voltage (V_{DETIN} decreasing)	V_{DETINL}	1.5	1.9	–	V	–
Hysteresis	$V_{DETINHY}$	–	0.6	–	V	–
Input current	I_{BDETIN}	–1	–	–	μA	$1.5\text{ V} < V_{DETIN} < 2.75\text{ V}$
Input clamp voltage High state	$V_{DETINHC}$	4	5	–	V	$I_{DETIN} = 5\text{ mA}$
Low state	$V_{DETINLC}$	–	0.6	1	V	$I_{DETIN} = -5\text{ mA}$

¹⁾ Guaranteed by design, not 100 % tested in production.

Electrical Characteristics (cont'd)

Unless otherwise stated, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $-40\text{ }^\circ\text{C} < T_j < 150\text{ }^\circ\text{C}$.

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Condition
		min.	typ.	max.		

Multiplier

Input bias current	$I_{BMULTIN}$	-1	-	-	μA	-
Dynamic voltage range MULTIN V_{AOUT}	V_{MULTIN} V_{AOUT}	0 to 3 V_{FB} to $V_{FB} + 1$	0 to 4 V_{FB} to $V_{FB} + 1.5$	- -	V V	$V_{VAOUT} = 2.75\text{ V}$ $V_{MULTIN} = 1.0\text{ V}$
Multiplier gain ¹⁾	K	0.45	0.65	0.85	1/V	$V_{MULTIN} = 2\text{ V}$ $V_{VAOUT} = V_{FB} + 1\text{ V}$

Restart Timer

Restart time delay	t_{DLY}	75	190	400	μs	-
--------------------	-----------	----	-----	-----	---------------	---

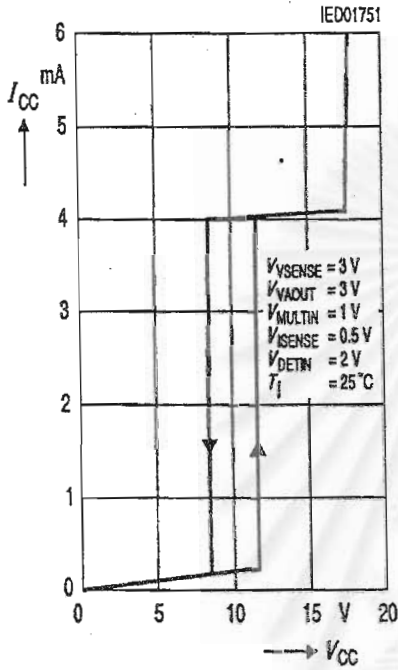
Gate Driver

Output voltage low state	V_{GTDRVL}	-	0.8 1.8	-	V V	$I_{GTDRV} = 20\text{ mA}$ $I_{GTDRV} = 200\text{ mA}$
Output voltage high state	V_{GTDRVH}	-	9.4 8.7	-	V	$I_{GTDRV} = -20\text{ mA}$ $I_{GTDRV} = -200\text{ mA}$
Output voltage active shut down	V_{GTDRVU}	-	2.0	2.6	V	$I_{GTDRV} = 50\text{ mA}$ V_{CC} increasing: $0 < V_{CC} < V_{CCH}$, V_{CC} decreasing: $0 < V_{CC} < V_{CCL}$
Rise time ²⁾	t_r	-	100	-	-	$C_{GTDRV} = 1\text{ nF}$
Fall time ²⁾	t_f	-	40	-	-	$C_{GTDRV} = 1\text{ nF}$

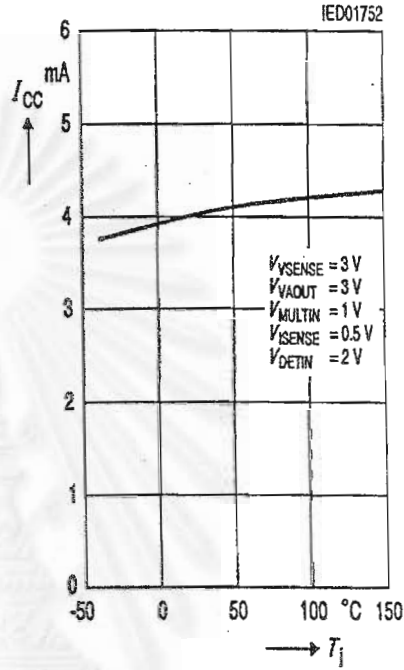
$$^1) K = V_{ISENSE} / (V_{MULTIN} \times (V_{VAOUT} - V_{FB}))$$

²⁾ Guaranteed by design, not 100% tested in production.

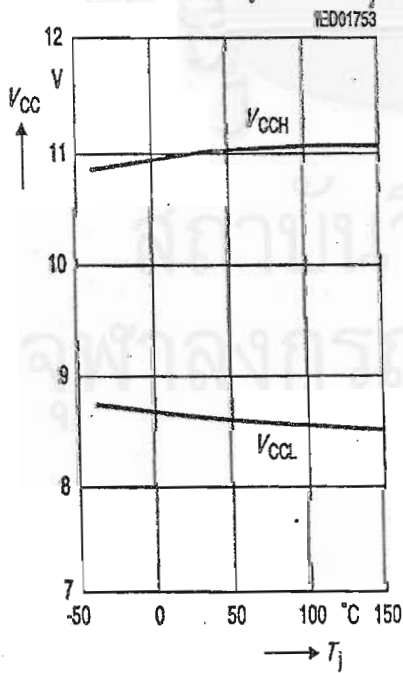
Supply Current I_{CC} versus Supply Voltage V_{CC}



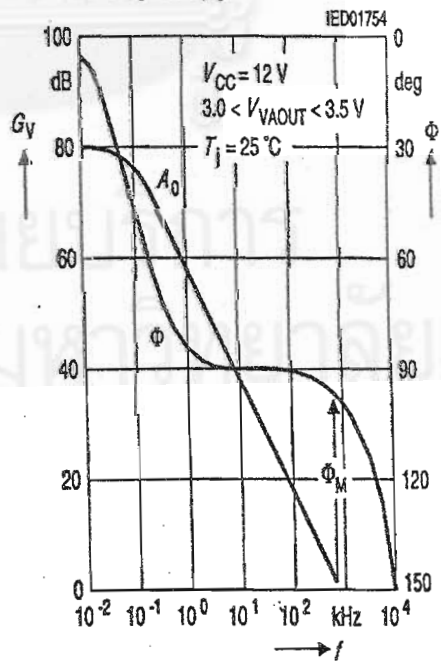
Supply Current I_{CC} versus Junction Temperature T_j



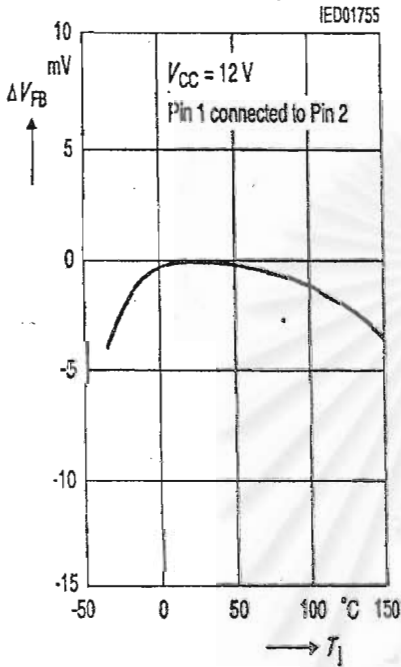
Turn-ON/OFF Threshold Voltage V_{CC} versus Junction Temperature T_j



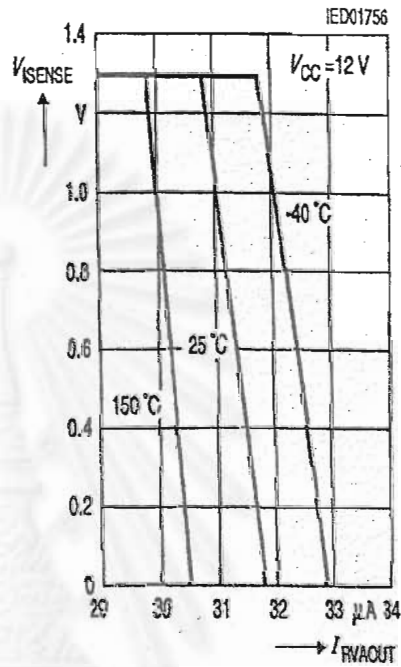
Open Loop Gain G_V and Phase Φ versus Frequency f



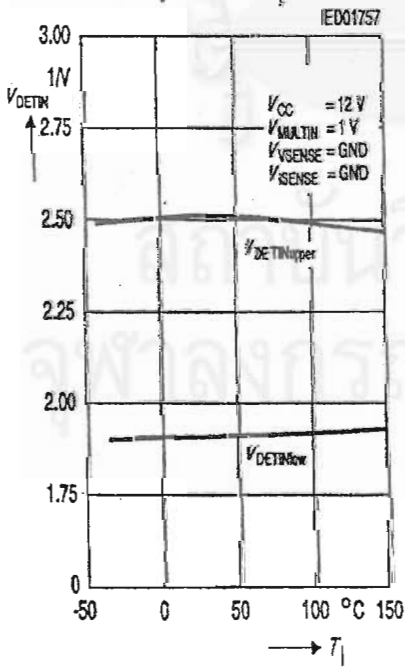
Threshold Voltage Change ΔV_{FB} versus Junction Temperature T_J



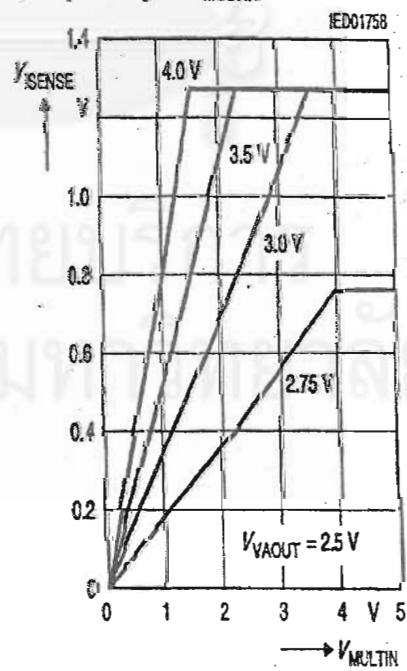
Threshold Voltage V_{ISENSE} versus Regulation Current I_{RVAOUT}



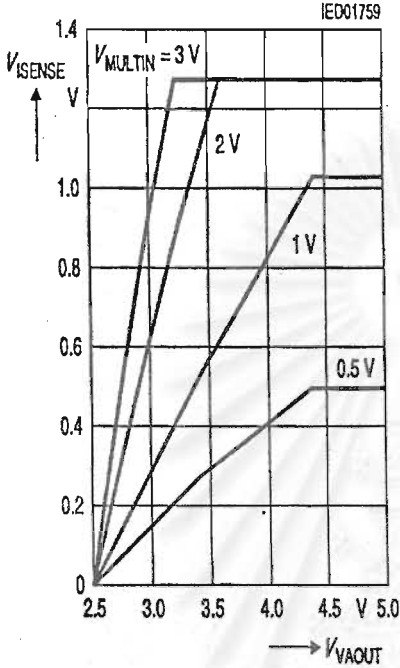
Threshold Voltage V_{DETIN} versus Junction Temperature T_J



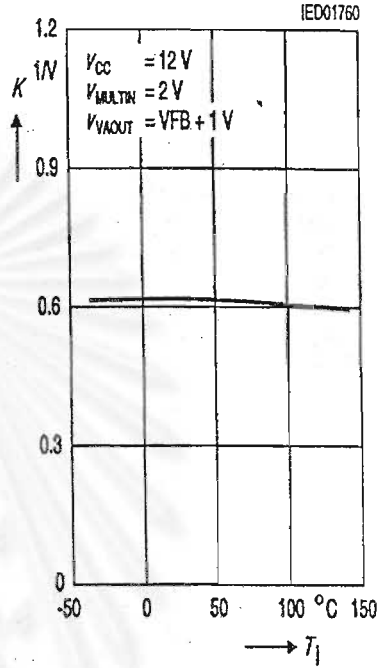
Current Sense Threshold V_{ISENSE} versus Multiplier Input V_{MULTIN}



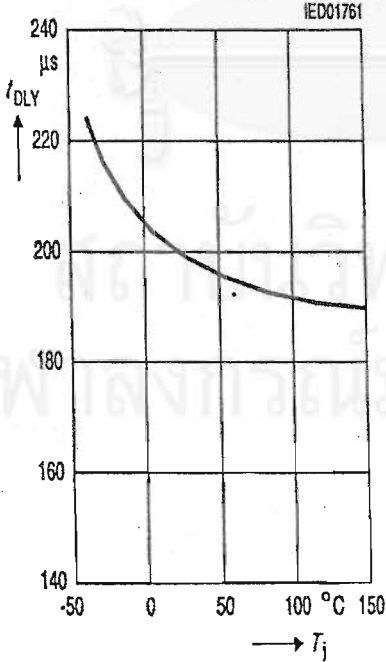
Current Sense Threshold V_{ISENSE} versus Voltage Amplifier Output V_{VAOUT}



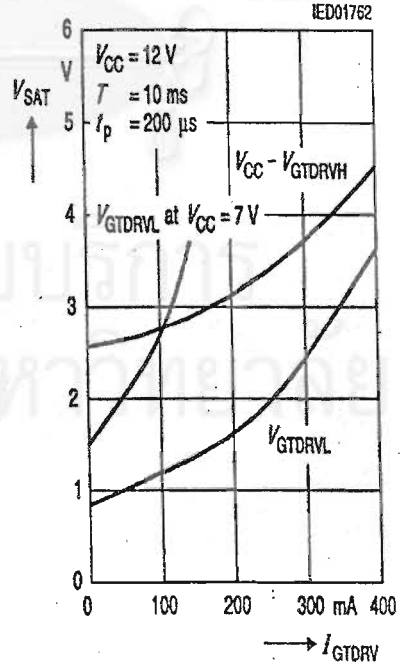
Multiplier Gain K versus Junction Temperature T_j



Restart Time Delay t_{DLY} versus Junction Temperature T_j



Output Voltage Low/High State V_{SAT} versus Load Current I_{GTDRV}



Technical Description TDA 4862

Control Method

The control method of the harmonic filter is based on the physical relationship between current and voltage at the boost converter choke. The transistor does not switch on until the current in the boost converter diode turns zero. This creates triangular currents at a high frequency in the choke, avoiding high-loss reverse recovery currents of the diode. If triangular currents flow through the boost converter choke uninterruptedly the mean input current calculated over a high-frequency period is exactly half as high as the peak value of the high-frequency choke current. If the peak values of the choke current are on an envelope which is proportional to a sinusoidal low-frequency input voltage, a sinusoidal input current will be created after smoothing by means of an RFI suppression filter. The RFI suppression filter is to be designed in a way that the valid limits at the inputs are not exceeded. Using this control method, the operating frequency of the active harmonic filter changes with the input voltage and the load.

Characteristics

Power Supply and Self-Start

An undervoltage lockout with a turn-on threshold of typically 11 V and a turn-off threshold of typically 8.5 V is responsible to make the IC fully functional before the driver output is enabled. In the standby state prior to enabling the driver the IC consumes a current of less than 0.2 mA. A startup timer generates set pulses for the turn-off flip-flop if the driver output takes up L-levels for longer than 150 μ s. In order to guarantee safe supply from a current source the supply voltage pin 8 is internally limited to 17 V to ground. Thus, the IC has all functions necessary for low-loss self-start.

Driver Output

The driver output has been designed to control power MOSFETs with a current handling capability of ± 500 mA. In order to avoid reverse currents the driver output is equipped with clamping diodes connected to ground and supply voltage with a current handling capability of 100 mA. In the standby state the driver output actively controls L-levels using a residual voltage of 1.5 V and 5 mA dissipation current.

Control Amplifier

The control amplifier compares the divided output voltage at its inverting input with a highly accurate reference voltage of 2.5 V, with a maximum deviation of less than $\pm 2\%$ over the total temperature range ($-40^\circ\text{C} < T_J < 150^\circ\text{C}$), at its non-inverting input. For the purpose of frequency response compensation a feedback network is inserted between the output (pin 2) and the inverting input (pin 1) of the control amplifier. A feedback design using only one capacitor as an I-controller causes oscillating transient response, because the boost converter, as a controlled current source, with the storage capacitor at its output delays the phase by almost 90° in no-load and in low-load operation. There is favorable transient response if the control amplifier is designed as a PIT1 controller (see design steps).

The output voltage of the control amplifier ranges from 0.9 V to 4.3 V and can be loaded with a current of 1 mA (source) and 2 mA (sink), respectively. The output voltage of the control amplifier is monitored by a comparator. If the output voltage drops 0.3 V below the

reference level (2.5 V reference voltage) of the M2 multiplier input the driver output will be blocked directly via the turn-off flip-flop. This measure guarantees the stability of the output voltage in complete no-load operation, without interferences from offset voltages at the multiplier output or at the comparator input.

The output DC voltage of the boost converter is superimposed by a double mains-frequency AC voltage. The amplitude of the superimposed AC voltage depends on the capacity of the storage capacitor and the load. This superimposed AC voltage, via the control amplifier, causes an undesired modulation of the line current drawn. Therefore a bandwidth of the control amplifier is chosen which is considerably lower than the double mains-frequency. However, this causes the controller to react more slowly to sudden load changes which results in temporary excess voltages and output voltage breakdowns.

Overvoltage Control

If at the boost converter output a higher voltage than the stabilized voltage is generated as a result of voltage transients or load rejection, a current flows from the output voltage divider to the operational amplifier output via the feedback network. This current is measured and in case a threshold of 30 μA is exceeded the multiplier output is controlled to zero potential via a third input. This measure causes the input current to be continuously compensated back, thus avoiding uncontrolled oscillations of the line current drawn, as they usually appear with digital measures.

The switch-off level of the overvoltage control can be adjusted via the internal resistance of the output voltage divider. In the normal operation state the voltage at the tap of the divider is 2.5 V (= reference voltage). In case of higher than rated output voltage the excess divider current flows from the tap to the operational amplifier output via the feedback network. The overvoltage control is also guaranteed in the operational phases when the output voltage of the control amplifier reaches the upper limit threshold, because the dissipation current is measured as well. As soon as the output voltage of the control amplifier tends towards the minimum level, the comparator turns off at a level of 2.2 V to guarantee safe no-load operation.

Multiplier

The multiplier generates the turn-off threshold of the current comparator giving consideration to the curve form of the feed voltage. In a typical application the rectified and divided supply voltage is applied at the input M1 (pin 3). The output voltage of the control amplifier is applied at the input M2 which, under constant load and ideal conditions, appears as DC voltage without superimposed AC shares. At the output of the multiplier a signal in the curve form of the rectified voltage corresponding to input M1 is generated which can be modified in its amplitude via the DC voltage at input M2. Superimposed AC voltage shares at the input M2 cause an undesired modulation of the line current drawn, unless they are part of dynamic control processes. The level control range of the input M1 is 0 V to 4.0 V, the reference level being 0 V. The level control range of the input M2 is 2.5 V to 4.5 V, the reference level being 2.5 V. For multiplication a further, constant factor $C_M = 0.65 \text{ V}^{-1}$ - an internal amplification factor of the multiplier - is effective, which has the dimension V^{-1} to comply with the following equation. In this way the output voltage of the multiplier V_{QM} which corresponds to the turn-off threshold of the current comparator can be calculated using the following formula:

$$V_{QM} = C_M (V_{pin2} - V_{REF}) V_{pin3}$$

ประวัติผู้เขียน

นายสุรินทร์ สังข์ทอง เกิดเมื่อวันที่ 13 ตุลาคม พ.ศ. 2512 ที่กรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) มหาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีการศึกษา 2534 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2540



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย