

**การพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ
ในระบบคลื่นวิทยุของเครื่องกำเนิดแสงสยาม**

นายวิเวก ภาศรักษ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2552

**DEVELOPMENT OF A DC POWER SUPPLY FOR THE
SCREEN GRID OF RS2058CJ TETRODE TUBE IN THE
RF SYSTEM OF SIAM PHOTON SOURCE**

Wiwek Phacheerak

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

Academic Year 2009

การพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ
ในระบบคลื่นวิทยุของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.อนันท์ อุ่นคิวไลย์)

ประธานกรรมการ

(ศ. น.ท. ดร.สุรชาติ สุจิตjar)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ดร.ประพงษ์ คล้ายสุบรรณ)

กรรมการ

(ผศ. ดร.ศุภกร รักใหม่)

กรรมการ

(อ. ดร.กองพล อาเรียกษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูภิจ ลินปีจำนำวงศ์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ บำพิก)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

วิจัย ภาชีรักษ์ : การพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ในระบบคลื่นวิทยุของเครื่องกำเนิดแสงสยาม (DEVELOPMENT OF A DC POWER SUPPLY FOR THE SCREEN GRID OF RS2058CJ TETRODE TUBE IN THE RF SYSTEM OF SIAM PHOTON SOURCE) อาจารย์ที่ปรึกษา : ศาสตราจารย์ นาวาอากาศโท ดร.สราเวศ สุจิตjar, 191 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เกี่ยวข้องกับการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซี 800 V_{dc} 500 W สำหรับจ่ายกำลังให้กับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ซึ่งใช้ขยายสัญญาณวิทยุกำลังสูงในวงกัดเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม แหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้นเป็นชนิดแรงดันคงที่มีโครงสร้างหลักเป็นวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส รับแรงดันอินพุตจากระบบไฟฟ้าเฟสเดียว 220 V_{rms} 50 Hz วงจรแปลงผันทำงานในย่านความถี่สวิตชิงตั้งแต่ 77 kHz - 150 kHz การออกแบบโครงข่ายเรโซแนนซ์ของวงจรแปลงผันอาศัยสมการอัตราขยายและกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม PSIM การคุณค่าแรงดันเอาต์พุตอาศัยระบบควบคุมวงปีกที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ การออกแบบตัวควบคุมพิ่งพาแบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอน ARMAX อันดับ 2 ของวงจรแปลงผัน ตัวควบคุมพีไอแบบแอนะลอกอนุวัตมายกเวงชรอปแอนป ให้ค่า $K_p = 3$ และ $K_i = 900$ การกำจัดกระแสหาร์มอนิกของแหล่งจ่ายกำลังดีซีอาศัยวงจรกรอง harmonic อนิพทาซีฟที่ประกอบด้วย โครงข่าย LC ขนาด ต่อแบบอนุกรม และตัวเก็บประจุต่อขนาด การทดสอบแหล่งจ่ายกำลังดีซีกับโหลด $1,280 \Omega \pm 5\%$ ที่เป็นความต้านทานสมมูลของสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ขณะทำงานในสภาพะอยู่ตัวพบว่า แรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสามารถเข้าสู่ค่าคงตัวที่ 800 V_{dc} ได้ภายใน 7 ms ปรากฏการพุ่งเกิน 1.47% มีค่าผิดพลาดในสภาพะอยู่ตัว 0.25% และวงจรกรองสามารถลดทอนค่า %THD_i จาก 128% ให้เหลือเพียง 26% โดยมีค่าตัวประกอบกำลัง 0.97 ล้าหลัง

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2552

ลายมือชื่อนักศึกษา _____
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม _____

WIWEK PHACHEERAK : DEVELOPMENT OF A DC POWER SUPPLY
FOR THE SCREEN GRID OF RS2058CJ TETRODE TUBE IN THE RF
SYSTEM OF SIAM PHOTON SOURCE. THESIS ADVISOR : PROF.
WNG. CMDR. SARAWUT SUJITJORN, Ph.D., 191 PP.

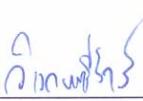
DC POWER SUPPLY, RESONANT CONVERTER, SIAM PHOTON SOURCE

This thesis concerns with a 800 V_{dc} -500 W DC power supply feeding the screen grid of RS2058CJ tetrode tube which amplifies high power RF signal in the storage ring of the Siam Photon Source. The proposed DC power supply as a constant voltage source has a 3-phase parallel-resonant converter as its main structure that is fed by a single-phase source of 220 V_{rms} , 50 Hz. The converter operates with 77 kHz - 150 kHz switching frequencies. The gain formula, the frequency characteristic curves of the converter, and PSIM simulation software are utilized for designing the resonant network. Regulation of the output voltage is accomplished by a closed-loop control having a PI-controller. The controller is designed based on the 2nd-order ARMAX transfer function of the converter. An analog PI-controller is built around some op-amps to achieve $K_P = 3$ and $K_I = 900$. A passive filter possessing a parallel LC in series connection, and a shunt capacitor is provided for the proposed DC power supply to eliminate the current harmonics. From testing the proposed DC power supply with a $1,280\text{ }\Omega \pm 5\%$ load (the equivalent resistance of the screen grid of the RS2058CJ tetrode tube under steady-state operation), it is found that the output voltage of 800 V_{dc} is produced within 7 ms settling time with an overshoot of 1.47%,

steady-state errors of 0.25%, and that the proposed filter effectively reduces %THD_i from 128% to 26% with 0.97 p.f. (lagging).

School of Electrical Engineering

Academic Year 2009

Student's Signature 

Advisor's Signature 

Co-advisor's Signature 

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบุคคล และกลุ่มนบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำและช่วยเหลืออย่างดีเยี่ยม ทั้งในด้านวิชาการและด้านดำเนินงานวิจัย

ศาสตราจารย์ นราอาภาโก ดร.สราสุติ สุจิตจร อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำแนวทางการวิจัย ที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งแก่ผู้วิจัย ตลอดจนได้มีความเมตตากรุณาช่วยแก้ปัญหา ตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนแล้วเสร็จสมบูรณ์ รวมถึงการเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตให้กับผู้วิจัยเสมอมา

ดร.ประพงษ์ คล้ายสุบรรณ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำความรู้ทางด้านเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตرون และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนแล้วเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อนันต์ อุ่นศิวไลย หัวหน้าสาขาวิชาศิวกรรมไฟฟ้า รองศาสตราจารย์ ดร.กิตติ อัตถกิจมงคล และอาจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาศิวกรรมไฟฟ้า ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา และแนะนำความรู้ทางวิชาการแก่ผู้วิจัยอย่างดีเยี่ยม

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศุภกร รักใหม่ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ถ่ายทอดวิชาความรู้และวิทยาการทางด้านฟิลิกส์ของเครื่องเร่งอนุภาคอย่างดีเยี่ยมมาโดยตลอด

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สถาบันวิจัยแสงซินไครอตرون (องค์การมหาชน) ที่สนับสนุนทุนการศึกษาและจัดสรรงบประมาณ PSIM สำหรับใช้ในการวิจัย รวมถึงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ได้สนับสนุนทุนวิจัยวิทยานิพนธ์มหบันฑิต

ขอกราบขอบพระคุณ คณาจารย์ สาขาวิชาศิวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ตลอดจนบุพคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดวิชาความรู้ และชี้แนะแนวทางการดำเนินชีวิตที่ดีให้กับผู้วิจัย ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ได้ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือต่าง ๆ รวมถึงเพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ ในกลุ่มวิจัยระบบควบคุมและอัตโนมัติ และฝ่ายเทคโนโลยีเครื่องเร่งอนุภาคทุกท่าน ที่เคยให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือ ตลอดจนให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก อุปการะอบรมเลี้ยงดู สนับสนุนทางด้านการศึกษา ตลอดจนได้ให้กำลังใจในยามวีอุปสรรค จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเสมอมา

วิวัฒ ภาชีรักษ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	จ
สารบัญ	ก
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ญ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ด
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัณฑา	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.5 ปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง	4
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์	8
2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องกำเนิดแสงสยาม	10
2.1 บทนำ	10
2.2 หลักการทำงานของเครื่องกำเนิดแสงสยาม	10
2.2.1 ระบบอินเจคชัน	11
2.2.2 วงกัดเก็บอนุภาค	14
2.3 ระบบคลื่นวิทยุของวงกัดเก็บอนุภาค	16
2.4 หลักการทำงานพื้นฐานของหลอดเท TORT	18
3 การออกแบบและจำลองผลงานรูปแบบผ้าเรือโซแนวซึ่งแบบขนาด 3 เมตร	22
3.1 บทนำ	22

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	หลักการทำงานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	23
3.3	กราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	24
3.4	การออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	36
3.5	การจำลองผลวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	40
3.6	สรุป	44
4	การสร้างและทดสอบอาร์ดแวร์	45
4.1	บทนำ	45
4.2	วงจรเรียงกระแสด้านอินพุต	45
4.3	วงจรอินเวอร์เตอร์	48
4.3.1	วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	50
4.3.2	วงรควบคุมอินเวอร์เตอร์	51
4.4	โครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลงความถี่สูง	70
4.4.1	โครงข่ายเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	71
4.4.2	หม้อแปลงความถี่สูง	80
4.5	วงจรเรียงกระแสเอาต์พุตและวงจรกรองเอาต์พุตแบบต่ำผ่าน	84
4.6	การทดสอบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	85
4.7	สรุป	92
5	การออกแบบระบบควบคุมวงปิดและวงจรกรองฮาร์มอนิก	94
5.1	บทนำ	94
5.2	การระบุออกแบบลักษณะวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	94
5.3	การออกแบบตัวควบคุมพีไอ	99
5.4	การอนุวัติตัวควบคุมพีไอ	103
5.5	การทดสอบระบบควบคุมวงปิด	112
5.5.1	การทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลา	112
5.5.2	การทดสอบการคุณค่าแรงดันเอาต์พุต	117

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.6 การออกแบบวงจรรองชาร์มอนิก	120
5.7 สรุป	130
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	132
6.1 สรุป	132
6.2 ข้อเสนอแนะ	133
รายการอ้างอิง	135
 ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีสำหรับ dsPIC30F2020 และโปรแกรม MATLAB สำหรับระบุเอกสารกักษณ์วงจรแปลงผันเรโซไซแนซ์แบบ ขนาน 3 เฟส	138
ภาคผนวก ข. รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีต้นแบบ	149
ภาคผนวก ค. ผลการจำลองวงจรรองชาร์มอนิกแยกทีฟแบบสร้างรูปคลื่น	173
ภาคผนวก ง. ทบทวนการระบุเอกสารกักษณ์แบบจำลองกล่องดำเนินเส้น	177
ภาคผนวก จ. การเผยแพร่องานผลงานวิจัยในขณะศึกษา	189
ประวัติผู้เขียน	191

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การใช้งานแหล่งจ่ายกำลังในเครื่องกำเนิดแสงชินโตรตรอน	4
2.1 พิกัดแรงดันขั้วค่อนโโทรลกริด สกอร์นิกริด และแอโนดของหลอดเทโทรด	17
3.1 ข้อกำหนดทางเทคนิคของวงจรแปลงผัน	38
3.2 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบนาณ 3 เฟส ที่ได้จากการออกแบบ	39
3.3 ผลลัพธ์จากการจำลองผลเมื่อกำหนดให้ความถี่สวิตชิ่งมีค่าต่างกัน	43
4.1 พารามิเตอร์ที่นำมาใช้คำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุบุตสแตรป	64
4.2 ค่ายอด (peak) ของแรงดันกระแสในโครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลง ความถี่สูงจากการจำลองผลให้วงจรแปลงผันทำงาน ในช่วงความถี่ 67.45 – 156 kHz	70
4.3 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21	74
4.4 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EE65/66/27	82
4.5 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันจากการออกแบบ การจำลองผล และวงจรต้นแบบ	86
5.1 ผลการประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง	97
5.2 ผลของพารามิเตอร์ K_p และ K_l ต่อสมรรถนะของระบบจากการจำลองผล	109
5.3 ช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และการผุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตจาก การจำลองผลและทดสอบระบบจริง	112
5.4 ผลการทดสอบการคุณค่าแรงดันเมื่อกำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อม โยงดีซี มีการเปลี่ยนแปลง	118
5.5 ข้อมูลทางอาร์มอนิกก่อนติดตั้งวงจรกรอง	121
5.6 ผลศึกษาโดย Tella ดังที่มีปรากฏมา ก่อนแล้วในการแก้ปัญหากระแสอาร์มอนิก และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรได้โดยเรียงกระแสแบบฟลูบอริด ที่มีโหลด 1 kW	124

สารบัญตาราง (ต่อ)

หน้า

5.7	ผลทดสอบวงจรกรอง harmonic อนิกรณ์ไฟฟ้าสัมประสิทธิ์ใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น (ตัวเหนี่ยวนำ $L_r = 55 \text{ mH}$ ตัวเก็บประจุ $C_r = 20 \mu\text{F}$)	126
5.8	แรงดัน กระแส ค่า %THD และค่าตัวประกอบกำลังที่จุดต่อร่วม (PCC)	129

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.20 การตอบสนองทางความถี่จากการคำนวณด้วยสมการ (3.21) เปรียบเทียบกับการจำลองผลด้วยโปรแกรม PSIM ที่ค่า $Q = 4$	43
4.1 วงจรเรียงกระแสอินพุต	46
4.2 (ก) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส	
(ข) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสเมื่อประมาณเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม	46
4.3 ฮาร์ดแวร์ของวงจรเรียงกระแสอินพุต (พิกัดแรงดันเอาต์พุตต่ำสุด $311 V_{dc}$)	48
4.4 แผนภาพล็อกของอินเวอร์เตอร์	49
4.5 แรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สวิตชิ่ง S4 จากการจำลองผลให้วงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตชิ่ง $F_s = 67.45 \text{ kHz}$	51
4.6 ฮาร์ดแวร์ส่วนที่เป็นวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์	51
4.7 อัตราขยายของวงจรแปลงผันเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านความถี่สวิตชิ่ง $77 - 150 \text{ kHz}$	52
4.8 วงจรส่วนประมวลผล	53
4.9 แผนภูมิการประมวลผลสัญญาณของ dsPIC30F2020	54
4.10 สัญญาณขั้นเกตจากโมดูล PWM	55
4.11 สัญญาณเอาต์พุตของส่วนประมวลผลเมื่อทำการทดสอบด้วยสัญญาณอินพุต $10 V_{dc}$	57
4.12 วงจรเดดไทร์	57
4.13 ตัวอย่างของคู่สัญญาณ ($g1, \hat{g}1$) และ ($g4, \hat{g}4$) ของวงจรเดดไทร์	58
4.14 สัญญาณของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน	60
4.15 คู่สัญญาณเอาต์พุต ($\hat{g}1, \hat{g}4$) ($\hat{g}3, \hat{g}6$) และ ($\hat{g}5, \hat{g}2$) จากการทดสอบวงจรเดดไทร์	61
4.16 วงจรแยกโหมดทางไฟฟ้าและไอซีขั้นเกต IR2133	62
4.17 ฮาร์ดแวร์วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์	65
4.18 สัญญาณขั้นเกตจากการทดสอบป้อนสัญญาโนินพุตขนาด $0 V_{dc}$ ให้กับวงจรส่วนประมวลผล	66

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 แผนที่ตำแหน่งที่ตั้งเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตตอนในภูมิภาคต่าง ๆ ทั่วโลก.....	1
1.2 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม.....	5
1.3 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบขนาน.....	5
1.4 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม-ขนาน.....	5
1.5 แผนภาพบล็อกແลล์ง่ายกำลังดีซีสำหรับสก्रีนกริดของ หลอดเทิโตรด RS2058CJ.....	8
2.1 โครงสร้างของเครื่องกำเนิดแสงสยาม.....	10
2.2 เครื่องเร่งอนุภาคแนวตรงของเครื่องกำเนิดแสงสยาม.....	11
2.3 ระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานต่ำ.....	12
2.4 เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลม.....	12
2.5 ระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานสูง.....	13
2.6 วงกัดเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม.....	14
2.7 wavelength shifter.....	15
2.8 แผนภาพบล็อกระบบคลื่นวิทยุของวงกัดเก็บอนุภาค.....	16
2.9 หลอดเทิโตรด.....	16
2.10 ไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้า.....	17
2.11 ลักษณะนามไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้าในไฟฟ้า.....	18
2.12 ไคลสตอรอน.....	19
2.13 โครงสร้างเชิงสัญลักษณ์ของหลอดเทิโตรด.....	20
2.14 ตัวอย่างกราฟลักษณะสมบัติของหลอดเทิโตรด.....	21
2.15 วงจรขยายแบบแคลไทด์ราด.....	21
3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขนาน 3 เฟส.....	22
3.2 ช่วงการนำกระแสของสวิตช์ S1-S6.....	23
3.3 แรงดันไฟเสือต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	23

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส (พิจารณาจากข้อเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไปยังโอลด์)	25
3.5 วงจรสมมูลด้านปัจฉนภูมิของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส (พิจารณาจากข้อเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไปยังโอลด์)	25
3.6 แรงดันไฟตรงที่ออกจากรางไวโอดเรียงกระแสและแรงดันคีซีเอาร์พุต ที่โอลด์ของวงจรสมมูลด้านปัจฉนภูมิ	26
3.7 วงจรสมมูลเมื่อแทนที่วงจรรองต่ำผ่านและโอลด์ด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่	27
3.8 กระแสอินพุตของวงจรไวโอดเรียงกระแสเมื่อย้ายมาพิจารณาด้านปัจฉนภูมิ	28
3.9 วงจรสมมูลไฟลับ 3 เฟส	30
3.10 วงจรสมมูลไฟลับต่อเฟส	30
3.11 โครงสร้างของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส กรณีที่รวม ความหนึ่ยวนำรั่วไฟลของหม้อแปลงความถี่สูงเข้าเป็นส่วนหนึ่ง ของโครงข่ายเรโซแนนซ์	34
3.12 วงจรสมมูลต่อเฟส (เฟส A) เมื่อย้ายมาด้านปัจฉนภูมิ กรณีที่รวมความหนึ่ยวนำ รั่วไฟลของหม้อแปลงความถี่สูงเข้าเป็นส่วนหนึ่งของโครงข่ายเรโซแนนซ์	35
3.13 ลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	35
3.14 แผนภาพแสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบระบบคลื่นวิทยุในวงกักเก็บอนุภาค เพื่อวัดกระแสสกринกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ	37
3.15 กระแสสกринกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ เทียบกับกำลังของคลื่นวิทยุ	37
3.16 การออกแบบโดยอาศัยกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่	39
3.17 (ก) แรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สวิตช์ (ข) แรงดันเฟสเอาร์พุตของอินเวอร์เตอร์	41
3.18 (ก) กระแสอินพุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (ข) แรงดันเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์	42
3.19 แรงดันเอาร์พุตคีซีที่โอลด์	43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 แรงดันไฟเสาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุต ขนาด 0 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล	66
4.20 สัญญาณขับเกตจากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 10 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล	67
4.21 แรงดันไฟเสาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุต ขนาด 10 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล	67
4.22 ความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์เพื่อกับแรงดันแนะนำลอกอินพุต ของส่วนประมวลผล	68
4.23 แผนภาพวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สมบูรณ์	69
4.24 ตัวเก็บประจุ C_p ของโครงข่ายเรโซแนนซ์	71
4.25 แรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s จากการจำลองผล ที่ความถี่สวิตชิ่ง 67.45 kHz	73
4.26 การกำหนดตำแหน่งและระยะของช่องอากาศเชิงทฤษฎี	77
4.27 ลักษณะช่องอากาศของแกนตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่สร้างขึ้นจริง	77
4.28 ฮาร์ดแวร์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ที่สร้างขึ้น	79
4.29 แรงดันและกระแสของหม้อแปลงความถี่สูง	80
4.30 หม้อแปลงความถี่สูง	84
4.31 วงจรเรียงกระแสเสาต์พุตและวงจรกรองเสาต์พุตแบบต่อต่อ	85
4.32 โหลดความด้านทานสำหรับใช้ทดสอบวงจรแปลงผันตันแบบ	86
4.33 แรงดันตกครั้งแรกและกระแสไฟหลักผ่านอุปกรณ์สวิตชิ่ง	88
4.34 กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิ่ง S1	89
4.35 แรงดันไฟเสาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์	89
4.36 กระแสอินพุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์	90
4.37 แรงดันเสาต์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์	90
4.38 แรงดันดีซีเสาต์พุตของวงจรแปลงผัน	91

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.39 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ ของวงจรแปลงผัน (การทดสอบแบบวงเปิด).....	91
5.1 แผนภาพการจัดอุปกรณ์ทดสอบวงจรแปลงผันเรโซโนนซ์แบบบานาน 3 เฟส เพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการระบุเอกสารลักษณ์.....	95
5.2 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูล ผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลอง ชุดที่ 1.....	98
5.3 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูล ผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลอง ชุดที่ 2.....	98
5.4 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูล ผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลอง ชุดที่ 3.....	99
5.5 ระบบคุณค่าแรงดันเอาต์พุตแบบวงปิด.....	99
5.6 แผนภาพโโนดของระบบขยะที่ยังไม่พิจารณาตัวควบคุมพีไอ.....	100
5.7 ผลตอบสนองของแบบจำลองวงเปิดต่อสัญญาณอินพุตขั้นบันได 8n(t) V.....	101
5.8 แผนภาพโโนดเมื่อมีตัวควบคุม ($K_p = 4.90$ และ $K_i = 1,669$).....	103
5.9 ผลตอบสนองจากการจำลองผลเมื่อสัญญาณอินพุต เป็นแบบขั้นบันไดขนาด 8n(t) V.....	103
5.10 แผนภาพพล็อกระบบควบคุมวงปิดของวงจรแปลงผัน เรโซโนนซ์แบบบานาน 3 เฟส.....	104
5.11 แผนภาพการจำลองผลกระทบควบคุมในอุตสาหกรรมด้วย SIMULINK.....	104
5.12 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลในอุตสาหกรรม ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$).....	105
5.13 แผนภาพการจำลองผลกระทบควบคุมเสมือนจริง.....	106
5.14 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$).....	106
5.15 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$).....	106
5.16 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,400$).....	107
5.17 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,400$).....	107
5.18 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,100$).....	107

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.19 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3, K_i = 1,100$)	108
5.20 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3, K_i = 900$)	108
5.21 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3, K_i = 900$)	108
5.22 แผนภาพโนบดเมื่อตัวควบคุมมีค่า $K_p = 3$ และ $K_i = 900$	109
5.23 แผนภาพวงจรระบบควบคุมวงจรเปล่งผัน เรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส	110
5.24 ฮาร์ดแวร์ของตัวควบคุมพีไอแบบแอนะล็อก	111
5.25 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 4.9, K_i = 1,669$)	113
5.26 แรงดันเอาต์พุต ($K_p = 4.9, K_i = 1,669$)	113
5.27 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3, K_i = 1,400$)	114
5.28 แรงดันเอาต์พุต ($K_p = 3, K_i = 1,400$)	114
5.29 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3, K_i = 1,100$)	115
5.30 แรงดันเอาต์พุต ($K_p = 3, K_i = 1,100$)	115
5.31 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3, K_i = 900$)	116
5.32 แรงดันเอาต์พุต ($K_p = 3, K_i = 900$)	116
5.33 การต่อวงจรเพื่อทดสอบการคุณค่าแรงดัน	117
5.34 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับแรงดันที่จุดเชื่อม ໂโยงดีซี	118
5.35 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด $1,700 \Omega$ ($e_{ss} = 0.38\%$)	119
5.36 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด $1,500 \Omega$ ($e_{ss} = 0.25\%$)	119
5.37 แผนภาพการต่อวงจรเพื่อวัดแรงดันและกระแสหาร์มอนิก	121
5.38 กระแสที่จุด PCC จากการทดสอบวงจรเปล่งผัน	121
5.39 สเปกตรัมของกระแสที่จุด PCC	122
5.40 วงจรกรองชาร์มอนิกแบบเรโซแนนซ์อินพุตอนุกรม (series input resonant)	123
5.41 วงจรกรองชาร์มอนิกพาสซีฟชนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่น (novel passive wave shaping)	123

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.42 วงจรกรองชาร์มอนิกพาราซิฟชันดิจิตอลแบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น (improved passive wave shaping)	123
5.43 วงจรกรองชาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น (active wave shaping)	124
5.44 การประยุกต์ใช้งานกรองชาร์มอนิกพาราซิฟชันดิจิตอลแบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้นกับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เพส	124
5.45 ฮาร์ดแวร์ของวงจรกรองชาร์มอนิกพาราซิฟ	127
5.46 สภาพรวมของกระแทกที่จุด PCC ก่อนและหลังติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก	128
5.47 รูปคลื่นกระแทกที่จุด PCC	128
5.48 ผลตอบสนองแรงดันเอาร์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีหลังจากติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก	129
5.49 การกระเพื่อมของแรงดันเอาร์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซี	130
ค.1 แผนภาพวงจรกรองชาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น	174
ค.2 รูปคลื่นกระแทกที่จุด PCC ก่อนติดตั้งวงจรกรองจากการจำลองผล	175
ค.3 รูปคลื่นกระแทกที่จุด PCC หลังติดตั้งวงจรกรองจากการจำลองผล	175
ค.4 แรงดันที่จุดเชื่อมโดยดีซีจากการจำลองผลให้แหล่งจ่ายกำลังดีซีมีโหมดเต็มพิกัด	176
ค.5 แรงดันที่จุดเชื่อมโดยดีซีจากการจำลองผลให้แหล่งจ่ายกำลังดีซีทำงานในสภาพว่างไฟโอลด์	176
ง.1 แผนภาพการระบุเอกสารกลักษณ์ระบบ	178
ง.2 โครงสร้างของแบบจำลองกล่องคำเชิงเส้น	180
ง.3 แผนภูมิการดำเนินงานระบุเอกสารกลักษณ์แบบจำลองระบบ	187

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

A_c	=	พื้นที่หน้าตัดของแกน (cm^2)
AC	=	ไฟฟ้ากระแสสลับ
ADC	=	ตัวแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล
A_{dc}	=	แอม培ร์ดีซี
A_{peak}	=	แอมเพรติก
A_{rms}	=	แอมเพรตาร์เรียมอส
ARMAX	=	แบบจำลอง ARMAX
A_w	=	พื้นที่หน้าตัด漉คตัวนำ (cm^2)
A_{w1}	=	พื้นที่หน้าตัดตัวนำ漉คปั๊มภูมิ (cm^2)
A_{w2}	=	พื้นที่หน้าตัดตัวนำ漉คทุติภูมิ (cm^2)
AWG	=	American Wire Gauge
β	=	ค่าคงที่เลขยกกำลังในพจน์การสูญเสียของแกน (ไม่มีหน่วย)
B_{max}	=	ค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (Tesla)
C_{base}	=	ตัวเก็บประจุฐาน (Farad)
C_b, Cr	=	ตัวเก็บประจุของ抗拒ชาร์มอนิกพาสซีฟชนิดใหม่แบบสร้าง รูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น (Farad)
$C_{b_p.u.}$	=	ตัวเก็บประจุ C_b ต่อหน่วย (ไม่มีหน่วย)
C_{BS}	=	ตัวเก็บประจุบุตสแตรป (Farad)
cm	=	เซนติเมตร
C_o	=	ตัวเก็บประจุของ抗拒แบบต่ำผ่าน (Farad)
C_{out}	=	ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอาทิต্যของ抗拒เรียงกระแส ด้านอินพุต (Farad)
C_p	=	ตัวเก็บประจุนานของโครงบ่ายเรโซแนซ (Farad)
$Cr_p.u.$	=	ตัวเก็บประจุ Cr ต่อหน่วย (ไม่มีหน่วย)
$C(s)$	=	ผลตอบสนองของระบบ
DC	=	ไฟฟ้ากระแสตรง

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

e_{ss}	=	ค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว (%)
$E(s)$	=	สัญญาณผิดพลาด
f	=	ความถี่แรงดันอินพุต (Hz)
F	=	ความถี่นอร์มัล ໄලช์ (ไม่มีหน่วย), ฟารัด
F_o	=	ความถี่คักหอฟของวงจรกรองต่ำผ่าน (Hz)
F_r	=	ความถี่เรโซแนนซ์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (Hz)
F_s	=	ความถี่สวิตชิ้ง (Hz)
γ	=	ตัวประกอบความคลื่ว (ไม่มีหน่วย)
$G_c(s)$	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม (ไม่มีหน่วย)
GeV	=	จิกะอิเล็กตรอน โลวัต์
GHz	=	จิกะเฮิรตซ์
GM	=	ส่วนเพื่ออัตราขยาย (dB)
$G_p(s)$	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปีดของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบ ขนาด 3 เฟส (ไม่มีหน่วย)
H	=	亥恩รี
$H_c(s)$	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนของเซนเซอร์ (ไม่มีหน่วย)
i_a	=	กระแสอินพุตเฟส a ของวงจร ไดโอดเรียงกระแสด้านเอาต์พุต (A)
i_{a1}	=	กระแสอินพุตหลักมูลเฟส a ของวงจร ไดโอดเรียงกระแสด้านเอาต์พุต (A)
I	=	ค่ากระแสสารเริ่มເօສບອງต້າວເໜີ່ຍວນນຳ (A_{rms})
I_1	=	กระแสสารเริ่มເօສດ້ານປະມົມກູມ (A_{rms})
I_2	=	กระแสสารเริ่มເօສດ້ານທຸຕິກູມ (A_{rms})
I_{base}	=	กระแสສູງ (A)
$I_{Cbs(\text{leak})}$	=	กระแสรั่วໄຫລຂອງต້າວເກີບປະຈຸບຸຕສແຕຮປ (A)
I_{con}	=	กระแสສາມມຸດດ້ານອືນພຸດຂອງวงຈາກແປລງຜັນ (A_{dc})
IC_{p_peak}	=	ค่ายอดของกระแสໄຫລຜ່ານຕ້າວເກີບປະຈຸ C _p (A_{peak})
I_{dc}	=	กระแสເອາຕີພຸດຂອງวงຈາກເຮີຍกระแสຟຸລົບຮົດຈົ່ງ 1 ເຟສ (A_{dc})
IL_{s_peak}	=	ค่ายอดของกระแสໄຫລຜ່ານຕ້າວເໜີ່ຍວນນຳ L _s (A_{peak})

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

I_o'	=	กระแสเอาต์พุตของวงจร ไดโอดเรียงกระแสด้านเอาต์พุต เมื่อย้ายมาข้างด้านปั๊มน้ำมัน (A_{dc})
I_a	=	กระแสอินพุตอาร์เอ็มเอสเฟส a ของวงจร ไดโอดเรียง กระแสด้านเอาต์พุต (A_{rms})
I_{PCC}, I_{PCC_rms}	=	กระแสอาร์เอ็มเอสที่จุดต่อร่วม (A_{rms})
I_{PCC_peak}	=	กระแสยอดของจุดต่อร่วม (A_{peak})
I_{Pri_peak}	=	ค่ายอดของกระแสด้านปั๊มน้ำมันของหม้อแปลงความถี่สูง (A_{peak})
$I_{qbs(max)}$	=	กระแส I_{qbs} สูงสุดของไอซีบีเกต (A)
I_{Rec_in}	=	กระแสอินพุตอาร์เอ็มเอสของวงจรเรียงกระแสด้านอินพุต (A_{rms})
I_{Sec_peak}	=	ค่ายอดของกระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (A_{peak})
I_{tot}	=	ผลรวมกระแสอาร์เอ็มเอสของชุด漉ดปั๊มน้ำมันและชุด漉ดทุติยภูมิที่ย้าย มาข้างด้านปั๊มน้ำมัน (A_{rms})
kHz	=	กิโลเฮิรตซ์
$\text{k}\Omega$	=	กิโลโอห์ม
kV_{dc}	=	กิโลโวลต์ดีซี
kW	=	กิโลวัตต์
K_C	=	ค่าอัตราขยายชาดเชย (เท่า)
K_{fe}	=	ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสียของแกน ($\text{W}/\text{cm}^3 \text{T}^\beta$)
K_{gfe}	=	ค่าคงที่เชิงเรขาคณิตของแกน
K_l	=	อัตราขยาย K_l (เท่า)
K_p	=	อัตราขยาย K_p (เท่า)
K_u	=	ค่าตัวประกอบการพันชุด漉ด
\hat{K}_l	=	อัตราขยาย \hat{K}_l (เท่า)
\hat{K}_p	=	อัตราขยาย \hat{K}_p (เท่า)
l_g	=	ระยะช่องอากาศของแกน (m)
l_m	=	ระยะทางเดินฟลักช์แม่เหล็กในแกน (cm)
l_p	=	ความหนืดนำร้าวไฟลต์ไฟฟ้าของชุด漉ดปั๊มน้ำมันของ หม้อแปลงความถี่สูง (Henry)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

I_s	=	ความหนี่yanนำร่องที่ต่อกับตัวเก็บประจุ-ตัวเก็บประจุ-ตัวเก็บประจุ
L_{base}	=	ตัวหนี่yanนำฐาน (Henry)
LCC	=	โครงข่ายเรโซแนนซ์แบบตัวหนี่yanนำ-ตัวเก็บประจุ-ตัวเก็บประจุ
LCL	=	โครงข่ายเรโซแนนซ์แบบตัวหนี่yanนำ-ตัวเก็บประจุ-ตัวหนี่yanนำ
$LCLC$	=	โครงข่ายเรโซแนนซ์แบบตัวหนี่yanนำ-ตัวเก็บประจุ-ตัวหนี่yanนำ-ตัวเก็บประจุ
L_{eq}	=	ความหนี่yanนำอนุกรมเทียบเท่าของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (Henry)
L_o	=	ตัวหนี่yanนำของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน (Henry)
L'_o	=	ตัวหนี่yanนำของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเมื่อย้ายมาอยู่ด้านบนปัจจุบัน (Henry)
L_r	=	ตัวหนี่yanนำของวงจรกรองชาร์มอนิกพาราซิฟนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น (Henry)
$L_{r_p.u.}$	=	ตัวหนี่yanนำ L_r ต่อหน่วย (ไม่มีหน่วย)
L_s	=	ตัวหนี่yanนำอนุกรมของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (Henry)
m	=	เมตร
mA	=	มิลลิแอมเปอร์
mF	=	มิลลิฟารัด
mH	=	มิลลิไฮนรี
$m\Omega$	=	มิลลิโอมห์ม
ms	=	มิลลิวินาที
mW	=	มิลลิวัตต์
M	=	อัตราขยายของวงจรแปลงผัน (เท่า)
MeV	=	เมกกะอิเล็กตรอนโวลต์
MHz	=	เมกกะเฮิรตซ์
$MIPS$	=	ล้านคำสั่งต่อวินาที
MLT	=	ค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบของคลื่นความถี่ (cm)
μF	=	ไมโครฟารัด
μH	=	ไมโครไฮนรี

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

μ_s	=	ไมโครวินาที
μ_0	=	ความซึมซาบแม่เหล็กของอากาศ (H/m)
n	=	จำนวนรอบคลื่นตัวเหนี่ยวนำ (รอบ)
n_1	=	จำนวนรอบคลื่นปัจจุบัน (รอบ)
n_2	=	จำนวนรอบคลื่นทุติยภูมิ (รอบ)
nF	=	นาโนฟาร์ด
ns	=	นาโนวินาที
N	=	อัตราส่วนจำนวนรอบของคลื่นปัจจุบันต่อทุติยภูมิของ หนึ่อแปลงความถี่สูง (ไม่มีหน่วย)
P_{base}	=	กำลังฐาน (W)
P_{CC}	=	จุดต่อร่วม
P_{con_in}	=	กำลังสมมูลค้านอนพุตของวงจรแปลงผัน (W)
PF	=	ตัวประกอบกำลัง
PM	=	ส่วนเพื่อเฟส (องศา)
P_o	=	กำลังเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน (W)
$P.O.$	=	การพุ่งเกิน (%)
P_{tot}	=	ค่ากำลังสูญเสียสูทชิของตัวเหนี่ยวนำ (W), ค่ากำลังสูญเสียสูทชิของ หนึ่อแปลงความถี่สูง (W)
PWM	=	พัลซ์วิดเม็ดมอดูเลชัน
π	=	ค่าพา�
Q	=	ค่าตัวประกอบคุณภาพ
Q_{ls}	=	ประจุ level shift ที่ต้องการต่อรอบ (Coulomb)
Q_g	=	ประจุชาเกตของอุปกรณ์สวิตชิ้งที่อยู่ในตำแหน่งกึ่งบน (Coulomb)
R_{ac}	=	ความต้านทานไฟลัมเทียบท่า (Ω)
R_{con}	=	ความต้านทานสมมูลค้านอนพุตของวงจรแปลงผัน (Ω)
R_L	=	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผัน (Ω)
R'_L	=	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันเมื่อย้ายมาอยู่ด้านปัจจุบัน (Ω)
Ω	=	โอห์ม

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$\Omega - \text{cm}$	=	โอห์ม-เซนติเมตร
ω_1	=	ความถี่วิบัต (rad/s)
ω_r	=	ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (rad/s)
ω_s	=	ความถี่สวิตชิ่งเชิงมุมของอินเวอร์เตอร์ (rad/s)
λ	=	พื้นที่ได้กราฟแรงดันครึ่งคลา布ของตัวเหนี่ยวนำ (V-s)
λ_1	=	พื้นที่ได้กราฟแรงดันครึ่งคลาด้านปฐมภูมิของแม่ปั่นความถี่สูง (V-s)
ρ	=	ค่าความต้านทานประสีทชิ่ลด์ของลวดตัวนำ ($\Omega - \text{cm}$)
RF	=	คลื่นความถี่วิทยุ
s	=	วินาที
S1	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 1
S2	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 2
S3	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 3
S4	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 4
S5	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 5
S6	=	อุปกรณ์สวิตชิ่งตัวที่ 6
t	=	เวลา
T_r	=	ช่วงเวลาขึ้น (s)
T_s	=	ช่วงเวลาเข้าที่ (s)
THD	=	ความผิดเพี้ยนสารมอนิกรัม (%)
THD_i	=	ความผิดเพี้ยนสารมอนิกรัมของกระแส (%)
THD_v	=	ความผิดเพี้ยนสารมอนิกรัมของแรงดัน (%)
$u(t)$	=	สัญญาณขั้นบันได
V	=	โวลต์
V_c	=	ปริมาตรของแกน (cm^3)
V_{cc}	=	แรงดันไฟเลี้ยงภาคลอกิกของไอซีบันเกต (V)
V_C	=	แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรเดดไทน์ (V)
V_{con}	=	แรงดันสมมูลด้านอินพุตของวงจรแปลงผัน (V_{dc})
VC_{p_peak}	=	ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_p

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

V_{dc}	=	โวลต์ดีซี
V_f	=	แรงดันตกคร่อมไดโอดบูตสแตรป (V)
V_{LS}	=	แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตชิ้งที่อยู่ในตำแหน่งกึ่งล่าง (V)
VL_{s_peak}	=	ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s (V_{peak})
V_{Min}	=	แรงดันต่ำสุดที่ยอมรับได้ระหว่างขา V_B และ V_S ของไอซีขั้นเกต (V)
V_o	=	แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน (V_{dc})
V'_o	=	แรงดันเอาต์พุตของวงจรสมมูลค้านปั๊มน้ำ (V_{dc})
V_{PCC}	=	แรงดันอาร์เอ็มເອສที่จุดต่อร่วม (V_{rms})
V_{peak}	=	โวลต์พีค
V_{Pri_peak}	=	ค่ายอดของแรงดันค้านปั๊มน้ำของหม้อแปลงความถี่สูง (V_{peak})
V_{rms}	=	โวลต์อาร์เอ็มເອສ
V_{Rec_in}	=	แรงดันอินพุตอาร์เอ็มເອສของวงจรเรียงกระแสค้านอินพุต (V_{rms})
V_s	=	แรงดันไฟตรงที่จุดเชื่อมໄอยดีซี (V_{dc})
$V_{s, mean}$	=	แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของวงจรเรียงกระแสฟลูบอริดจ์ 1 เฟส (V_{dc})
$V_{s, peak}$	=	ค่ายอดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสฟลูบอริดจ์ 1 เฟส (V_{peak})
V_{Sec_peak}	=	ค่ายอดของแรงดันค้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (V_{peak})
$V-s$	=	โวลต์-วินาที
W	=	วัตต์
W_A	=	พื้นที่ช่องพันขาดลวดของขอบปืน (cm^2)
ZCS	=	การสวิตช์กระแสสูนย์
ZVS	=	การสวิตช์แรงดันสูนย์

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

แสงซิน โกรตตอนเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการปลดปล่อยพลังงานของอนุภาคมีประจุพลังงานสูงในขณะเคลื่อนที่แบบเลี้ยวเบนภายใต้สนามแม่เหล็ก ซึ่งได้ถูกค้นพบเป็นครั้งแรก เมื่อปี พ.ศ. 2490 จากการทดลองเดินเครื่องเร่งอนุภาคซิน โกรตตอนในห้องปฏิบัติการของ บริษัท เยนเนอรัล อิเล็กทริก ประเทศสหรัฐอเมริกา แสงซิน โกรตตอนมีคุณสมบัติพิเศษเหนือกว่าแสงที่ใช้ในห้องทดลองทั่วไปหลายประการ เช่น มีスペกตรัมต่อเนื่องตั้งแต่ย่างอินฟารेडถึงย่างรังสีเอ็กซ์ มีความเข้มและความจำสูง มีลักษณะเป็นพัดส์สัน ๆ และมีคุณสมบัติของความเป็นข้าว (polarization) เป็นต้น ด้วยคุณสมบัติพิเศษเหล่านี้ แสงซิน โกรตตอนจึงถูกนำไปประยุกต์ใช้เป็นเครื่องมือสำหรับศึกษาวิเคราะห์โครงสร้างระดับโมเลกุลและอะตอมของสาร ตลอดจนเซลล์และโครโนซูมของระบบทางชีวภาพ ได้อย่างละเอียด ซึ่งถือว่าเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการทำงานวิจัยในหลาย ๆ สาขา เช่น วิทยาศาสตร์ วิศวกรรมศาสตร์ และแพทยศาสตร์ เป็นต้น ในปัจจุบันมีเครื่องกำเนิดแสงซิน โกรตตอนกว่า 50 เครื่อง กระจายอยู่ในภูมิภาคต่าง ๆ ทั่วโลก ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งแสดงแผนที่ทางภูมิศาสตร์อันเป็นที่ตั้งของเครื่องกำเนิดแสงซิน โกรตตอน



รูปที่ 1.1 แผนที่ดำเนินการที่ตั้งเครื่องกำเนิดแสงซิน โกรตตอนในภูมิภาคต่าง ๆ ทั่วโลก
(ที่มา : http://srs.dl.ac.uk/srworld/world_sr.html)

สำหรับประเทศไทย รัฐบาลได้อนุมัติโครงการแสงสสาร (The Siam Photon Project) เมื่อเดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2539 พร้อมจัดตั้งศูนย์ปฏิบัติการวิจัยเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตรอนแห่งชาติ (National Synchrotron Research Center, NSRC) ขึ้นที่จังหวัดนครราชสีมา มีสถานที่ตั้งอยู่ในเขตพื้นที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี มีภารกิจหลัก คือ สร้างเครื่องกำเนิดแสงสสาร (Siam Photon Source) สำหรับใช้ในการผลิตแสงซินไครอตรอน เพื่อสนับสนุนงานวิจัยทางด้านวิทยาศาสตร์พื้นฐาน และวิทยาศาสตร์ประยุกต์ภายในประเทศ โดยทำการปรับปรุงและดัดแปลงเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตรอนขนาด 1.0 GeV ซึ่งได้รับบริจาคและขายน้ำจากกลุ่ม บริษัท ชอร์เทค (SORTECH Corporation) ประเทศไทยญี่ปุ่น ในปัจจุบันนี้ ศูนย์ปฏิบัติการวิจัยเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตรอนแห่งชาติได้ถูกยกฐานะเป็นสถาบันวิจัยแสงซินไครอตรอน (องค์การมหาชน) และได้ดำเนินการปรับปรุงเครื่องกำเนิดแสงสสารจนบรรลุความสามารถเพิ่มพลังงานของวงกัดเก็บอนุภาค ขึ้นเป็น 1.2 GeV สำหรับให้บริการแสงซินไครอตรอนแก่ผู้ทำงานวิจัยในหลายสาขา เช่น ฟิสิกส์ เคมี สิ่งแวดล้อม และเทคโนโลยีระบบกลไฟฟ้าอุตสาหกรรม เป็นต้น

โครงสร้างของเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตรอนโดยทั่วไป รวมถึงเครื่องกำเนิดแสงสสารอาจแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ ระบบอินเจกชัน (injection system) และระบบกักเก็บอนุภาค (storage ring) หรืออาจจะเรียกว่า วงกัดเก็บอนุภาค ในขณะทำงานเครื่องกำเนิดแสงซินไครอตรอนต้องการแหล่งจ่ายกำลังดีซีคุณภาพสูงจำนวนมาก เพื่อป้อนกำลังไฟฟ้าให้กับส่วนต่าง ๆ ของระบบอินเจกชัน และระบบกักเก็บอนุภาค เพื่อให้เกิดการพัฒนาของอุปกรณ์ สถาบันวิจัยแสงซินไครอตรอน (องค์การมหาชน) มีนโยบายการพัฒนาเทคโนโลยีบางส่วนขึ้นใช้ทดแทนของเดิม ตามศักยภาพของนักวิชาการไทยและโครงสร้างพื้นฐานทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีของชาติ ภายใต้บริบทนี้ สถาบันวิจัยแสงซินไครอตรอน (องค์การมหาชน) จึงมีความร่วมมือกับมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีเพื่อใช้งานป้อนกำลังไฟฟ้าให้แก่หลอดเทโทรด (tetrode) ซึ่งใช้เป็นอุปกรณ์หลักในการขยายสัญญาณวิทยุกำลังสูง สัญญาณวิทยุที่ได้จะถูกส่งไปยังโปรดาร์อ์อฟ (RF cavity) เพื่อชดเชยพลังงานให้กับลำอิเล็กตรอน ซึ่งได้สูญเสียพลังงานส่วนหนึ่งไปจากการปลดปล่อยแสงซินไครอตรอน ในขณะทำงานหลอดเทโทรดต้องการแหล่งจ่ายกำลังดีซีคุณภาพสูงสำหรับข้อตอนด (anode) สกรีนกริด (screen grid) คอนโทรลกริด (control grid) และ希ทเตอร์ (heater) การคุมค่าแรงดัน (regulation) และขนาดแรงดันกระแสเพิ่อม (ripple voltage) ของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่จ่ายให้กับข้อตอนนี้ ของหลอดสัญญาณภาพที่ก่อตัวมาข้างต้น เป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างหนึ่งที่ส่งผลต่อกุณภาพและเสถียรภาพของคลื่นวิทยุที่ได้ กล่าวคือ ถ้าหากแหล่งจ่ายกำลังดีซีเหล่านี้ มีการคุมค่าแรงดันเอาต์พุตที่ไม่ดีพอและมีขนาดของแรงดันกระแสเพิ่อมสูง จะส่งผลให้กำลังของคลื่นวิทยุที่ได้ไม่สม่ำเสมอ อิกทั้งยังมีหาร์มอนิกปะปนสูง (Khilar et al., 2006)

แหล่งจ่ายกำลังดีซีที่ใช้ในปัจจุบันเป็นครุภัณฑ์ดังเดิมที่ได้ใช้งานมานานกว่า 10 ปี ชิ้นส่วนอะไหล่ต่างๆ จึงไม่อาจหาได้ในปัจจุบัน นอกเหนือจากนั้น คู่มือบางส่วนเป็นภาษาญี่ปุ่นจึงพบความยุ่งยากในการบำรุงรักษา เพื่อเป็นการพัฒนาเทคโนโลยีขึ้นรองรับการใช้งานแหล่งจ่ายกำเนิดแสงชนิดไฮดรอนในส่วนของแหล่งจ่ายกำลังดีซีให้กับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงนำเสนอการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีเรซิโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ขนาดพิกัด $800 \text{ V}_{dc} 500 \text{ W}$ ชุดใหม่ สำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ซึ่งใช้ขยายลักษณะคลื่นวิทยุกำลังสูงในวงกักเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

เพื่อออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่มีคุณภาพ สำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ซึ่งใช้ขยายลักษณะคลื่นวิทยุกำลังสูงในวงกักเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. ออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่ให้อาตพุตคงที่ $800 \text{ V}_{dc} 500 \text{ W}$ การคุณค่าแรงดัน $\leq 1\%$ และมีขนาดแรงดันกระเพื่อม $\leq 1\%$
2. พัฒนาระบบควบคุมเพื่อคุณค่าแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่จะพัฒนาขึ้น โดยระบบควบคุมดังกล่าว มีสมรรถนะในโดเมนเวลา ดังนี้ การผุ่งเกิน $\leq 5\%$ ค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว $\leq 1\%$ และระบบสามารถควบคุมขนาดสูงสุดของการตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนจากภายนอก (การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดต่อร่วม (PCC)) ไม่เกิน $\pm 20\%$
3. ออกแบบและสร้างวงจรกรองสารมอนิกสำหรับแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่จะพัฒนาขึ้น เพื่อกำจัดกระแสสารมอนิกที่จุดต่อร่วม (PCC)

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้แหล่งจ่ายกำลังดีซีต้นแบบ $800 \text{ V}_{dc} 500 \text{ W}$ สำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ เพื่อใช้ในระบบขยายลักษณะคลื่นวิทยุกำลังสูงของเครื่องกำเนิดแสงสยาม
2. ได้องค์ความรู้ในการพัฒนาเทคโนโลยีการสร้างแหล่งจ่ายกำลังดีซี เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบอื่นๆ ของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

1.5 ปริทศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

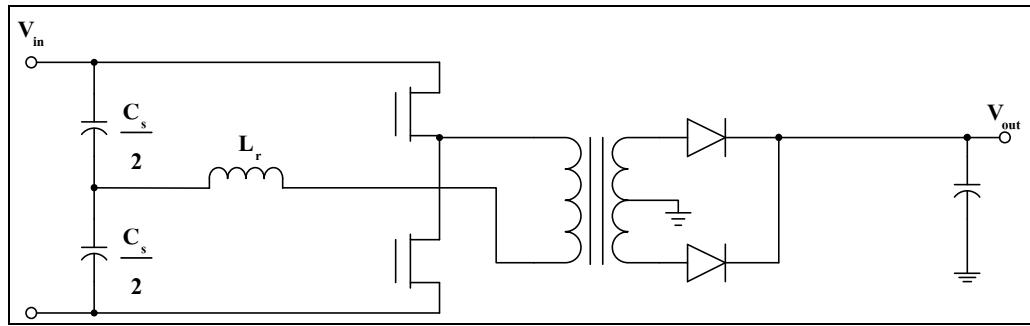
โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่ใช้งานในเครื่องกำเนิดแสงชนิดโกรตرون เป็นแหล่งจ่ายกำลังดีซี และแหล่งจ่ายกำลังพลังความเร็วต่ำ (slow pulse) เมื่อจำแนกตามขนาดพิกัดของกระแสและแรงดัน อาจจำแนกแหล่งจ่ายกำลังดังกล่าวออกเป็น 3 ประเภท (Bryant, 1990) คือ แหล่งจ่ายกำลังประเภทแรงดันสูง-กระแสต่ำ แหล่งจ่ายกำลังประเภทแรงดันต่ำ-กระแสสูง และ แหล่งจ่ายกำลังประเภทแรงดันต่ำมาก-กระแสสูง ตัวอย่างการใช้งานแหล่งจ่ายกำลังแต่ละประเภท ในเครื่องกำเนิดแสงชนิดโกรตرون ได้แสดงไว้ในตารางที่ 1.1 วงจรแปลงผันที่นิยมนำมาออกแบบ

ตารางที่ 1.1 การใช้งานแหล่งจ่ายกำลังในเครื่องกำเนิดแสงชนิดโกรตرون (Bryant, 1990)

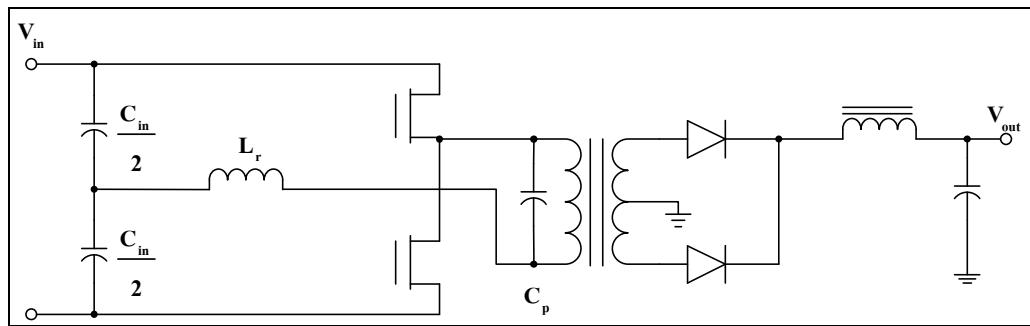
ชนิดของแหล่งจ่ายกำลัง	ระบบที่ใช้งาน
แรงดันสูง-กระแสต่ำ	ระบบ RF
แรงดันต่ำ-กระแสสูง	ระบบแม่เหล็กเลี้ยวเบน
แรงดันต่ำมาก-กระแสสูง	ระบบแม่เหล็กเลี้ยวเบน, ระบบแม่เหล็กแบบตัวนำydยิ่งของเครื่องตรวจจับทางฟิสิกส์

และสร้างเป็นแหล่งจ่ายกำลังดีซี เพื่อจ่ายกำลังให้กับระบบต่าง ๆ ของเครื่องเร่งอนุภาคมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน เช่น วงจรแปลงผันกระแส (current converter) วงจรแปลงผันคงค่ากระแส 3 เฟสและไอดิโอดเรียงกระแส (3 phase current regulator and diode rectifier) วงจรแปลงผันดีซีชอปเปอร์ (chopped d.c. regulator) และวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ (resonant converter) (Bühler, 1990) ในบรรดาวงจรแปลงผันที่กล่าวมาข้างต้น วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์มีโครงสร้างที่ซับซ้อนกว่า วงจรแปลงผันรูปแบบอื่นแต่ก็มีจุดเด่นที่เหมาะสมแก่การประยุกต์เทคนิคการสวิตช์แรงดันสูญญากาศ (ZVS) และการสวิตช์กระแสสูญญากาศ (ZCS) ช่วยลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตชิ่ง ทำให้สามารถใช้งานกับการสวิตช์ที่ความถี่สูง ได้ดี นับถึงปัจจุบันนี้ ได้มีผู้วิจัยนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์อย่างหลากหลาย ดังต่อไปนี้

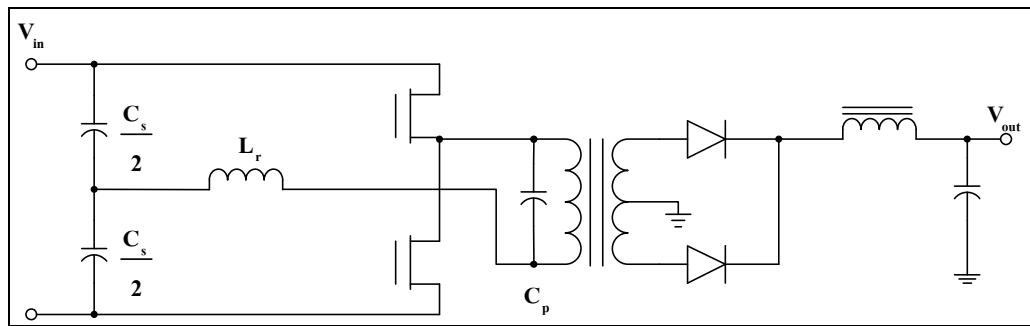
Steigerwald (1988) ได้ศึกษาเบริขบที่ยบคุณสมบัติของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ ชาล์ฟบริดจ์ 1 เฟส 3 ชนิด คือ วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชาล์ฟบริดจ์แบบขนาน และวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม-ขนาน ดังแสดงในรูปที่ 1.2 ถึง 1.4 ผู้วิจัยได้อธิบายถึงคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแต่ละชนิดดังต่อไปนี้ วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรมมีโครงสร้างของวงจรที่ทำให้กระแสของ



รูปที่ 1.2 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม



รูปที่ 1.3 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบบานาน



รูปที่ 1.4 วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม-บานาน

หมายเหตุ : ตัวเก็บประจุ $C_{\text{in}}/2$ ในวงจรรูปที่ 1.3 ทำหน้าที่เฉพาะปรับเรียบแรงดันอินพุต
ส่วนตัวเก็บประจุ $C_s/2$ ในวงจรรูปที่ 1.4 ถูกออกแบบให้ทำหน้าที่เป็นส่วนหนึ่ง
ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไปในตัว

อุปกรณ์สวิตซ์และ โครงข่ายเรโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับ โหลด วงจรแปลงผันชนิดนี้มีจุดด้อยตรงที่ ในสภาวะไร้โหลดแรงดันเอาต์พุตไม่สามารถควบคุมได้ ส่วนวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบบานานต่างจากวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรมตรงที่ แรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้แม้ว่าวงจรทำงานในสภาวะไร้โหลด ค่าอัตราขยายสูงสุดของวงจรเปรียบเท่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) กระแสของอุปกรณ์สวิตซ์และ โครงข่ายเรโซแนนซ์ไม่ขึ้นกับ โหลดส่งผลให้วงจรแปลงผันชนิดนี้มีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำเมื่อจ่ายโหลดน้อยกว่าค่าพิกัด สำหรับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบอนุกรม-บานาน ได้รวมคุณสมบัติเด่นของวงจรแปลงผันทั้งสองแบบที่กล่าวไว้ข้างต้นเข้าด้วยกัน ส่งผลให้วงจรแปลงผันชนิดนี้มีประสิทธิภาพสูงตลอดพิสัยโหลด อีกทั้งยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตลอดพิสัยโหลด เช่นกัน

Bhat and Swamy (1989) ได้ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์แบบบานาน 1 เฟส โดยอาศัยสมการปริภูมิสถานะและพิจารณาเอาต์พุตของวงจรแปลงผันเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ ผู้วิจัยได้สร้างวงจรแปลงผันต้นแบบขนาด $1 \text{ kW } 115 \text{ V}_{dc}$ ทำงานที่ความถี่ 90 kHz ขึ้นมา เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการวิเคราะห์ทางทฤษฎี แรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จากวงจรต้นแบบคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎี 5.8% ขณะทำงานที่โหลดเต็มพิกัด วงจรแปลงผันมีประสิทธิภาพ 93%

Bhat (1993) เสนอวิธีการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบอนุกรมดัดแปลง (modified series resonant converter) 1 เฟส ขนาด 500 W ทำงานที่ความถี่ 100 kHz ผู้วิจัยสรุปว่า ในกรณีที่ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง วงจรแปลงผันชนิดนี้ต้องการการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตซ์ในช่วงที่แคนกว่าเมื่อเทียบกับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์อนุกรมแบบธรรมดาก oy่างไรก็ตาม วงจรแปลงผันแบบอนุกรมดัดแปลงมีข้อด้อยตรงที่แรงดันตกคร่อมไอดิโอดเรียงกระแสด้านเอาต์พุตมีค่าสูงในบางขณะของการทำงาน

Bhat and Zheng (1996) เสนอวิธีการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบอนุกรม-บานาน 3 เฟส ขนาด 500 W ทำงานที่ความถี่ 100 kHz ขณะผู้วิจัยสรุปว่า ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันมีลักษณะล้าหลังครอบคลุมทุกค่า โหลด อุปกรณ์สวิตซ์ทำงานแบบ ZVS และต้องการการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่สวิตซ์ในช่วงแคบ ๆ เพื่อควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตลอดพิสัยโหลด

Bhat (1998) เสนอวิธีการสร้างแบบจำลองของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์โดยใช้แบบจำลองแบบสองทางเข้าออก (two-port model) และทำการวิเคราะห์ด้วยวิธีอนุกรมฟรีเยอร์ ผู้วิจัยให้ความเห็นว่า วิธีการนี้ให้ผลลัพธ์ที่ถูกต้องมากกว่าวิธีการวิเคราะห์ที่พิจารณาเฉพาะส่วนของ

ความถี่หลักมูล โดยผู้วิจัยได้สร้างวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ต้นแบบ 1 เฟส แบบ LCL ทำงานที่ความถี่สวิตซิ่ง 100 kHz เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่ได้นำเสนอ

Suryawanshi and Tarnekar (1998) เสนอวิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ AC-DC 1 เฟส 250 W โดยการออกแบบโครงข่ายเรโซแนนซ์ให้มีโครงสร้างเป็นแบบอนุกรม-ขนาน ดัดแปลง และทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันโดยการพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล จากผลการทดสอบวงจรแปลงผันต้นแบบ คณะผู้วิจัยได้ให้ข้อสรุปไว้ว่า ค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันมีค่าสูงและล้าหลังตลอดพิสัยโหลด โดยขณะทำงานที่โหลดเต็มพิกัดค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันมีค่าเท่ากับ 99.94% เหมาะสำหรับการประยุกต์สร้างเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงแรงดันสูง

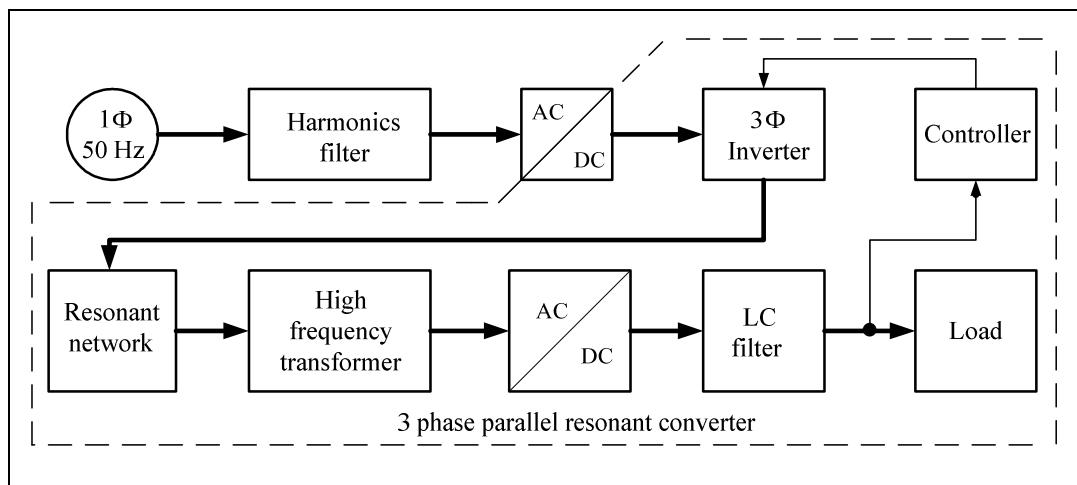
Akre, Egan, and Willers (2000) เสนอการออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบ LCC 3 เฟส การวิเคราะห์วงจรพิจารณากระแสและแรงดันไฟฟ้าความถี่หลักมูล คณะผู้วิจัยได้สร้างวงจรแปลงผันต้นแบบขนาด 1 kW ทำงานที่ความถี่สวิตซิ่ง 100 kHz ขึ้นมา ผลการทดสอบวงจรต้นแบบ สรุปได้ว่า วงจรแปลงผันทำงานในลักษณะ ZVS และต้องการการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่สวิตซิ่งในช่วงแคบ ๆ เพื่อคุณค่าแรงดันเอาต์พุตขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง

Singh, Bachmann, Doradla, Mutschler, and Ghosh (2002) เสนอการวิเคราะห์และสร้างวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชนิด LCLC 1 เฟส ที่มีการคุณค่าแรงดันเอาต์พุตแบบ PWM คณะผู้วิจัยให้ข้อสรุปว่า ในจังหวะนำกระแสอุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรแปลงผันทำงานแบบ ZVS และ ZCS ตลอดพิสัยโหลด แรงดันและกระแสของโครงข่ายเรโซแนนซ์มีรูปร่างใกล้เคียงรูปضايان์แต่มีข้อเสียตรงที่อุปกรณ์ในโครงข่ายเรโซแนนซ์มีความเครียดทางไฟฟ้าค่อนข้างสูง

Tanavade, Suryawanshi, Thakre, and Chaudhari (2005) นำเสนอการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟตรงกำลังสูงขนาด 2.5 kW โดยการประยุกต์ใช้วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบอนุกรม-ขนาน ดัดแปลง 3 เฟส ทำงานที่ความถี่สวิตซิ่ง 290 kHz การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอาศัยอนุกรมฟูเรียร์ และจำลองผลวงจรแปลงผันด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSIM คณะผู้วิจัยได้ให้ข้อสรุปว่า อุปกรณ์สวิตซ์ทำงานในลักษณะ ZVS ตลอดพิสัยของโหลด มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตซ์ต่ำ จึงทำให้วงจรแปลงผันมีประสิทธิภาพสูง

จากการศึกษาที่ได้จากการปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงพิจารณาเลือกแนวทางการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซี ที่มีโครงสร้างหลักเป็นวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขนาน เนื่องจากโครงข่ายเรโซแนนซ์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ชนิดนี้มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และสามารถออกแบบวงจรให้มีค่าอัตราขยายสูง เพื่อช่วยลดอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงความถี่สูงที่ทำหน้าที่กระดับแรงดันเอาต์พุต ผู้วิจัยเลือกใช้

โครงสร้างวงจรแปลงผันเป็นแบบ 3 เฟส เนื่องจากมีข้อดีในด้าน อุปกรณ์สวิตช์ในขณะทำงานมีความเครียดทางไฟฟ้าต่ำกว่าวงจรแปลงผันแบบเฟสเดียว เมื่อพิจารณาที่พิกัดกำลังเอาต์พุตเท่ากัน (Tanavade, Suryawanshi, Thakre, and Chaudhari, 2005) ซึ่งส่งผลให้อุปกรณ์สวิตช์มีโอกาสเสียหายน้อยกว่า โครงสร้างแบบสมบูรณ์ของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ เพื่อนำไปใช้กับระบบขยายสัญญาณวิทยุกำลังสูงของเครื่องกำเนิดแสงสยามที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ แสดงไว้ในแผนภาพล็อกรูปที่ 1.5 ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ วงจรกรองสารมอนิก และวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส (ส่วนที่ล้อมรอบด้วยเส้นประ) สำหรับหลักการทำงานของวงจรแปลงผันชนิดนี้ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3



รูปที่ 1.5 แผนภาพล็อกแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท และ 5 ภาคผนวก บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความสำคัญและที่มาของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย รวมทั้งปริศนาระบบกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของเครื่องกำเนิดแสงสยาม หลักการทำงานของระบบขยายกำลังคลื่นวิทยุความถี่สูงในวงกัดเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม รวมถึงหลักการทำงานพื้นฐานของหลอดเทโทรด

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานของจรวจเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส การวิเคราะห์วงจรเปลี่ยนผันเพื่อหาสมการอัตราขยายและกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ การออกแบบวงจรเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส และการจำลองผลวงจรด้วยโปรแกรม PSIM

บทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างชาร์ดแวร์ของจรวจเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสค้านอินพุต วงจรอินเวอร์เตอร์ โครงข่ายเรโซแนนซ์และ หม้อแปลงความถี่สูง รวมถึงวงจรเรียงกระแสอาต์พุตและวงจรกรองอาต์พุตแบบต่ำผ่าน จากนั้นจึง กล่าวถึงการทดสอบวงจรเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส แบบวงเปิด

บทที่ 5 กล่าวถึงการระบุเอกสารลักษณ์ของจรวจเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส การออกแบบและการอนุมัติตัวควบคุมพีไอ การทดสอบระบบควบคุมแบบวงปิด รวมถึง การออกแบบและสร้างวงจรกรองชาร์มอนิกสำหรับแหล่งจ่ายกำลังดีซี

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีสำหรับ dsPIC30F2020 และ โปรแกรม MATLAB สำหรับระบุเอกสารลักษณ์ของจɂเปลี่ยนเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

ภาคผนวก ข. รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีต้นแบบ

ภาคผนวก ค. ผลการจำลองวงจรกรองชาร์มอนิกแยกทีฟแบบสร้างรูปคลื่น

ภาคผนวก ง. ทบทวนการระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลองกล้องคำเชิงเส้น

ภาคผนวก จ. การเผยแพร่ผลงานวิจัยในขณะศึกษา

บทที่ 2

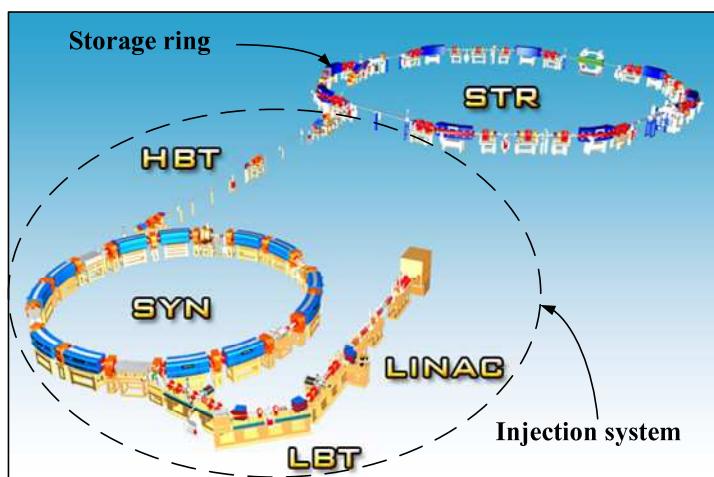
ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องกำเนิดแสงสยาม

2.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงความรู้พื้นฐานและหลักการทำงานโดยสังเขป ของเครื่องกำเนิดแสงสยาม หลักการทำงานพื้นฐานของระบบคลื่นวิทยุความถี่สูงสำหรับใช้ชุดเซลล์พลังงานให้กับอนุภาค อิเล็กตรอน ซึ่งได้สูญเสียพลังงานส่วนหนึ่งไปจากการปลดปล่อยแสงซินโครตรอน สำหรับหัวข้อ สุดท้ายของบทจะกล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของหลอดเทอโทรด

2.2 หลักการทำงานของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

ในปัจจุบันนี้ เครื่องกำเนิดแสงสยาม (Siam Photon Source) ถือเป็นเครื่องเร่งอนุภาค อิเล็กตรอนที่มีขนาดใหญ่ที่สุดในภูมิภาคเอเชียตะวันออกเฉียงใต้ มีศักยภาพในการผลิตแสง ซินโครตรอนที่ค่าพลังงานการกักเก็บอิเล็กตรอน 1.2 GeV โครงสร้างของเครื่องกำเนิดแสงสยาม แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ ระบบอินเจกชัน (injection system) และวงกักเก็บ อนุภาค (storage ring) การทำงานของเครื่องกำเนิดแสงสยามอาจแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง คือ ช่วงบรรจุอิเล็กตรอน ช่วงยกระดับพลังงานอิเล็กตรอน และช่วงกักเก็บอิเล็กตรอน ขณะทำงานในช่วงบรรจุ

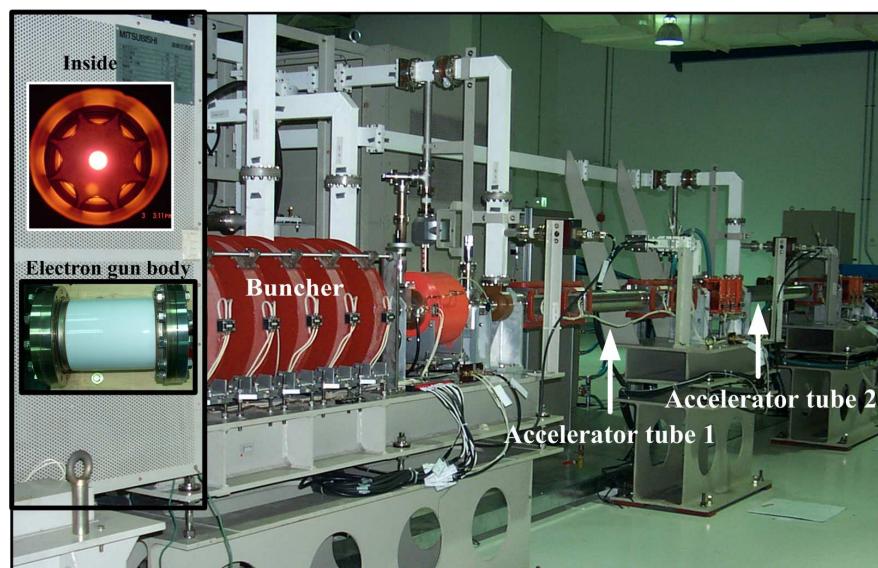


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของเครื่องกำเนิดแสงสยาม (ที่มา : <http://www.slri.or.th>)

อิเล็กตรอน ระบบอินเจกชันของเครื่องกำเนิดแสงสยามจะผลิตและเร่งอนุภาคอิเล็กตรอนให้มี พลังงานถึงระดับ 1.0 GeV จากนั้นจึงลำเลียงไปกักเก็บไว้ในวงกักเก็บอนุภาค จนกระทั่งวงกักเก็บ อนุภาคกักเก็บอิเล็กตรอนได้ตามปริมาณที่ต้องการ ระบบอินเจกชันจึงหยุดทำงาน ขั้นตอนต่อไปจึง เป็นการยกระดับพลังงานของอิเล็กตรอนที่บรรจุอยู่ในวงกักเก็บอนุภาค จาก 1.0 GeV เป็น 1.2 GeV โดยอาศัยเทคนิคการเพิ่มค่าความเข้มสนามแม่เหล็กของระบบแม่เหล็กในวงกักเก็บอนุภาค หลังจากยกระดับพลังงานของอิเล็กตรอนแล้วเสร็จ จึงเข้าสู่ช่วงเวลา กักเก็บอิเล็กตรอนเพื่อผลิต แสงซินโครตรอนให้บริการแก่สถานีทดลองด้านต่าง ๆ ที่ติดตั้งอยู่รอบวงกักเก็บอนุภาคของ เครื่องกำเนิดแสงสยาม

2.2.1 ระบบอินเจกชัน

ระบบอินเจกชันของเครื่องกำเนิดแสงสยามมีหน้าที่ผลิตและเร่งอนุภาคอิเล็กตรอน ให้มีพลังงานที่ระดับ 1.0 GeV ระบบอินเจกชันประกอบไปด้วย เครื่องเร่งอนุภาคแนวตรง (linear accelerator, LINAC) ระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานต่ำ (low energy beam transport line, LBT) เครื่องเร่งอนุภาคแนววนกลม (booster synchrotron, SYN) และระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานสูง (high energy beam transport line, HBT) ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2-2.5 การทำงานของเครื่องกำเนิด แสงสยามเริ่มต้นจากปืนอิเล็กตรอน (electron gun) ซึ่งติดตั้งอยู่ที่ต้นทางของเครื่องเร่งอนุภาค แนวตรง ผลิตอิเล็กตรอนออกมาทุก ๆ 2 วินาที ตามจังหวะพัลส์แรงดันสูงขนาด 100 kV ที่จ่าย ให้กับขั้วแอโนด (anode) และแคทโอด (cathode) ของปืนอิเล็กตรอน อิเล็กตรอนที่ออกมายัง



รูปที่ 2.2 เครื่องเร่งอนุภาคแนวตรงของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

ปืนอิเล็กตรอนจะถูกส่งเข้าสู่ระบบจัดกลุ่ม (buncher) ซึ่งทำหน้าที่จัดระเบียบอิเล็กตรอนให้มีลักษณะเป็นกลุ่มก้อน เพื่อให้เหมาะสมกับการเร่งด้วยคลื่นไนโครเวฟ จากนั้นกลุ่มอิเล็กตรอนที่ออกจากระบบจัดกลุ่มจะถูกส่งเข้าสู่ท่อเร่งอนุภาคแนวตรงท่อที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ขณะเคลื่อนที่ผ่านท่อเร่งอนุภาคแนวตรง อิเล็กตรอนจะถูกเร่งด้วยคลื่นไนโครเวฟความถี่ 2.856 GHz จนกระทั่งมีพลังงานสูงสุดถึง 40 MeV หลังจากผ่านการเร่งด้วยเครื่องเร่งอนุภาคแนวตรง อิเล็กตรอนพลังงาน 40 MeV ถูกลำเลียงผ่านระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานต่อ ซึ่งประกอบด้วย ระบบแม่เหล็กบังคับ ดำเนิน แม่เหล็กเดี่ยวเบน เพื่อนำเข้าสู่เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลมต่อไป เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลมของเครื่องกำเนิดแสงสยามมีขนาดเส้นรอบวง 43.19 เมตร โครงสร้างหลักประกอบด้วย

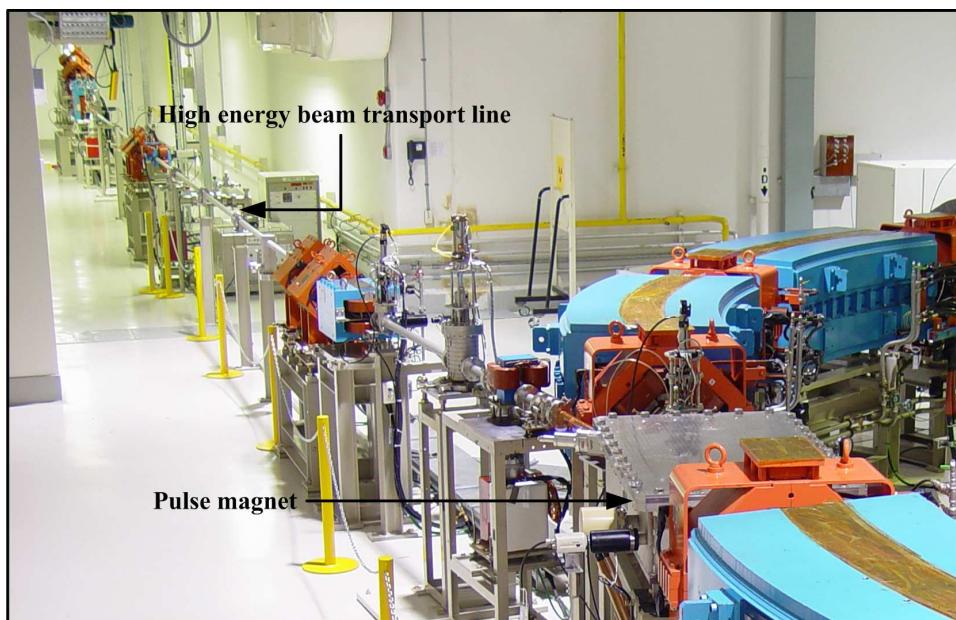


รูปที่ 2.3 ระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานต่อ



รูปที่ 2.4 เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลม

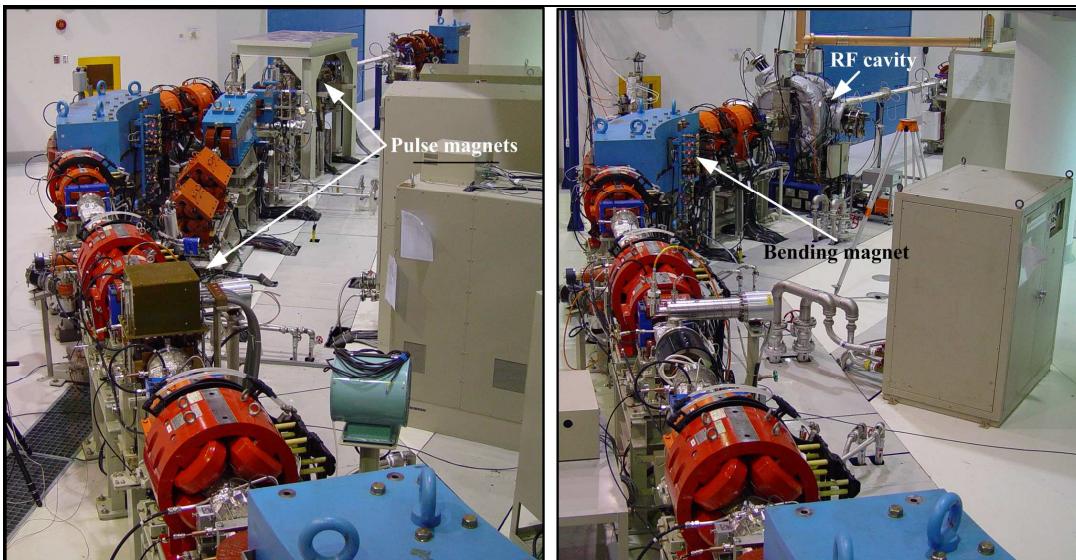
ระบบท่อสุญญาการศรัดบ 10⁻⁸ Torr แม่เหล็กบังคับเลี้ยวเบน แม่เหล็กบังคับขนาดลำอนุภาค แม่เหล็กแบบพัลส์ (pulse magnet) และ ไฟฟาร์อ์เօฟ (RF cavity) ดังรูปที่ 2.4 แม่เหล็กแบบพัลส์ถูกบังคับให้ทำงานในจังหวะที่มีการถ่ายเทอนุภาคอิเล็กตรอนพลังงาน 40 MeV เข้าสู่เครื่องเร่งอนุภาค แนววงกลม เพื่อบิดแนวการเคลื่อนที่ให้สอดคล้องกับการถ่ายของอิเล็กตรอน เมื่อเข้าสู่เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลมอิเล็กตรอนถูกบังคับให้เคลื่อนที่เป็นวงกลม ในแต่ละรอบที่อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ผ่านไฟฟาร์อ์เօฟ อิเล็กตรอนจะถูกเร่งให้มีพลังงานสูงขึ้นด้วยสนามไฟฟ้าจากระบบคลื่นวิทยุความถี่ 118 MHz ในขณะเดียวกันความเข้มของสนามแม่เหล็กบังคับเลี้ยวเบนและแม่เหล็กบังคับขนาดอนุภาคถูกปรับให้สูงขึ้นตามจังหวะการเพิ่มพลังงานของอิเล็กตรอนอย่างเหมาะสม เครื่องเร่งอนุภาคแนววงกลมจะใช้เวลาประมาณ 0.6 วินาที (อิเล็กตรอนถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้าประมาณ 4.17 ล้านครั้ง) ในการเร่งอิเล็กตรอนพลังงาน 40 MeV ให้มีค่าพลังงานเป็น 1.0 GeV และมีความเร็วประมาณ 0.99999986 เท่าของความเร็วแสง (ศูนย์ รักใหม่, 2548) ในจังหวะนี้แม่เหล็กแบบพัลส์จะทำงาน เพื่อถ่ายเทกลุ่มอิเล็กตรอนพลังงาน 1.0 GeV เข้าสู่ระบบลำเลียงอนุภาค พลังงานสูง และลำเลียงไปบรรจุไว้ในวงกักเก็บอนุภาคต่อไป โครงสร้างของระบบลำเลียงอนุภาค พลังงานสูงประกอบด้วย ระบบท่อสุญญาการศรัดบ 10⁻⁸ Torr ระบบแม่เหล็กบังคับเลี้ยวเบน และแม่เหล็กบังคับขนาดอนุภาค มีความยาว 45.94 เมตร ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ระบบลำเลียงอนุภาคพลังงานสูง

2.2.2 วงศ์เก็บอนุภาค

วงกักเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยามมีขนาดเส้นรอบวง 81.30 เมตร โครงสร้างหลัก ประกอบด้วย ระบบท่อสูญญากาศ ระบบแม่เหล็กเลี้ยวเบน ระบบแม่เหล็กบังคับ ลามอุภาคน ระบบแม่เหล็กแบบพัลส์ และ ไฟฟาร์อฟ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.6 ในช่วงเวลาบรรจุ อิเล็กตรอน อิเล็กตรอนพลังงาน 1.0 GeV ถูกลำเลียงเข้าสู่วงกักเก็บอนุภาคทุก 2 วินาที ในจังหวะที่ มีการถ่ายเทอิเล็กตรอนจากระบบลามเลียงอนุภาคพลังงานสูงเข้าสู่วงกักเก็บอนุภาค แม่เหล็กแบบ พัลส์ของวงกักเก็บอนุภาคจะทำหน้าที่บิดแนวการเคลื่อนที่ให้สอดคล้องกับการถ่ายของอิเล็กตรอน ในปัจจุบันนี้ การบรรจุอิเล็กตรอนของเครื่องกำเนิดแสงสยามได้กำหนดกระแสสูงสุดไว้ที่ 150 mA จากนั้นจึงยกระดับพลังงานอิเล็กตรอนจาก 1.0 GeV เป็น 1.2 GeV โดยอาศัยเทคนิคการเพิ่ม ความเข้มสนามแม่เหล็กเลี้ยวเบน และแม่เหล็กบังคับลามอุภาคนของวงกักเก็บอนุภาค อิเล็กตรอน พลังงาน 1.2 GeV ที่ถูกกักเก็บไว้ในวงกักเก็บอนุภาคจะเคลื่อนที่โดยอยู่ในท่อสูญญากาศระดับ 10^{-10} Torr ด้วยความเร็วประมาณ 0.9999999093 เท่าของความเร็วแสง โดยมีระบบแม่เหล็กเลี้ยวเบน ทำหน้าที่บังคับทิศทาง และแม่เหล็กบังคับลามอุภาคนทำหน้าที่บังคับขนาดของลามอิเล็กตรอนไม่ให้ กระจายออกจากแนวเคลื่อนที่ ในขณะเคลื่อนที่ผ่านแม่เหล็กเลี้ยวเบน ลามอิเล็กตรอนจะปลดปล่อย พลังงานออกมายในรูปแสงซินโครตรอน ซึ่งถูกลำเลียงไปยังสถานีทดลองต้านต่างๆ ที่ติดตั้งอยู่รอบ ๆ วงกักเก็บอนุภาค การปลดปล่อยพลังงานออกมายในรูปของแสงซินโครตรอนเป็นเหตุให้อิเล็กตรอน ต้องสูญเสียพลังงานส่วนหนึ่งไป หากไม่มีการชดเชยพลังงานส่วนนี้ก็กลับคืนไห้กับอิเล็กตรอนจะ



รูปที่ 2.6 วงศ์กักเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยาม

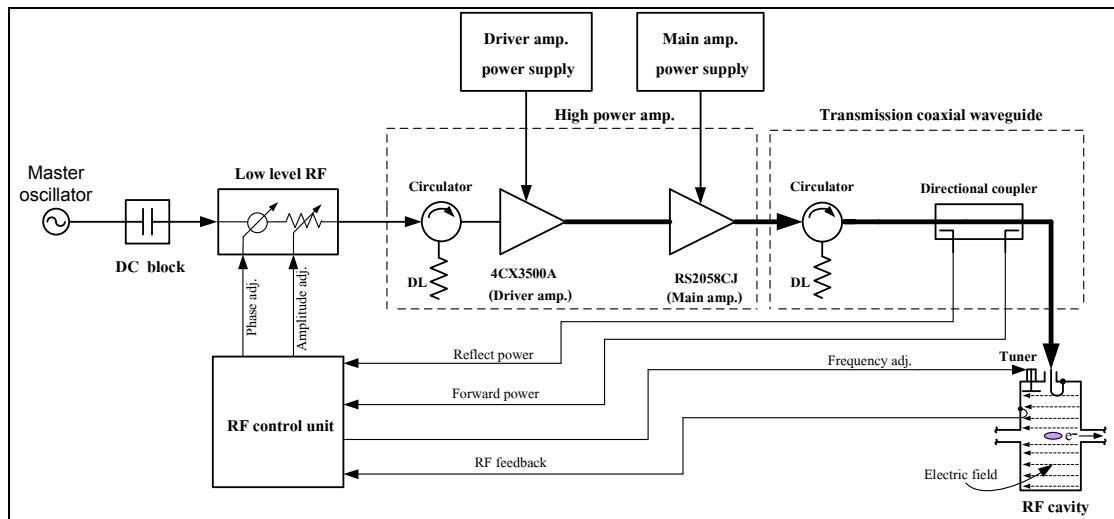
ส่งผลให้รัศมีการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนลดลงจนกระทั่งชนผนังห่อสุญญากาศในที่สุด วงกัดเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยามจึงมีระบบคลื่นวิทยุ 118 MHz สำหรับใช้ในการชดเชยพลังงานให้กับลำอิเล็กตรอน (รายละเอียดของระบบผลิตคลื่นวิทยุจะกล่าวถึงต่อไปในหัวข้อที่ 2.3) คลื่นวิทยุ 118 MHz จะถูกส่งผ่านท่อน้ำคู่ลีนแบนน์แบบแกนร่วมไปยังโพรงอาร์ເອີ້ມ ໃນແຕ່ລະຮອນທີ່ เคลื่อนที่ผ่านโพรงอาร์ເອີ້ມลำอิเล็กตรอนจะได้รับการชดเชยพลังงานจากสนามไฟฟ้ากลับคืนให้สมดุลกับพลังงานที่สูญเสียไปจากการปลดปล่อยแสงซินໂຄຣຕຣອນ ด້ວຍວິທີການດັງກລ່າວ ຈຶ່ງທ່ານີ້ສາມາດຮັກຍາຮະດັບພລັງຈານຂອງລຳອີເລີກຕຣອນທີ່ຖຸກກັກເກີນໄວ້ໃນວັງກັກເກີນອຸນຸປາກໃຫ້ມີຄ່າເທົ່າກັນ 1.2 GeV ອູ່ຕລອດເວລາ ໃນປັງຈຸບັນລຳອີເລີກຕຣອນທີ່ກັກເກີນໄວ້ໃນວັງກັກເກີນອຸນຸປາກຂອງເຄື່ອງກຳນົດ ແສງສຍາມມີຄ່າໜ່ວງໜີວິຕີທີ່ 100 mA ປະມາມ 15 ຊົ່ວໂມງ (ສຕາບັນວິຈີຍແສງຊືນໂຄຣຕຣອນ (ອົງກົດການມາຫັນ), 2552) ສາມາດພລິຕແສງຊືນໂຄຣຕຣອນໄດ້ຕັ້ງແຕ່ຢ່ານຮັງສີອັດຕາໄວໂອເລຕ ຈຶ່ງຢ່ານຮັງສີເອກະພລັງຈານຕໍາ (soft X-rays) ແສງຊືນໂຄຣຕຣອນທີ່ພລິຕໄດ້ຖຸກລຳເລີຍໄປຢັງສຕານີທົດລອງ 3 ສຕານີ ອື່ອສຕານີທົດລອງດ້ານ VUV Photoemission Spectroscopy ສຕານີທົດລອງດ້ານ X-ray Absorption Spectroscopy ແລະ ສຕານີທົດລອງດ້ານ X-ray Lithography (ສຕາບັນວິຈີຍແສງຊືນໂຄຣຕຣອນ (ອົງກົດການມາຫັນ), 2552) ໃນອາຄຸຕສຕາບັນວິຈີຍແສງຊືນໂຄຣຕຣອນ (ອົງກົດການມາຫັນ) ໄດ້ວາງແຜນຕິດຕັ້ງອຸປະກອນແທຣກທີ່ເຮົາກວ່າ “wavelength shifter” ຜົ່ງເປັນແມ່ເໜີກຕ້ວນນໍາວາດຍິ່ງ (superconducting magnet) ດັງຮູບທີ່ 2.7 ເພື່ອເພີ່ມສັກຍາພຂອງເຄື່ອງກຳນົດ ແສງສຍາມໃຫ້ສາມາດພລິຕແສງຊືນໂຄຣຕຣອນໄດ້ດົງຢ່ານຮັງສີເອກະພລັງຈານສູງ (hard X-rays) (Klyubun et al., 2008)



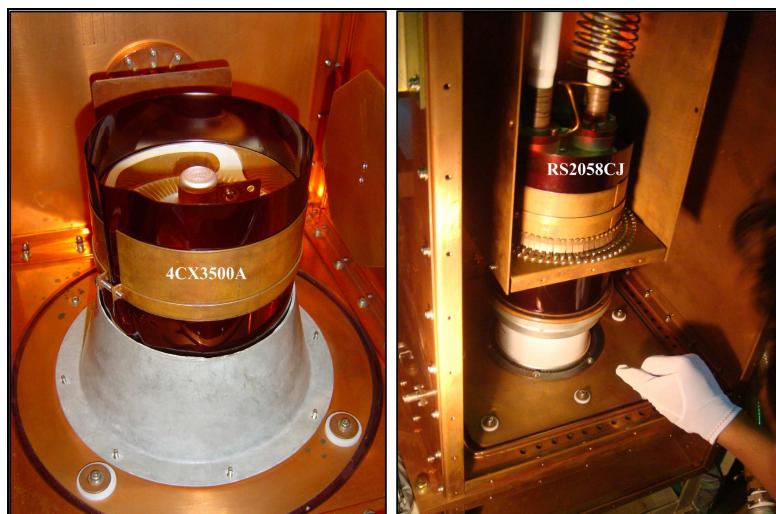
ຮູບທີ່ 2.7 wavelength shifter

2.3 ระบบคลื่นวิทยุของวงกักเก็บอนุภาค

แผนภาพบล็อกระบบผลิตคลื่นวิทยุกำลังสูงความถี่ 118 MHz สำหรับวงกักเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสยามแสดงไว้ในรูปที่ 2.8 การทำงานของระบบเริ่มต้นจากชุดกำเนิดความถี่หลัก (master oscillator) สร้างสัญญาณวิทยุความถี่ 118 MHz ขนาด 1 mW ป้อนให้กับภาค RF กำลังต่ำ (low level RF) ผ่านตัวกันสัญญาณดีซี (DC block) ซึ่งทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้สัญญาณดีซีไหลเข้า



รูปที่ 2.8 แผนภาพบล็อกระบบคลื่นวิทยุของวงกักเก็บอนุภาค

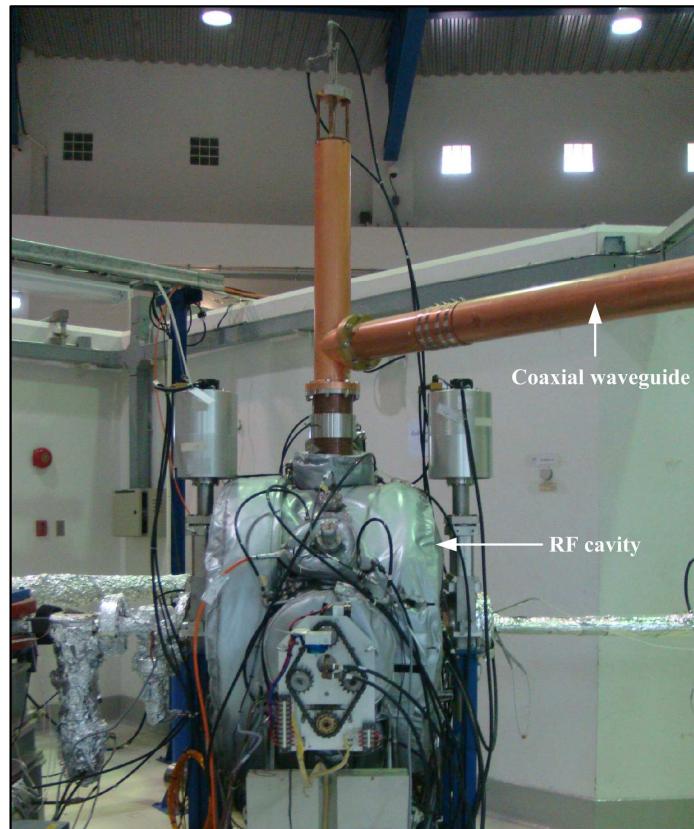


รูปที่ 2.9 หลอดเทอโทรด 4CX3500A (ซ้าย) RS2058CJ (ขวา)

สู่ระบบ หลังจากผ่านภาค RF กำลังต่ำ คลื่นวิทยุความถี่ 118 MHz ถูกป้อนเข้าสู่ภาคขยายกำลังสูง (high power amplifier) ซึ่งใช้หลอดเทโทรด 4CX3500A และหลอดเทโทรด RS2058CJ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.9 เป็นอุปกรณ์ในการขยายสัญญาณ พิกัดแรงดันดีซีบีที่ทำงานสำหรับขั้วคอนโทรลกริด ขั้วสกринกริด และขั้วแอโนนด์ ของหลอดเทโทรดทั้งสอง ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 คลื่นวิทยุ กำลังสูงความถี่ 118 MHz ที่ออกจากการขยายกำลังสูงถูกส่งผ่านท่อน้ำกลีนแบนด์แแกนร่วม (coaxial waveguide) ไปยังไฟฟาร์อ์อีฟ ดังรูปที่ 2.10 เพื่อชดเชยพลังงานให้กับอิเล็กตรอน ซึ่งได้

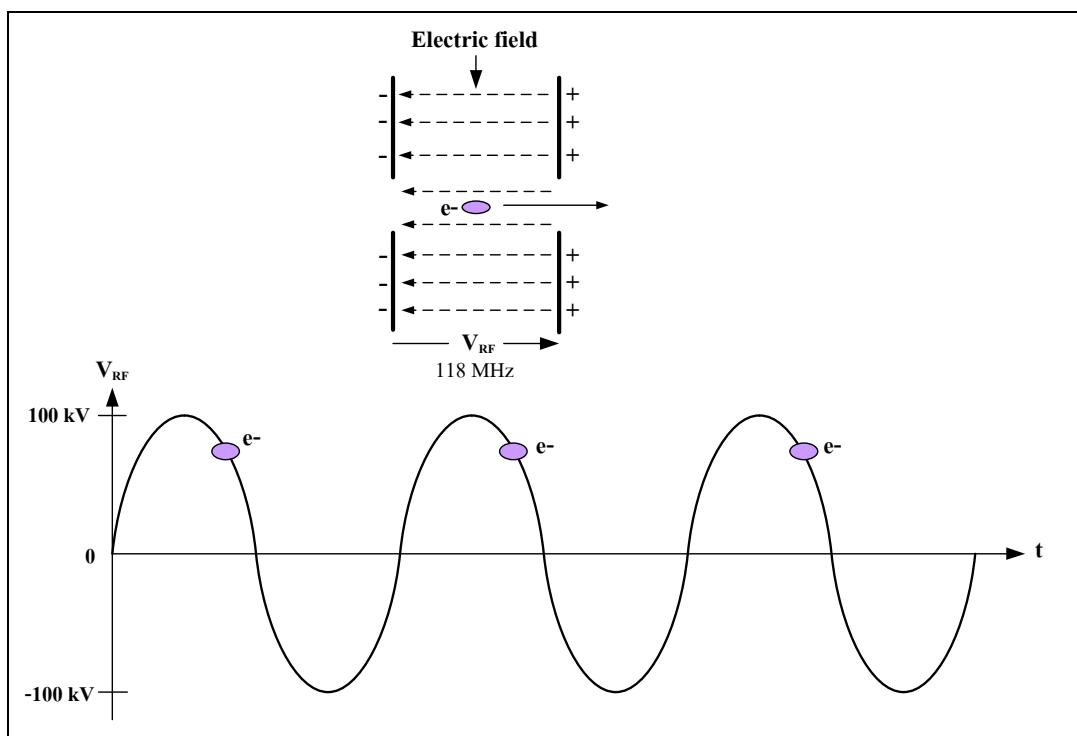
ตารางที่ 2.1 พิกัดแรงดันขั้วคอนโทรลกริด สกринกริด และแอโนนด์ของหลอดเทโทรด

ข้า	4CX3500A	RS2058CJ
คอนโทรลกริด	-100 V _{dc}	-120 V _{dc}
สกринกริด	500 V _{dc}	800 V _{dc}
แอโนนด์	4 kV _{dc}	8 kV _{dc}



รูปที่ 2.10 ไฟฟาร์อ์อีฟของวงกัดเก็บอนุภาค

สัญญาณพลังงานส่วนหนึ่งไปจากการปลดปล่อยแสงซินโครตรอน ระบบผลิตคลื่นวิทยุกำลังสูงในวงกัดเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสามารถออกแบบให้จ่ายกำลังสูงสุดได้ถึง 30 kW เมื่อได้รับการกระตุ้นด้วยคลื่นวิทยุกำลังสูง ไฟฟ้าที่มีความถี่ 118 MHz ขนาด 100 kV ขึ้นมา แรงดันดังกล่าวอาจเรียกว่าแรงดันอาร์เอฟ (RF voltage) สำหรับการใช้พลังงานเคลื่อนที่ผ่านไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในไฟฟ้า แรงดันอาร์เอฟเป็นบวก และได้รับการชดเชยพลังงานกลับคืนจากสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในไฟฟ้า ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 ระบบควบคุมอาร์เอฟ (RF control unit) จะทำหน้าที่ควบคุมขนาดแอมปลิจูด เฟส รวมถึงความถี่ของแรงดันอาร์เอฟให้คงที่อยู่ตลอดเวลา



รูปที่ 2.11 ลักษณะสนามไฟฟ้าในไฟฟ้าที่มีความถี่ 118 MHz

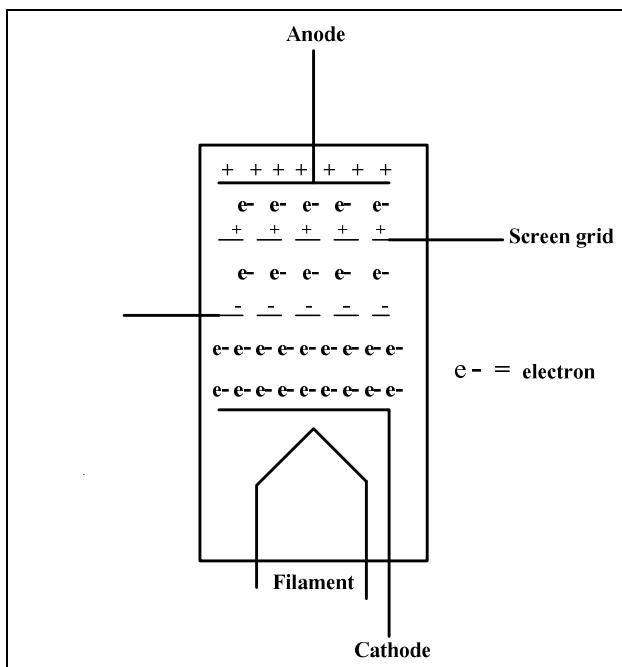
2.4 หลักการทำงานพื้นฐานของหลอดเทโทรด

แม้ว่าในปัจจุบันหลอดสุญญากาศจะถูกนำมาใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปน้อยลงเนื่องจากได้มีการพัฒนาอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำขึ้นมาทดแทน แต่ในระบบที่เกี่ยวข้องกับการขยายคลื่นวิทยุและไมโครเวฟกำลังสูง เช่น ระบบเครื่องส่งวิทยุ ระบบเครื่องส่งโทรทัศน์ ระบบเรดาห์ รวมถึงระบบเครื่องเร่งอนุภาค ยังจำเป็นต้องใช้หลอดสุญญากาศเป็นอุปกรณ์หลักใน

การขยายสัญญาณ สำหรับหลอดสัญญาณที่นิยมนำมาใช้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณวิทยุและไมโครเวฟกำลังสูงในระบบเครื่องเร่งอนุภาค คือ หลอดเทโทรด และไคลสตرون (klystron) หลอดเทโทรดจะใช้สำหรับขยายสัญญาณในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 300 MHz ส่วนไคลสตرونจะใช้สำหรับขยายสัญญาณในย่านความถี่ที่สูงกว่า 300 MHz (Thompson and Dykes, 1994) รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะของไคลสตرونที่ใช้ขยายคลื่นไมโครเวฟ 2.856 GHz ในระบบเครื่องเร่งอนุภาค แนวทางของเครื่องกำเนิดแสงสยาม เนื้อหาในหัวข้อนี้จะอธิบายเฉพาะหลักการทำงานเบื้องต้นของหลอดเทโทรด ซึ่งเกี่ยวข้องกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ หลอดเทโทรดเป็นหลอดสัญญาณที่มี 4 ขั้ว (ไม่นับรวมไส้หลอด (filament) คือ แคนโทค (cathode) คอนโทรลกริด (control grid) สกรีนกริด (screen grid) และแอนโโนด (anode) ดังโครงสร้างเชิงสัญลักษณ์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 หลักการทำงานของหลอดเทโทรดสามารถอธิบายได้ดังนี้ ในเบื้องต้นต้องจ่ายไฟให้กับไส้หลอดเพื่อให้ความร้อนกับขั้วแคนโทค เมื่อแคนโทคได้รับความร้อนจะปลดปล่อยอิเล็กตรอนออกมานอกจากศักย์ไฟฟ้าของ



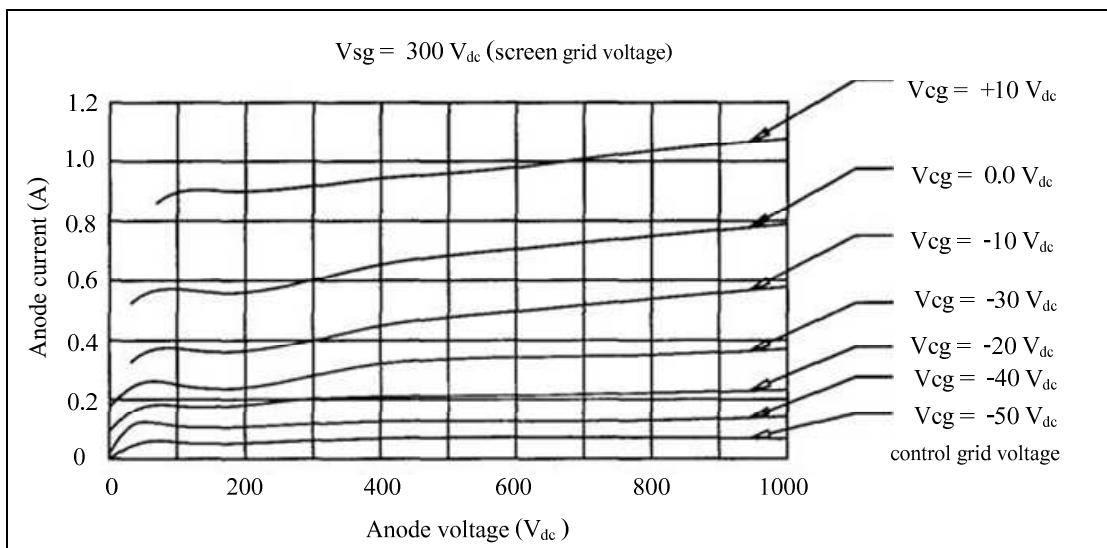
รูปที่ 2.12 ไคลสตرون



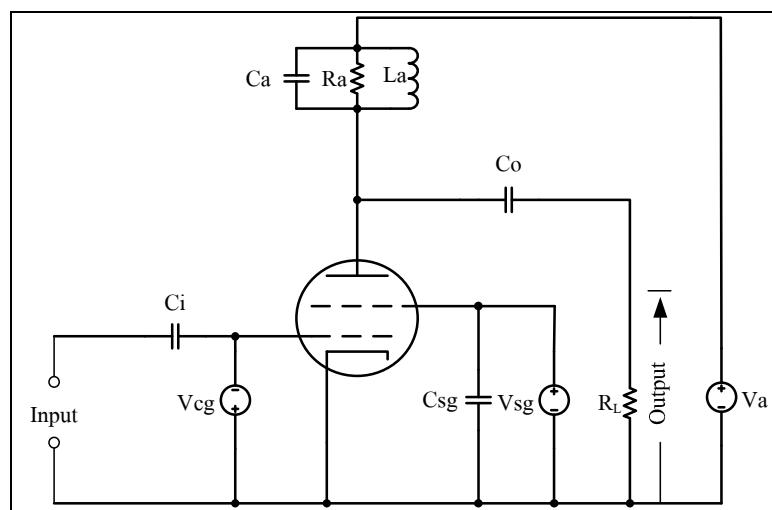
รูปที่ 2.13 โครงสร้างเชิงสัญลักษณ์ของหลอดเทโทรด

ข้อแອโนดเทียบกับขัวแคโทดถูกกำหนดให้เป็นบวก ดังนั้น อิเล็กตรอนที่ถูกปล่อยออกจากขัวแคโทดจะเคลื่อนที่ไปยังขัวแອโนด ปริมาณของอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่ไปยังขัวแອโนดขึ้นอยู่กับศักย์ไฟฟ้าของขัวค่อนโทรลกริด โดยปกติแล้วศักย์ไฟฟ้าของขัวค่อนโทรลกริดเทียบกับขัวแคโทดจะถูกกำหนดให้เป็นลบ ปริมาณของอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่ไปยังแօโนดจะน้อยลงเมื่อศักย์ไฟฟ้าของค่อนโทรลกริดเป็นลบมากขึ้น และในทำนองกลับกันปริมาณอิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่ไปแօโนดจะมากขึ้นเมื่อศักย์ไฟฟ้าที่ค่อนโทรลกริดเป็นลบน้อยลง หรืออาจกล่าวได้ว่ากันนี้มีอิทธิพลต่อการแօโนดของหลอดเทโทรดถูกควบคุมด้วยระดับแรงดันของค่อนโทรลกริดนั่นเอง สำหรับขัวศกรีนกริดซึ่งอยู่ระหว่างขัวค่อนโทรลกริดและแօโนดจะกำหนดให้มีศักย์ไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อเทียบกับแคโทด (แต่มีค่าน้อยกว่าศักย์ไฟฟ้าของแօโนด) มีหน้าที่ป้องกันหรือกีดกันสนามไฟฟ้าระหว่างค่อนโทรลกริดกับแօโนด ช่วยลดค่าของตัวเก็บประจุระหว่างแօโนดกับค่อนโทรลกริดซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการนำไปประยุกต์ใช้ในงานขยายสัญญาณความถี่สูง เนื่องจากสามารถป้องกันการลัดวงจรของสัญญาณเอาต์พุตลงสู่แคโทดได้ นอกจากนี้ ศกรีนกริดยังทำหน้าที่ลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสแօโนดเมื่อค่าแรงดันของขัวแօโนดเปลี่ยนแปลงไป (ยืน ภู่วรรณ, 2544) รูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างกราฟลักษณะสมบัติของหลอดเทโทรด ส่วนรูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างการนำหลอดเทโทรดไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรขยายแบบแคโทดกราวด์ (grounded-cathode tetrode)

ซึ่งสัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าสู่ขั้วคอนโทรลกริดของหลอดเทโทรดผ่านตัวเก็บประจุ C_i ในขณะที่ โหลด R_L รับสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขั้วแอนด์ผ่านทางตัวเก็บประจุ C_o สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงในการนำหลอดเทโทรดไปขยายสัญญาณ คือ กำลังของสัญญาณเอาต์พุตจะอ่อนไหว (sensitive) ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้วสก्रีนกริด ดังนั้น แหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสก्रีนกริดต้องมีสมรรถนะในการคุณค่าแรงดันเป็นอย่างดี (Whitaker, 1999)



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างグラฟลักษณะสมบัติของหลอดเทโทรด (Whitaker, 1999)



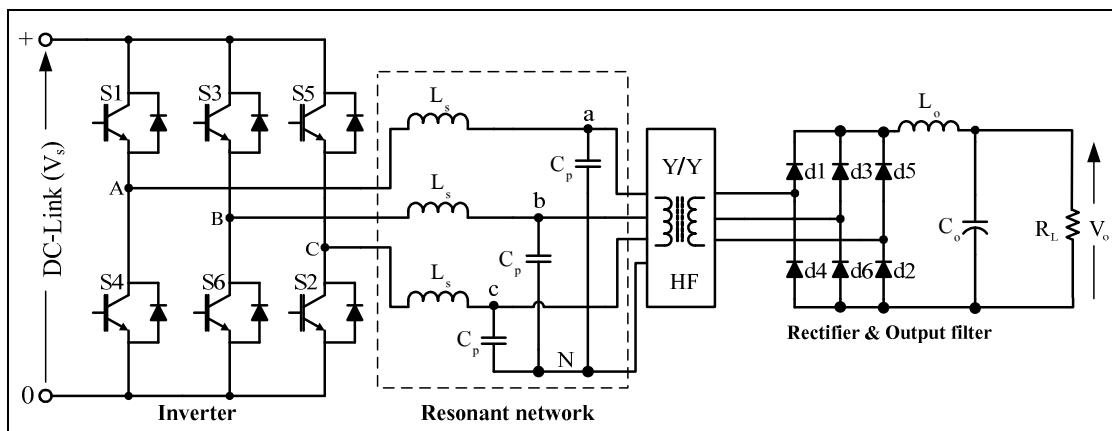
รูปที่ 2.15 วงจรขยายแบบแค�포ดกราวด์

บทที่ 3

การออกแบบและจำลองผลวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

3.1 บทนำ

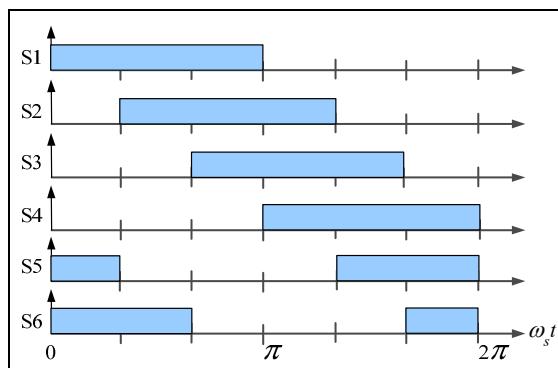
เนื่องจากการพัฒนาเทคโนโลยีแหล่งจ่ายกำลังดีซีในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้พิจารณาเลือกวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่มีโครงสร้างดังแผนภาพวงจรรูปที่ 3.1 สำหรับใช้เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟตรง V_s ขนาด $311 V_{dc}$ จากจุดเชื่อมโถงดีซี (DC link) ให้เป็นแรงดันไฟตรง V_o ขนาด $800 V_{dc}$ เพื่อจ่ายโหลดสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ดังนั้นคุณสมบัติของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่จะพัฒนาขึ้นย่อมขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้ออกแบบไว้อย่างมีนัยสำคัญ เนื่องจากอนต้านของบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงผันชนิดนี้โดยสังเขป จากนั้นจะอธิบายถึงวิธีการหากราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ การออกแบบวงจร โดยอาศัยข้อมูลที่ได้จากการไฟล์กราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ และหัวข้อสุดท้ายจะนำเสนอการจำลองผลการทำงานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้ออกแบบไว้ โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป PSIM เพื่อตรวจสอบความถูกต้องก่อนที่จะดำเนินการสร้างอาร์ดแวร์ของวงจรต่อไป



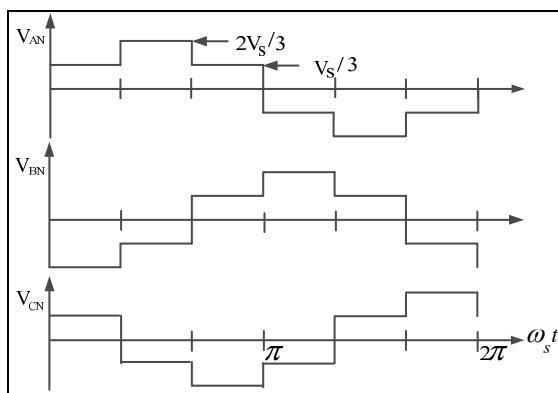
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

3.2 หลักการทำงานของจระปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

สำหรับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มีโครงสร้างของวงจรกำลัง ประกอบด้วยวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โครงข่ายเรโซแนนซ์ หม้อแปลงความถี่สูง วงจรเรียงกระแส วงจรกรองแรงดันเอาต์พุตและโหลด ตามลำดับ หลักการทำงานของวงจรแปลงผันเริ่มต้นจากการฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตชิ่งจำนวน 6 ตัว (S1-S6) รับแรงดันอินพุตไฟตรง (V_s) จากจุดเชื่อม โโยงดีซีเข้ามา และทำการแปลงเป็นไฟสลับความถี่สูง 3 เฟส โดยอาศัยหลักการบังคับให้อุปกรณ์สวิตชิ่งแต่ละตัวนำกระแสคงที่ 180° ตามจังหวะเวลาที่เหมาะสม ดังแสดงด้วยแผนที่ในรูปที่ 3.2 การทำงานของอุปกรณ์สวิตชิ่งในลักษณะนี้ทำให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะเป็นแบบ 6 ขั้น (six steps) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 แรงดันเอาต์พุตจาก



รูปที่ 3.2 ช่วงการนำกระแสของสวิตช์ S1-S6



รูปที่ 3.3 แรงดันไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์จะถูกป้อนเข้าสู่โครงข่ายเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส โดยแต่ละเฟส ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s และตัวเก็บประจุ C_p ซึ่งทำหน้าที่สมมูลวงจรกรองที่ยอมให้ไฟฟ้าสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ผ่านไปได้ ดังนั้น กระแสและแรงดันที่ออกจากโครงข่ายเรโซแนนซ์จึงมีลักษณะเป็นรูปคลื่นซายน์ มีขนาดแอมเพลิจูดขึ้นอยู่กับค่าความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากโครงข่ายเรโซแนนซ์จะถูกป้อนเข้าสู่หม้อแปลงความถี่สูง 3 เฟส ที่มีการต่อขดลวดแบบ Y/Y หม้อแปลงดังกล่าวจะมีหน้าที่แยกโหมดทางไฟฟ้าและปรับระดับแรงดันไฟฟ้าตามความถี่สูงให้เหมาะสมกับความต้องการของโหลด แรงดันไฟฟ้าและปรับระดับแรงดันไฟฟ้าตามความถี่สูงที่ออกจากด้านทุกดิจัมิของหม้อแปลง ถูกแปลงเป็นแรงดันไฟตรงโดยชุดไอโอดิเรย়งกระแสฟลูบอริดจ์ 3 เฟส อย่างไรก็ตามคุณภาพของแรงดันไฟตรงที่ออกจากชุดเรียงกระแสยังไม่ดีพอที่จะจ่ายให้กับโหลด เนื่องจากยังคงเป็นแรงดันไฟตรงที่มีการกระเพื่อมอยู่ดังนั้นจำเป็นต้องมีวงจรกรองต่ำผ่าน ซึ่งมีโครงสร้างประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_o และตัวเก็บประจุ C_o ทำหน้าที่ปรับเรียบแรงดันเอาต์พุตก่อนที่จะจ่ายให้กับโหลดต่อไป

จากหลักการทำงานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น หากพิจารณาโครงสร้างของวงจรแปลงผันเฉพาะส่วนของหม้อแปลงความถี่สูงไปยังโหลด อาจสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันดีซีเอาต์พุตที่โหลดเป็นผลที่ได้มาจากการเรียงกระแสไฟฟ้าตามความถี่สูง 3 เฟส ที่มีแอมเพลิจูดขึ้นอยู่กับค่าความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ ด้วยเหตุนี้ จึงอนุมานได้ว่าระดับแรงดันดีซีเอาต์พุตที่โหลดย่อมขึ้นอยู่กับค่าความถี่สวิตชิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยเห็นกัน ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนจากการฟลักชันจะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผัน ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

3.3 กราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

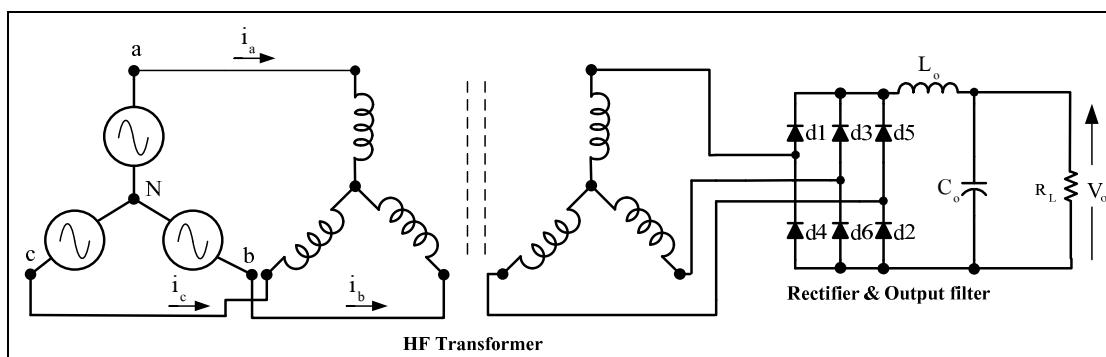
หัวข้อนี้เป็นการอธิบายรายละเอียดการหากราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ซึ่งเป็นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยาย (M) ความถี่นอร์มัลไอลซ์ (F) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรแปลงผัน ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะถูกนำไปใช้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจรแปลงผันต่อไป การวิเคราะห์กราฟลักษณะคุณสมบัติทางความถี่จะดำเนินการภายใต้เงื่อนไขที่ Bhat and Zheng (1998) ได้นำเสนอไว้ใน การวิเคราะห์วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบอนุกรม-บานาน 3 เฟส ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตชิ่งและไอโอดิเรย়งกระแสนำกระแสเมื่อค่าเป็นศูนย์
2. สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) และค่าความเหนี่ยวนำสร้างสนามแม่เหล็ก (magnetizing inductance) ของหม้อแปลงความถี่สูงได้

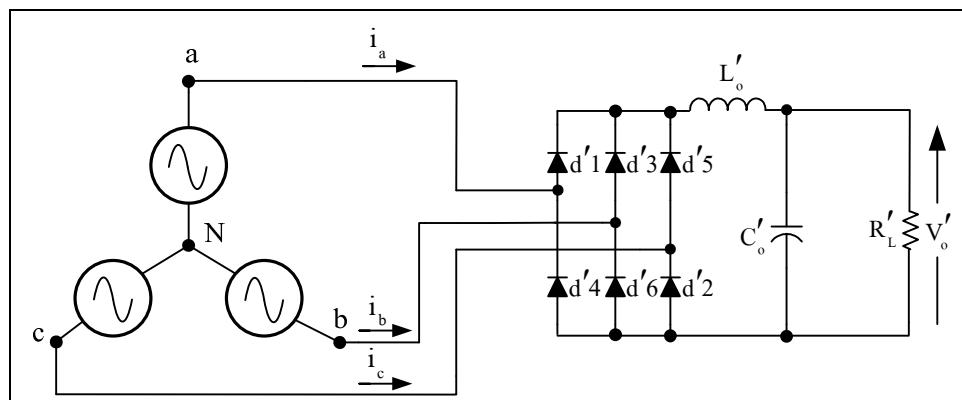
3. ค่าความหนื้นทวนนำของตัวหนีทวนนำ L_o ในวงจรกรองแรงดันเอาร์พุตมีค่าสูงพอ ทำให้สามารถพิจารณาเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้

4. พิจารณากระแสและแรงดันด้านเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไฟฟ้าของคู่ประกอบหลักมูลและอยู่ในสภาวะสมดุล

เมื่อพิจารณาแผนภาพวงจรดังรูปที่ 3.1 ภายใต้เงื่อนไขข้อที่ 4 สามารถเขียนแผนภาพวงจรสมมูลของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส เลี้ยงส่วนของหม้อแปลงความถี่สูงไปยังโหลดได้ดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้การวิเคราะห์วงจรสามารถทำได้ง่ายยิ่งขึ้น จึงข้ายกวงจรได้โดย เรียงกระแสฟูลบริดจ์ วงจรกรองตัวผ่านและโหลดมาพิจารณาทางด้านปั๊มน้ำมีของหม้อแปลงความถี่สูง

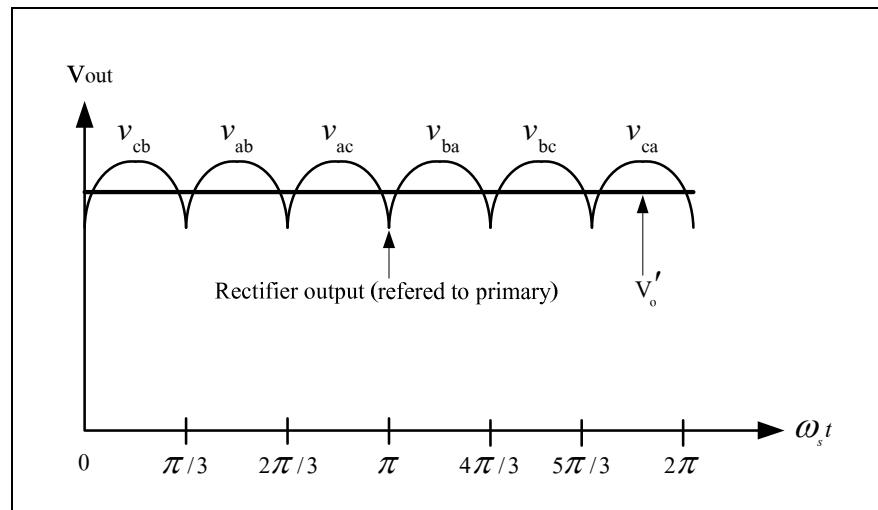


รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส
(พิจารณาจากข้อเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไปยังโหลด)



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลด้านปั๊มน้ำมีของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส
(พิจารณาจากข้อเอาร์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ไปยังโหลด)

ดังแสดงด้วยแผนภาพของรสมูลในรูปที่ 3.5 จากรูปดังกล่าว จะเห็นว่าด้านอินพุตของวงจรไดโอดเรียงกระแสฟูลบิริดจ์ต่อเข้าโดยตรงกับแหล่งจ่ายไฟสลับสามเฟสความถี่สูง ดังนั้น ลักษณะของแรงดันไฟตรงที่ออกจากการไดโอดเรียงกระแสและแรงดันดีซีเอาต์พุตที่โหลด (V'_o) ของวงจรสมมูลด้านปฐมภูมิ จึงมีลักษณะดังแสดงด้วยรูปคลื่นในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แรงดันไฟตรงที่ออกจากการไดโอดเรียงกระแสและแรงดันดีซีเอาต์พุตที่โหลดของวงจรสมมูลด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 3.6 สามารถคำนวณหาค่าระดับแรงดันดีซีเอาต์พุต V'_o ซึ่งเป็นแรงดันดีซีที่โหลดเมื่อย้ายมาพิจารณาทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง ได้จากสมการ (3.1)

$$V'_o = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2} V_{ab} \sin(\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (3.1)$$

จะได้

$$V'_o = \frac{3\sqrt{2} V_{ab}}{\pi} \quad (3.2)$$

อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (3.2) สามารถคำนวณหาค่าแรงดันอาร์เอมเอกสาระห่างข้าว a-b (V_{ab}) ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ ได้จากสมการ (3.3)

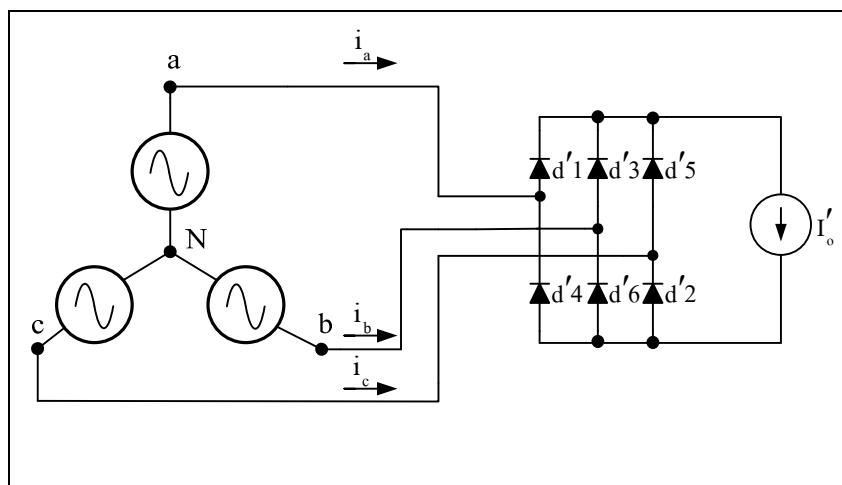
$$V_{ab} = \frac{\pi V'_o}{3\sqrt{2}} \quad (3.3)$$

และสามารถคำนวณหาค่าแรงดันอาร์เอมเอกสาระห่างข้าว a-N (V_{aN}) ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ ได้จากสมการ (3.4)

$$V_{aN} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \quad (3.4)$$

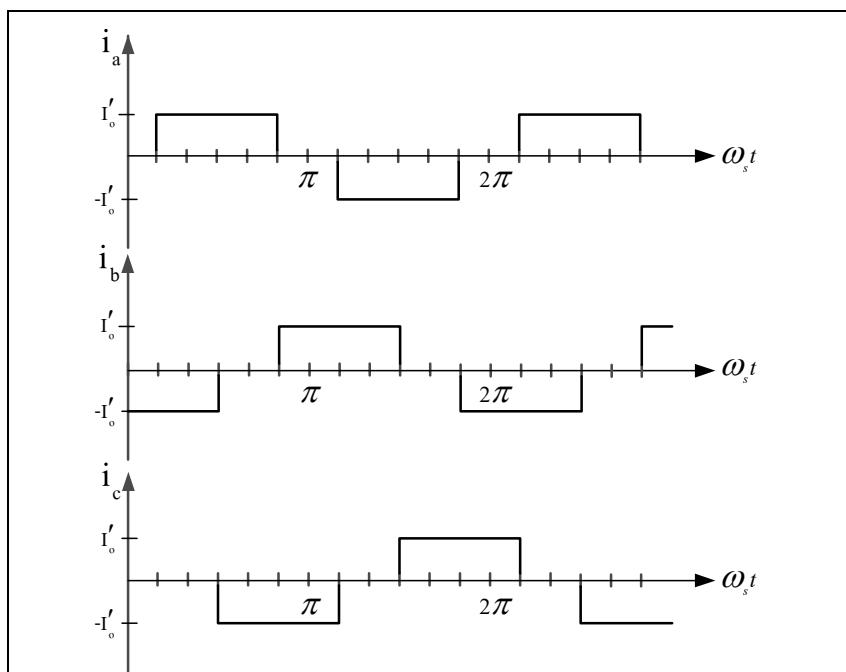
นำ V_{ab} จากสมการ (3.3) แทนลงในสมการ (3.4) จะได้

$$V_{aN} = \frac{\pi V'_o}{3\sqrt{6}} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลเมื่อแทนที่วงจรกรองต่ำผ่านและโหลดด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่

พิจารณาวงจรสมมูลรูปที่ 3.5 เมื่อค่าความหนี่ยานำ L'_o มีค่าสูงเพียงพอ จึงสามารถแทนที่วงจรกรองต่ำผ่านและโหลดด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I'_o ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.7 ได้ ในการนี้กระแสออกของวงจรได้โดยเรียงกระแสฟลูบอร์ดสามารถประมาณเป็น quasi-square-wave ที่มีแอนพลิจูดเท่ากับ I'_o ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และจากเงื่อนไขการสมดุลไฟฟ้า จึงพิจารณากระแส各 ดังกล่าวเฉพาะไฟฟ้า i_a ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรีย์ได้ ดังสมการ (3.6) (Batarseh, 2004)



รูปที่ 3.8 กระแสอินพุตของวงจรไดโอดเรียงกระแสเมื่อย้ายมาพิจารณาด้านปั๊มน้ำ

$$i_a(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I'_o}{n\pi} \cos(n\pi/6) \sin(n\omega_s t) \quad (3.6)$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลของกระแส i_a จะได้ว่า

$$i_{al}(t) = \frac{4I'_o}{\pi} \cos(\pi/6) \sin(\omega_s t) \quad (3.7)$$

$$i_{al}(t) = \frac{2\sqrt{3}I'_o}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (3.8)$$

ดังนั้น ค่ากระแสอินพุตอาร์เอ็มເອສັບສົນ A ของวงจรໄດ້ໂອດເຮີຍກະແສເມື່ອຢ້າຍມາພິຈາລະາທາງດ້ານປັບປຸງນົມຂອງໜ້າແປລັງຄວາມຄືສູງ ຕາມຮຽນຮາໄດ້ຈາກສາມາດ (3.9) ທີ່ມີຄ່າເທົ່າກັນກະແສອາර์ເອັມເອສທີ່ໄຫລອອກຈາກຂໍ້າ a ຂອງໂຄຮັງຂ່າຍເຣໂໂຈແນນໜັ້ນເອງ

$$I_a = \frac{2\sqrt{3}I'_o}{\pi\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}I'_o}{\pi} \quad (3.9)$$

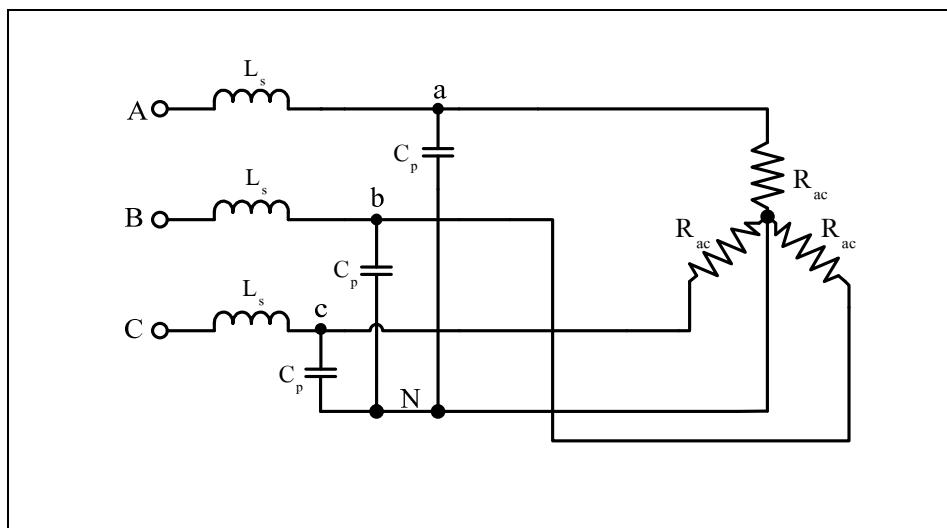
ອາສີຄວາມສັມພັນຂ່າຍ ສາມາດ (3.5) ແລະ ສາມາດ (3.9) ເພື່ອຄຳນວນຫາຄ່າຄວາມຕ້ານທານໄຟສລັບເຖິງເທົ່າທີ່ປາກຄູຮະຫວ່າງຂໍ້າ a-N ($R_{ac(a)}$) ຂອງວັງຈານສາມມຸລໃນຮູບທີ່ 3.5 ໄດ້ຈາກສາມາດ (3.10)

$$R_{ac(a)} = \frac{V_{aN}}{I_a} = \frac{\pi^2 V'_o}{18 I'_o} \quad (3.10)$$

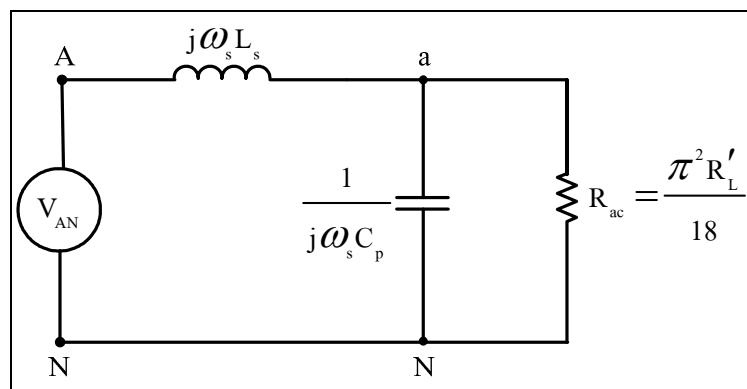
ຈາກສາມາດ (3.10) ພາກກຳຫົວດ້ວຍ $\frac{V'_o}{I'_o} \cong R'_L$ ຈະໄດ້

$$R_{ac(a)} = \frac{\pi^2 R'_L}{18} \quad (3.11)$$

ທີ່ນີ້ ຈາກເຈື່ອນໄປສາວະສົມຄຸດ ຄວາມຕ້ານທານໄຟສລັບເຖິງເທົ່າທີ່ປາກຄູຮະຫວ່າງຂໍ້າ b-N ຫຼື c-N ຕາມແຜນວັງຈານຮູບທີ່ 3.5 ຢ່ອມມີຄ່າເທົ່າກັນ $R_{ac(a)}$ ດ້ວຍເຫັນກັນ ດັ່ງນັ້ນ ຈຶ່ງກຳຫົວດ້ວຍ $R_{ac(a)} = R_{ac(b)} = R_{ac(c)} = R_{ac}$ ແລະເມື່ອພິຈາລະາແຜນກາພວງຈານຮູບທີ່ 3.1 ຈະເຫັນວ່າ ຫຼື້ a-N b-N ແລະ c-N ເປັນຫຼືເອົາຕີພຸດຂອງໂຄຮັງຂ່າຍເຣໂໂຈແນນໜັ້ນເຖິງກັບຈຸດຕ່ອງຮ່ວມ N ດັ່ງນັ້ນ ຈຶ່ງສາມາດເຂີນວັງຈານສາມມຸລໄຟສລັບ 3 ເຟສ ແລະ ວັງຈານສາມມຸລໄຟສລັບຕ່ອ຅ຟສ (ເຟສ A) ຂອງວັງຈານແປລັງຜົນເຣໂໂຈແນນໜັ້ນແບບໜານ 3 ເຟສ ເມື່ອຄິດເລັກພະສ່ວນຂອງໂຄຮັງຂ່າຍເຣໂໂຈແນນໜັ້ນໄປຢັງໂຫລດໄດ້ ດັ່ງແຜນກາພວງຈານຮູບທີ່ 3.9 ແລະ ຮູບທີ່ 3.10 ຕາມລຳດັບ



รูปที่ 3.9 วงจรสามมุลไฟฟ้าลับ 3 เฟส



รูปที่ 3.10 วงจรสามมุลไฟฟ้าลับต่อเฟส

เนื่องจากแรงดันเฟสอินพุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์มีลักษณะเป็นสัญญาณแรงดัน 6 ชั้น ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่แรงดันเฟส A (v_{AN}) สามารถเขียนอยู่ในรูปอนุกรมพูเดียร์ได้ตามสมการ (3.12) (Bhat, 1996)

$$v_{AN}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin(n\omega_s t) \quad (3.12)$$

และเมื่อพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{AN} จะได้

$$v_{AN1}(t) = \frac{2V_s}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (3.13)$$

ดังนั้น สามารถหาค่าแรงดันอินพุตอาร์เอ็มเอส เฟส A ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ได้จากสมการ (3.14)

$$V_{AN} = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = \frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \quad (3.14)$$

หรือ ในทางกลับกัน จะได้

$$V_s = \frac{\pi V_{AN}}{\sqrt{2}} \quad (3.15)$$

หากกำหนดให้อัตราขยายของจรรยาบงั่นเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส (M) มีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างแรงดันดิซีเอาต์พุทที่โหลดซึ่งข่ายมาข้างด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (V_o') ต่อแรงดันไฟตรงที่จุดเชื่อมโยงดิซี (V_s) ดังสมการ (3.16)

$$M = \frac{V_o'}{V_s} \quad (3.16)$$

ดังนั้น เมื่อนำ V_o' และ V_s ที่ได้จากความสัมพันธ์ตามสมการ (3.5) และ (3.15) แทนลงในสมการ (3.16) จะได้

$$M = \frac{6\sqrt{3}V_{aN}}{\pi^2 V_{AN}} \quad (3.17)$$

เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรแปลงผัน ดังรูปที่ 3.10 สามารถหาอัตราส่วนระหว่างแรงดันที่ขึ้น a-N และ AN ได้จากความสัมพันธ์ตามสมการ (3.18) และ (3.19) ตามลำดับ

$$\frac{V_{aN}}{V_{AN}}(j\omega_s) = \frac{1}{1 - \omega_s^2 L_s C_p + j \left[\frac{\omega_s L_s}{R_{ac}} \right]} = \frac{1}{1 - \omega_s^2 L_s C_p + j \left[\frac{18\omega_s L_s}{\pi^2 R'_L} \right]} \quad (3.18)$$

$$\frac{V_{aN}}{V_{AN}}(j\omega_s) = \frac{\pi^2}{\pi^2 - \pi^2 \omega_s^2 L_s C_p + j \left[\frac{18\omega_s L_s}{R'_L} \right]} = \frac{\pi^2}{\pi^2 - \pi^2 F^2 + j \left[\frac{18F}{Q} \right]} \quad (3.19)$$

และสามารถหาขนาดของอัตราส่วน V_{aN}/V_{AN} ได้จากสมการ (3.20)

$$\left| \frac{V_{aN}}{V_{AN}} \right| = \frac{\pi^2}{\left[(\pi^2 - \pi^2 F^2)^2 + \left(\frac{18F}{Q} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.20)$$

นำขนาดของอัตราส่วน V_{aN}/V_{AN} จากสมการ (3.20) ไปแทนลงในสมการ (3.17) จะได้อัตราขยายของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ดังสมการ (3.21)

$$M = \frac{6\sqrt{3}}{\left[(\pi^2 - \pi^2 F^2)^2 + \left(\frac{18F}{Q} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.21)$$

เมื่อ ω_s คือ ค่าความถี่สวิตชิ่งมูนของอินเวอร์เตอร์ (rad/s)

ω_r คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์เชิงมูนของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (rad/s)

F คือ อัตราส่วน ω_s/ω_r

Q กือ ตัวประกอบคุณภาพ

$$\text{ที่ } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (3.22)$$

$$Q = \frac{R'_L}{\omega_r L_s} \quad (3.23)$$

$$R'_L = N^2 R_L \quad (3.24)$$

$$V'_o = N V_o \quad (3.25)$$

เมื่อ R_L กือ โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผัน (Ω)
 V_o กือ แรงดันดิซีอาต์พุตที่โหลด (โวลต์)
 N กือ อัตราส่วนจำนวนรอบของคลาดปั๊มภูมิต่อทุกค่าปั๊มของหนึ่งอปอล์ฟความถี่สูง

การวิเคราะห์เพื่อหาความสัมพันธ์แสดงอัตราขยายของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นนี้ อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ละเอียดของความเห็นว่าร่วงไฟลของหนึ่งอปอล์ฟความถี่สูง อย่างไรก็ตาม ถ้าหากความเห็นว่าร่วงไฟลของหนึ่งอปอล์ฟความถี่สูงเกินกว่าที่จะละเอียดในกรณีเช่นนี้ สามารถนำความเห็นว่าร่วงไฟลของหนึ่งอปอล์ฟมาใช้ประโยชน์เป็นส่วนหนึ่งของโครงข่ายเรโซแนนซ์ได้ โดยการออกแบบโครงสร้างของวงจรแปลงผันให้ตัวเก็บประจุ C_p ต่ออยู่ทางด้านทุกค่าปั๊มของหนึ่งอปอล์ฟความถี่สูง ดังแผนภาพวงจรในรูปที่ 3.11 ส่วนรูปที่ 3.12 แสดงวงจรสมมูลต่อเฟส เมื่อย้ายมาด้านปั๊มของวงจรแปลงผันดังกล่าว จะชี้ตัวประกอบคุณภาพและความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสามารถหาได้จากสมการ (3.26) และสมการ (3.27) ตามลำดับ ในกรณีที่สร้างขึ้นเป็นวงจรแปลงผันซึ่งทำหน้าที่กระดับแรงดัน ตัวเก็บประจุ C_p ที่นำมาใช้ในกรณีตามรูปที่ 3.11 ต้องมีพิกัดแรงดันที่สูงกว่าตัวเก็บประจุ C_p ของวงจรตามโครงสร้างในรูปที่ 3.1

$$Q = \frac{R'_L}{\omega_r L_{eq}} \quad (3.26)$$

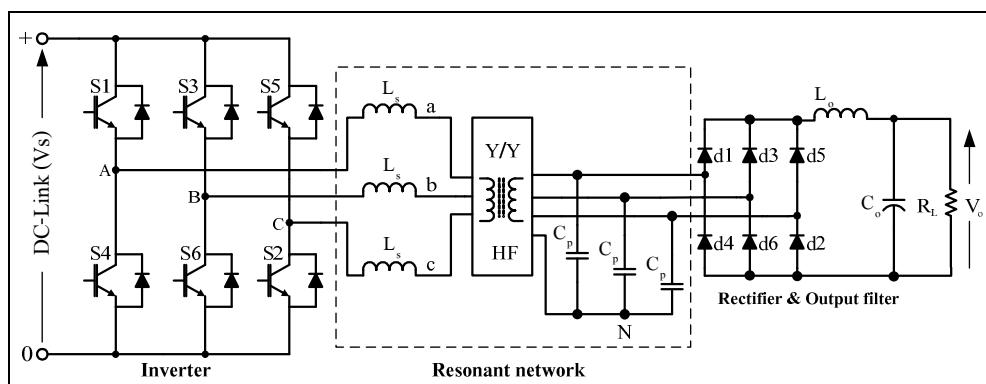
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C'_p}} \quad (3.27)$$

$$L_{eq} = L_s + l_p + l'_s \quad (3.28)$$

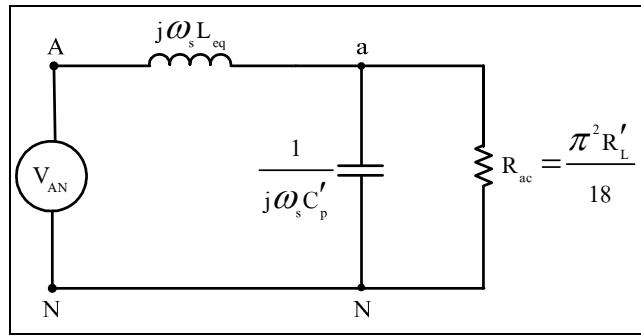
$$C'_p = \frac{C_p}{N^2} \quad (3.29)$$

$$l'_s = N^2 l_s \quad (3.30)$$

เมื่อ L_{eq} คือ ความหนาแน่นนำอนุกรมเทียบเท่าของ โครงข่ายเรโซนэнซ์ (Henry)
 l_p คือ ความหนาแน่นร้าวไฟลต์อเฟสของชุดหัวดีปั๊มภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (Henry)
 l_s คือ ความหนาแน่นร้าวไฟลต์อเฟสของชุดหัวดูดภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (Henry)
 N คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของชุดหัวดีปั๊มภูมิต่อหัวดูดภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

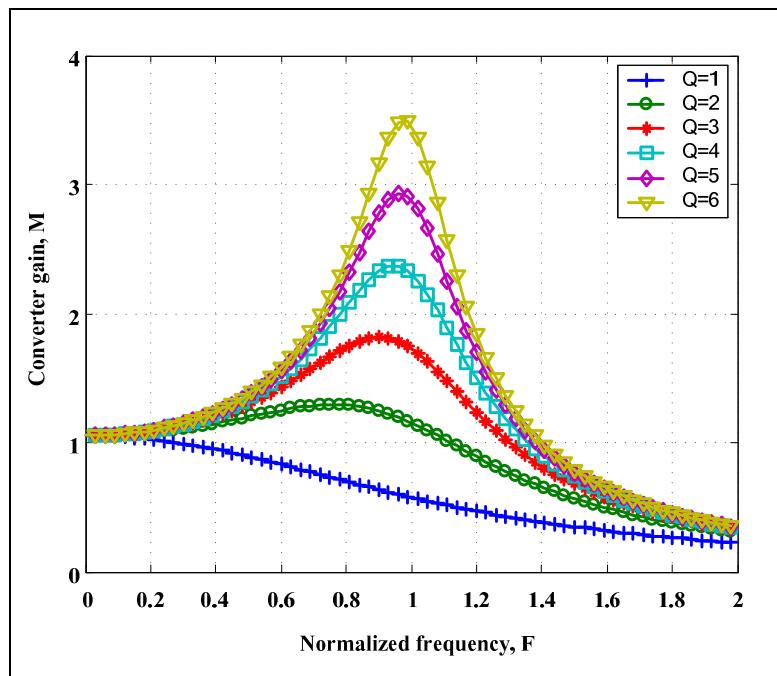


รูปที่ 3.11 โครงสร้างของวงจรแปลงผันเรโซนэнซ์แบบบานาน 3 เฟส กรณีที่รวมความหนาแน่นร้าวไฟลต์ของหม้อแปลงความถี่สูงเข้าเป็นส่วนหนึ่งของโครงข่ายเรโซนэнซ์



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลต่อเฟส (เฟส A) เมื่อข้ามมาด้านปัจจุบัน กรณีที่รวมความหนาแน่นยานนำร่องไว้ในของหม้อแปลงความถี่สูงเข้าเป็นส่วนหนึ่งของโครงข่ายเรโซแนนซ์

จากความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยาย M ตัวประกอบคุณภาพ Q และความถี่อิริยาบถ F ตามสมการ (3.21) เมื่อกำหนดให้ $Q = 1, 2, 3, \dots, 6$ และ F อยู่ในช่วง 0 ถึง 2 สามารถสร้างกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ได้ดังรูปที่ 3.13 กราฟนี้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบวงจรแปลงผัน ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป



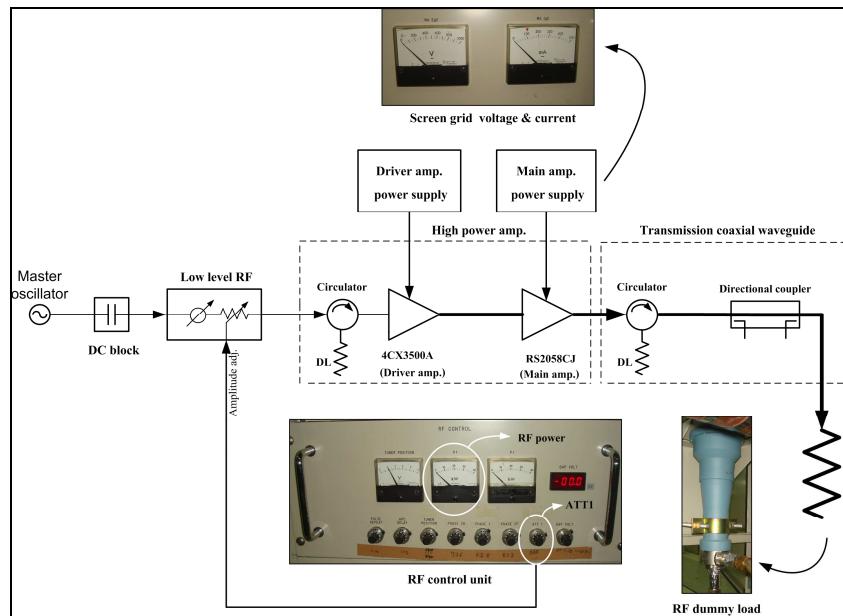
รูปที่ 3.13 ลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

3.4 การออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

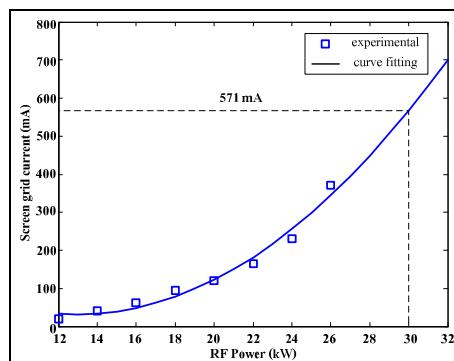
เนื้อหาในหัวข้อนี้อธิบายถึงรายละเอียดในการออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ซึ่งมีโครงสร้างตามแผนภาพวงจรดังรูปที่ 3.1 แนวทางการออกแบบนั้นมีความต้องการให้อุปกรณ์สวิตซิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ นำกระแสในสภาพแวดล้อมด้านสูนย์ (ZVS) เพื่อให้เกิดกำลังสูญเสียทางไฟฟ้าต่ำ จึงต้องกำหนดให้วงจรแปลงผันทำงานในย่านความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ สำหรับโครงข่ายเรโซแนนซ์ของวงจรแปลงผันถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 71 kHz เป็นการกำหนดให้เหมาะสมกับความสามารถในการสร้างความถี่สวิตซิ่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2020 ที่จะนำมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรแปลงผันที่ออกแบบในหัวข้อนี้ เป็นส่วนประกอบหลักของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับนำไปใช้งานในระบบเครื่องเร่งอนุภาค ดังนั้น ข้อกำหนดทางเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับคุณภาพของแรงดันเอาต์พุต ได้กำหนดให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งานในระบบ RF ของเครื่องเร่งอนุภาค (Lin, 1995; Khilar et al., 2006) สำหรับการกำหนดพิกัดกำลังเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน ได้กำหนดขึ้นให้เหมาะสมกับการใช้งานจริง โดยพิจารณาจากข้อมูลกระแส สก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ที่ได้มาจากทดสอบระบบคลื่นวิทยุ 30 kW ในวงก์เก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสาม ตามแผนภาพที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.14

การทดลองเพื่อเก็บข้อมูลกระแสสก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ และกำลังของคลื่นวิทยุได้จัดอุปกรณ์การทดสอบตามแผนภาพรูปที่ 3.14 มีขั้นตอนการดำเนินงานดังนี้ เริ่มต้นจากปรับขนาดสัญญาณวิทยุ (ปรับปุ่ม ATT1 ของชุดควบคุม RF (RF control unit)) ที่ออกแบบจาก RF กำลังต่ำ (low level RF) ให้มีค่าต่ำสุด จากนั้นจึงบันทึกกำลังคลื่นวิทยุที่ออกจากภาคขยายกำลังสูง (high power amplifier) ซึ่งถูกส่งต่อไปยังโหลดของระบบ RF (RF dummy load) และบันทึกกระแสสก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ไว้ ซึ่งพบว่ากำลังคลื่นวิทยุต่ำสุดที่ออกจากภาคขยายกำลังสูงมีค่า 12 kW จากนั้นจึงค่อยๆ เพิ่มขนาดสัญญาณวิทยุที่ออกจากภาค RF กำลังต่ำให้สูงขึ้นจนกระทั่งถึงพิกัดสูงสุด ในแต่ละครั้งที่ปรับเพิ่มขนาดสัญญาณวิทยุของภาค RF กำลังต่ำ ได้บันทึกค่ากำลังคลื่นวิทยุที่ออกจากภาคขยายกำลังสูง และกระแสสก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ข้อมูลดังกล่าวสามารถแสดงได้ด้วยกราฟดังในรูปที่ 3.15 เนื่องจากกำลังสูงสุดของคลื่นวิทยุที่ออกจากภาคขยายคลื่นวิทยุกำลังสูงถูกออกแบบไว้ที่ 30 kW (Mitsubishi Electric Corporation) แต่ในปัจจุบันนี้ พบร่วมกับกำลังสูงสุดของคลื่นวิทยุลดลงเหลือเพียง 26 kW เนื่องจากอายุการใช้งานนานกว่า 10 ปี สถาบันวิจัยแสงชินโตรอน (องค์การมหาชน) จึงมีแผนปรับปรุงระบบคลื่นวิทยุให้สามารถจ่ายกำลังสูงสุดได้ที่ 30 kW ตามพิกัดเดิม อาศัยข้อมูลจากการในรูปที่ 3.15 ทำนายความต้องการกระแสสก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ สำหรับใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นวิทยุกำลัง

30 kW ได้เท่ากับ 571 mA เนื่องจากสกรีนกริดต้องการแรงดันคงที่ 800 V_{dc} ดังนั้น กำลังที่สกรีนกริดต้องการจึงเท่ากับ 460.8 W สำหรับการออกแบบในทางปฏิบัติได้ประมาณพิกัดกำลังเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ให้มีค่าเป็น 500 W ข้อกำหนดทางเทคนิคด้านต่าง ๆ ที่ใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ได้สรุปไว้ในตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.14 แผนภาพแสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบระบบคลื่นวิทยุในวงกักระเบิดอนุภาคเพื่อวัดกระแสสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ



รูปที่ 3.15 กระแสสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ เทียบกับกำลังของคลื่นวิทยุ

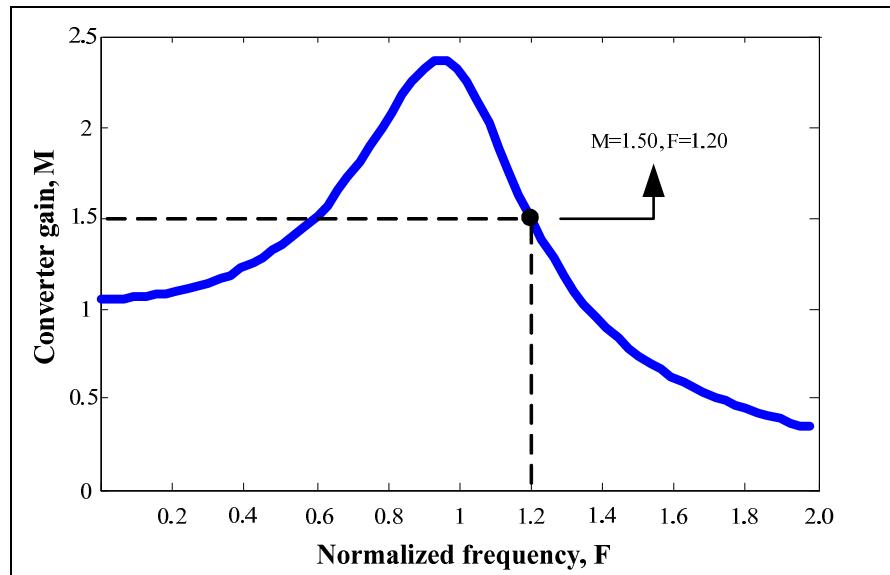
ตารางที่ 3.1 ข้อกำหนดทางเทคนิคของวงจรแปลงผัน

พิกัดกำลังเอาต์พุต (P_o)	500 W
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	800 V _{dc}
การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต	$\leq 1 \%$
การคุณค่าแรงดันเอาต์พุต	$\leq 1 \%$
การพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุต	$\leq 5 \%$
แรงดันอินพุตต่ำสุดที่จุดเชื่อม โ豫งดีซี (V_s)	311 V _{dc}

เมื่อพิจารณาข้อกำหนดทางเทคนิคตามตารางที่ 3.1 เห็นได้ว่า วงจรแปลงผันมีคุณสมบัติ เสมือนวงจรขยายระดับแรงดัน ดังนั้นจำเป็นต้องออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงของวงจร แปลงผันให้มีคุณสมบัติแปลงแรงดันขึ้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้อัตราส่วนจำนวนรอบ (N) ของหม้อแปลงความถี่สูงเท่ากับ 0.57:1 หรือ 1:1.754 สำหรับการออกแบบโครงสร้างไซแนนซ์แบบ ขนาด เริ่มต้นจากการคำนวณค่าอัตราขยาย M โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (3.16) เมื่อแทนค่า แรงดัน $V'_o = 0.57 \times 800 = 456 \text{ V}_{dc}$ และแรงดัน $V_s = 311 \text{ V}_{dc}$ จึงได้ค่าอัตราขยาย $M = 1.5$ จากนั้นจึง พิจารณาเลือกค่าตัวประกอบคุณภาพ Q ที่เหมาะสมจากกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ที่ครอบคลุม ค่าอัตราขยาย $M = 1.5$ และลักษณะของกราฟต้องมีความชันไม่มากจนเกินไป เพื่อป้องกันไม่ให้ ความถี่สวิตซ์กปรับค่าว่างไวนรูปไป เพราะหากความถี่เปลี่ยนแปลงไปมากจะทำให้ควบคุม แรงดันเอาต์พุตได้ยาก จากเงื่อนไขดังกล่าว เมื่อพิจารณากราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของ วงจรแปลงผันที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกราฟที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพ $Q = 4$ เมื่อพิจารณาการตอบสนองของวงจรแปลงผันในย่านความถี่ที่สูงกว่าจุดเรโซแนนซ์จากกราฟ ลักษณะสมบัติทางความถี่ที่ $Q = 4$ พบว่า อัตราขยาย M ของวงจรแปลงผันจะมีค่าเท่ากับ 1.5 ก็ต่อเมื่ออัตราส่วน F มีค่าเท่ากับ 1.2 ตามรายละเอียดที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.16 จากการกำหนดให้ ความถี่เรโซแนนซ์ $F_r = 71 \text{ kHz}$ ดังนั้น อัศัยความสัมพันธ์ $F = F_s/F_r$ คำนวณหาค่าความถี่สวิตซ์ F_s ได้เท่ากับ 85.2 kHz จากนั้นอัศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (3.22) และ (3.23) คำนวณหาขนาด ตัวหนี่ยนนำ L_s และตัวเก็บประจุ C_p ซึ่งได้ค่า $L_s = 233 \mu\text{H}$ และ $C_p = 21.50 \text{ nF}$ ทั้งนี้ R'_L คือ โหลด เชิงความต้านทานด้านปัจฉนภูมิของแหล่งจ่ายกำลังดีซี ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก $R'_L = N^2(V_o^2/P_o)$ มีค่าเท่ากับ 415.87 Ω

เนื่องจากวงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผันมีโครงสร้างเป็นแบบไฮโดด เรียงกระแสฟูลบริดจ์ 3 เฟส ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตที่ออกวงจรเรียงกระแสจะปราศจากการกระเพื่อมที่มี ความถี่เท่ากับ 6 เท่าของความถี่สวิตซ์ ในการออกแบบวงจรรองแบบต่ำผ่านเพื่อปรับเรียงแรงดัน

เอาต์พุตจึงต้องออกแบบให้มีค่าความถี่คัดออฟ (f_o) น้อยกว่า 6 เท่าของความถี่สวิตชิ้งที่ต่ำสุด ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบให้วงจรกรองค่าผ่านมีความถี่คัดออฟ $f_o = 3 \text{ kHz}$ จากความสัมพันธ์ $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ วงจรกรองที่เป็นไปได้ในการเลือกหนึ่งคือ การใช้ $L_o = 1.8 \text{ mH}$ และ $C_o = 1.6 \mu\text{F}$ ค่าพารามิเตอร์ในส่วนต่างๆ ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้จากการออกแบบแสดงไว้ในตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.16 การออกแบบโดยอาศัยกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่

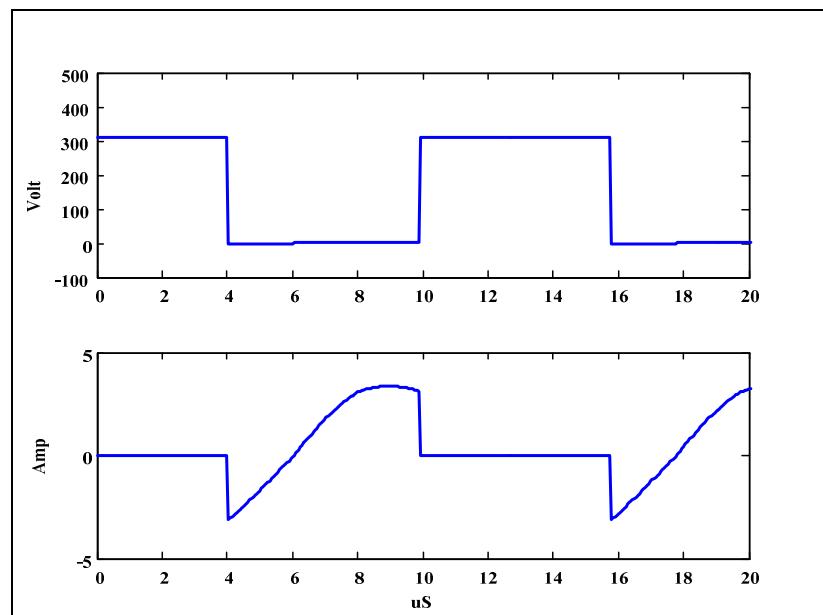
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้จากการออกแบบ

DC-Link Voltage (V _s)	Switching Frequency (F _s)	Resonant Tank		HF Transformer Turns Ratio (N)	Output Filter (LP)		Load Resistance* (R _L)
		L _s	C _p		L _o	C _o	
311 Vdc	85.2 kHz	233 μH	21.50 nF	0.57:1	1.8 mH	1.6 μF	1,280 Ω

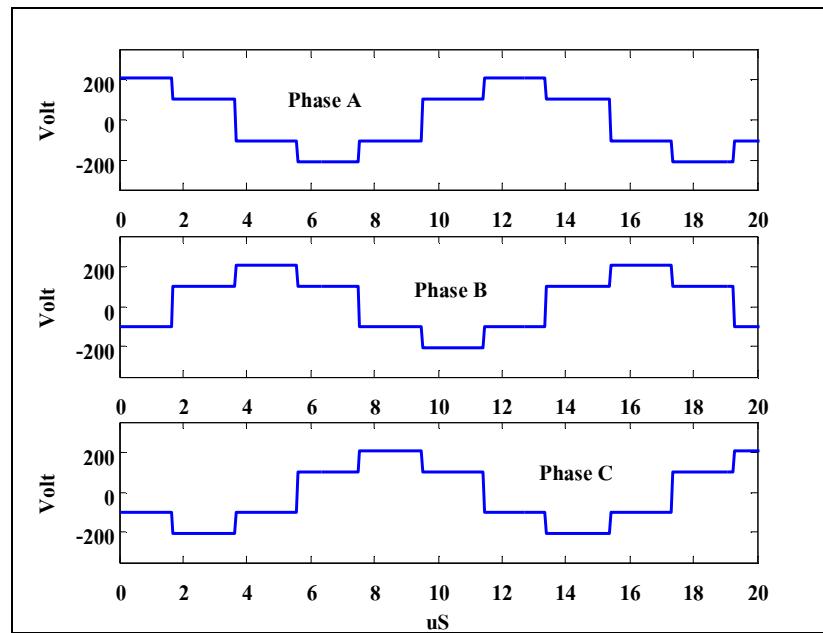
*หมายเหตุ : พิจารณาที่สภาพะอยู่ตัว 800 V_{dc}, 500 W

3.5 การจำลองผลของรูปแบบผังผืดแบบบานาน 3 เฟส

ในหัวข้อนี้นำเสนอการจำลองผลการทำงานของรูปแบบผังผืดแบบบานาน 3 เฟส ที่มีโครงสร้างตามแผนภาพวงจรรูปที่ 3.1 ด้วยโปรแกรม PSIM โดยใช้พารามิเตอร์ที่ได้จาก การออกแบบตามรายละเอียดในตารางที่ 3.2 ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้อุปกรณ์แต่ละตัวทำงาน แบบอุดมคติ การจำลองผลมีจุดประสงค์เพื่อวิเคราะห์และตรวจสอบการทำงานของรูปแบบผังผืด ในสภาพอยู่ตัว (steady state) ก่อนดำเนินการสร้างชาร์ดแวร์จริง ผลที่ได้จากการจำลองจะมี รายละเอียดดังต่อไปนี้ รูปที่ 3.17 (ก) แสดงให้เห็นตัวอย่างของแรงดันกระแสและกระแสที่ตอกคร่อมและ ไฟลั่นอุปกรณ์สวิตซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการนำกระแสของอุปกรณ์ สวิตซ์เป็นแบบ ZVS รูปที่ 3.17 (ข) แสดงลักษณะแรงดันไฟเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมี ลักษณะเป็นแบบ 6 ขั้น โดยมีแอมเพลจูดสูงสุด 207.33 V สอดคล้องกับแรงดันในรูปที่ 3.3 ซึ่งได้ อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.2 รูปที่ 3.18 (ก)-(ข) แสดงลักษณะกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของ โครงข่ายเรโซแนนซ์ที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นชายน์แสดงถึงคุณสมบัติของโครงข่ายเรโซแนนซ์ที่ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองในระดับหนึ่ง รูปที่ 3.19 แสดงแรงดันเอาต์พุตดีซีที่โหลด มีขนาด V_{dc} ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการคือ $800 V_{dc}$ เพียง 0.375% ตารางที่ 3.3 แสดงตัวอย่างค่าแรงดัน เอาต์พุตดีซีที่โหลด เมื่อทำการจำลองผลภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้ความถี่สวิตซ์มีค่าแตกต่างกัน โดยที่ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ยังคงเป็นไปตามข้อกำหนดในตารางที่ 3.2 เมื่อนำผลลัพธ์ที่ได้ไป เปรียบเทียบกับกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ที่ $Q = 4$ ดังแสดงในรูปที่ 3.20 เห็นได้อย่างชัดเจนว่า ผลทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน เป็นการยืนยันถึงความถูกต้องของการวิเคราะห์วงจรในหัวข้อ 3.3 และ แนวทางการออกแบบวงจรรูปแบบผังผืดในหัวข้อ 3.4 เป็นอย่างดี

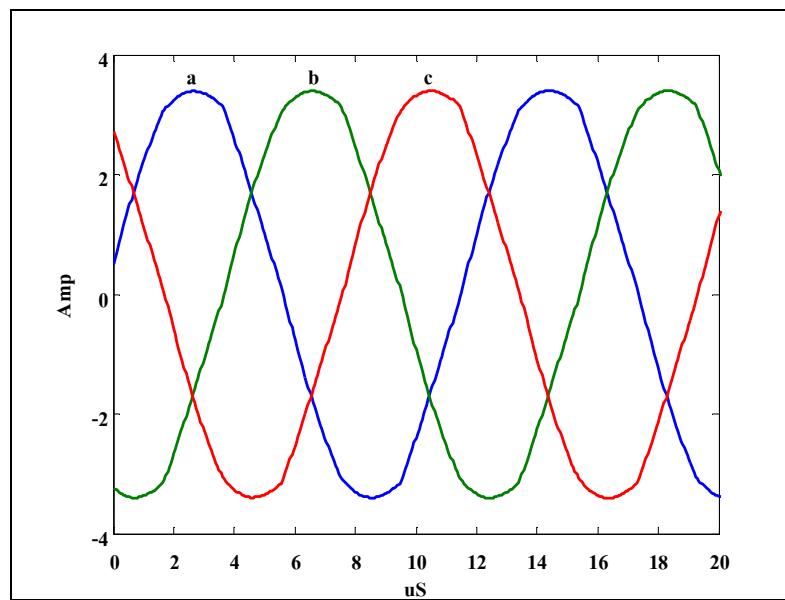


(f)

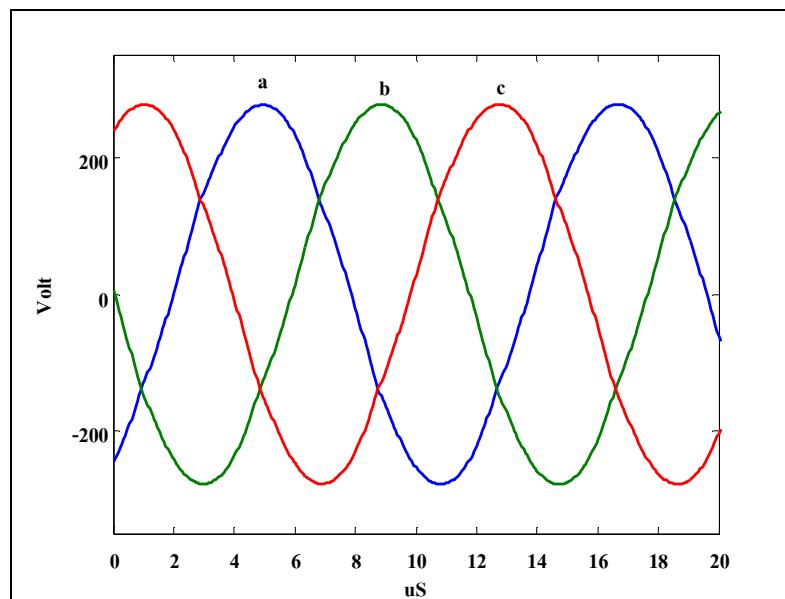


(g)

รูปที่ 3.17 (ก) แรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สวิตช์ (ห) แรงดันเฟสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

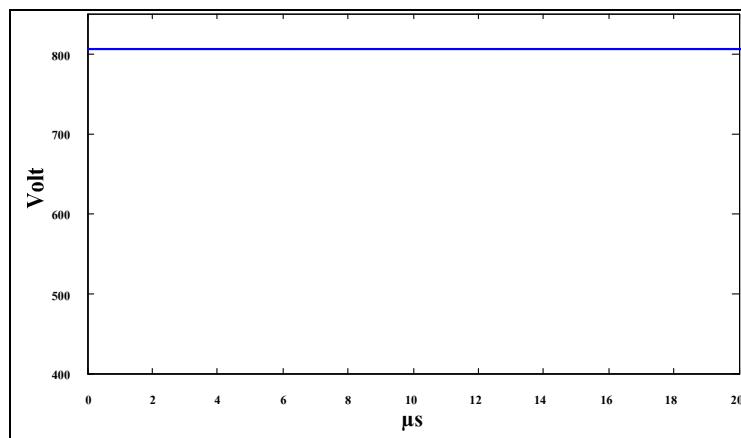


(f)



(g)

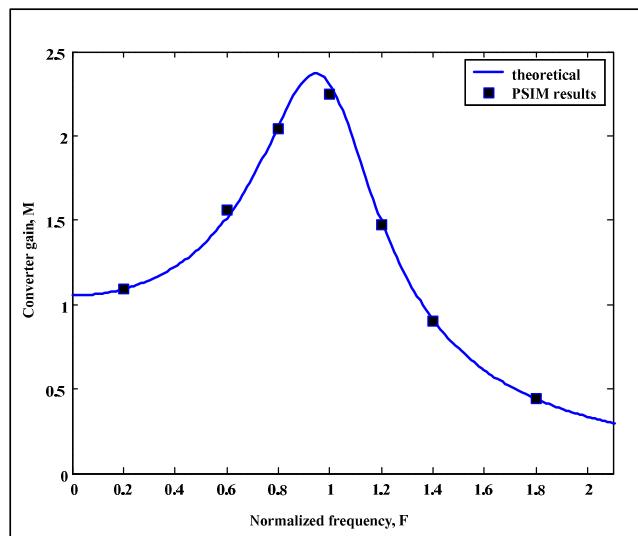
รูปที่ 3.18 (ก) กระแสส่องพุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (ก) แรงดันเอาต์พุตของโครงข่าย
เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.19 แรงดันเอาต์พุตดีซีที่โหลด

ตารางที่ 3.3 ผลลัพธ์จากการจำลองผลเมื่อกำหนดให้ความถี่สวิตชิ่งมีค่าต่างกัน

F_s (kHz)	14.2	42.6	56.8	71	85.2	99.4	127.8
F	0.2	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.8
V_o (V _{dc})	601	850	1,110	1,253	804	493	238
M	1.09	1.56	2.04	2.25	1.47	0.90	0.44



รูปที่ 3.20 การตอบสนองทางความถี่จากการคำนวณด้วยสมการ (3.21) เปรียบเทียบกับการจำลองผลด้วยโปรแกรม PSIM ที่ค่า Q = 4

3.6 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้อธิบายถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขนาน 3 เฟส การวิเคราะห์ทำความสัมพันธ์ทางอัตราขยายของวงจรแปลงผันในรูปของสมการพิชคณิตและกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ จากนั้นได้อธิบายถึงแนวทางการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติตามข้อกำหนดที่สอดคล้องกับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบเครื่องเร่งอนุภาค การออกแบบอาศัยความสัมพันธ์จากสมการและข้อมูลที่ได้จากการฟลักชั่นและสมบัติทางความถี่ที่ได้มาจากการวิเคราะห์วงจรในหัวข้อ 3.3 หลังจากได้ออกแบบวงจรแล้วเสร็จ จึงได้จำลองผลการทำงานของวงจรโดยอาศัยโปรแกรมสำหรับ PSIM ผลที่ได้แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนถึงการนำกระแสแบบ ZVS ของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ถือเป็นลักษณะเด่นของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ ที่ลดการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตช์ เมื่อพิจารณาแรงดันดีซีเอต์พุตที่ได้จากการจำลองผล พบว่า คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ (800 V_{dc}) เพียง 0.375% และจากการเปรียบเทียบการตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณและการจำลองผลที่ค่า $Q = 4$ ตั้งรูปที่ 3.20 พบว่าผลทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขนาน 3 เฟส ที่ได้นำเสนอไว้เป็นอย่างดี

บทที่ 4

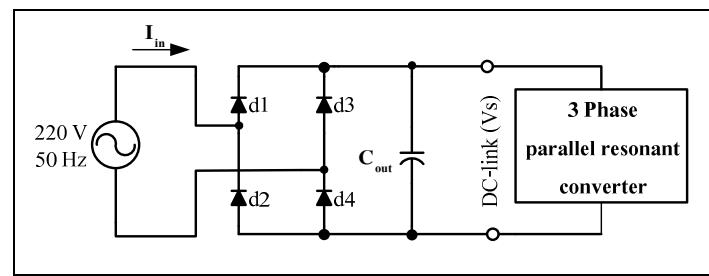
การสร้างและทดสอบอาร์ดแวร์

4.1 บทนำ

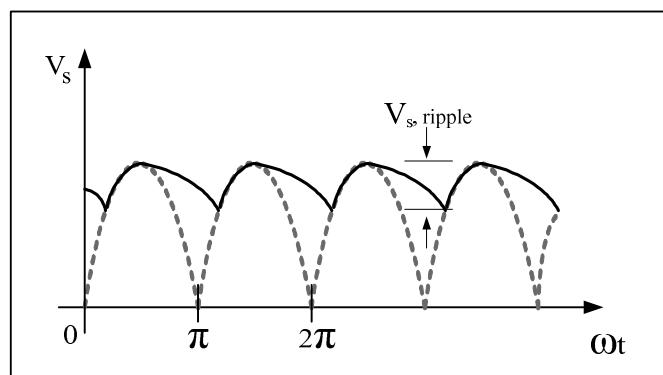
การสร้างอาร์ดแวร์ของวงจรแปลงผันถือเป็นขั้นตอนที่มีความสำคัญมากของการพัฒนาทางเทคโนโลยี เนื่องจากจำเป็นต้องอาศัยการประยุกต์องค์ความรู้หลายด้านผสมผสานกัน เช่น อิเล็กทรอนิกส์กำลัง แม่เหล็กไฟฟ้า ไมโครคอนโทรลเลอร์ และวงจรไฟฟ้า เป็นต้น เพื่อสร้างเป็นวงจรแปลงผันให้มีคุณสมบัติเป็นไปตามเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ เนื้อหาในตอนด้านของบทนี้ จึงเน้นถึงรายละเอียดวิธีการสร้างอาร์ดแวร์ต้นแบบของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่มีโครงสร้างตามแผนภาพวงจรรูปที่ 3.1 ให้มีคุณสมบัติเป็นไปตามพารามิเตอร์ที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.2 ซึ่งได้มาจาก การออกแบบตามรายละเอียดที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 ส่วนเนื้อหาตอนท้ายของบทเป็นการนำเสนอผลการทดสอบของวงจรแปลงผันต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น ซึ่งดำเนินการทดสอบแบบวงจรปิด ผลจากการทดสอบของวงจรลูกน้ำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำหรับจีรูป PSIM เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

4.2 วงจรเรียงกระแสด้านอินพุต

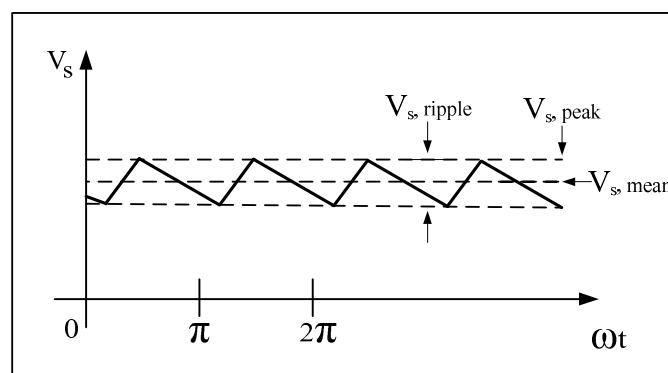
ตามโครงสร้างของแหล่งจ่ายดังที่ແທນได้ด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 1.5 ที่ปรากฏผ่านมา นั้น เห็นได้ว่าแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ถูกออกแบบให้รับอินพุตไฟสลับ 1 เฟส 50 Hz จากจุด PCC ดังนั้น จึงเลือกวิธีการเรียงกระแสอินพุตที่มีโครงสร้างเป็นแบบฟูลบริดจ์ 1 เฟส ดังแผนภาพวงจรรูปที่ 4.1 สำหรับสร้างแรงดันไฟตรงที่จุดเชื่อมโยงดีซี เพื่อจ่ายเป็นอินพุต (ขณะนี้ยังไม่พิจารณาวงจรกรองชาร์มอนิก) ให้กับวงจรแปลงผัน และจากข้อกำหนดทางเทคนิคดังตารางที่ 3.1 ในบทที่ 3 ที่กำหนดให้แรงดันต่ำสุดที่จุดเชื่อมโยงดีซีมีค่าเท่ากับ $311 V_{dc}$ ดังนั้น จำเป็นต้องคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุ C_{out} ที่เหมาะสมสำหรับนำมาปรับเรียบแรงดันด้านเอต์พุตของวงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์ เพื่อให้ได้ค่าแรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีตามที่กำหนดไว้ หากพิจารณาแรงดันเอต์พุตของวงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์ 1 เฟส แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 (ก) อาจประมาณได้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 4.2 (ข) จากรูปที่ 4.2 (ข) สามารถคำนวณหาแรงดันเอต์พุตเฉลี่ย ($V_{s, mean}$) และตัวประกอบความคลื่ว (ripple factor, γ) ได้จากสมการ (4.1) และสมการ (4.2) ตามด้านล่าง (B.L Theraja and A.K. Theraja, 1994)



รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสสื่อินพุต



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.2 (ก) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (ข) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสเมื่อ
ปริมาณเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม

$$V_{s,mean} = \frac{V_{s,peak}}{1 + \frac{I_{dc}}{4fC_{out} V_{s,peak}}} \quad (4.1)$$

$$\gamma = \frac{V_{s,ripple(rms)}}{V_{s,mean}} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC_{out} V_{s,mean}} \quad (4.2)$$

เมื่อ $V_{s,mean}$ คือ แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยของวงจรเรียงกระแสฟลูบอริดจ์ 1 เฟส (V_{dc})

$V_{s,peak}$ คือ ค่ายอดของแรงดันเอาต์พุต (V_{peak})

I_{dc} คือ กระแสเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสฟลูบอริดจ์ 1 เฟส (A_{dc})

C_{out} คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุกรองแรงดันเอาต์พุต (F)

f คือ ค่าความถี่ของแรงดันอินพุต (Hz)

γ คือ ตัวประกอบความคลิว

จากการเก็บข้อมูลแรงดันไฟฟ้า 1 เฟส 50 Hz ในห้องปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 อาการศูนย์เครื่องมือ 3 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ซึ่งใช้เป็นสถานที่ทำการวิจัยพบว่า ขนาดแรงดันต่ำสุดที่บันทึกไว้ได้มีค่าเท่ากับ 221 V_{rms} และจากข้อมูลพิจักกำลังและแรงดันอินพุตของวงจรแปลงผันที่ได้ระบุไว้ในตารางที่ 3.1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 500 W และ 311 V_{dc} ตามลำดับ ดังนั้น หากไม่คำนึงถึงการสูญเสียกำลังไฟฟ้า กระแสอินพุตดีซีของวงจรแปลงผัน (กระแสเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส 1 เฟส) จะมีค่าประมาณ $1.60 A_{dc}$ อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.1) คำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุ C_{out} ได้ดังนี้

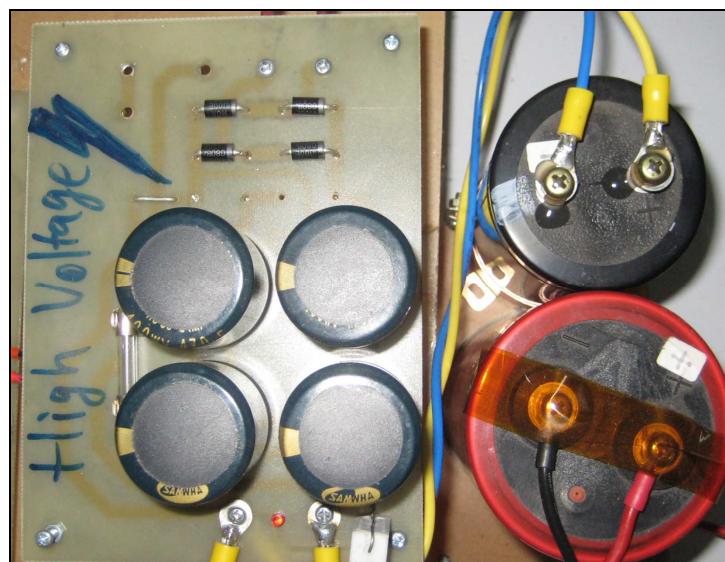
$$311 = \frac{\sqrt{2} \times 221}{1 + \frac{1.60}{4 \times 50 C_{out} \sqrt{2} \times 221}}$$

$$C_{out} = \frac{7.96 \times 10^{-3}}{1.5} = 5.31 \text{ mF}$$

จากนั้น อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.2) ตรวจสอบตัวประกอบความคลิวของแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส ได้ดังนี้

$$\gamma = \frac{1.60}{4\sqrt{3} \times 50 \times 5.31 \times 10^{-3} \times 311} = 0.0028$$

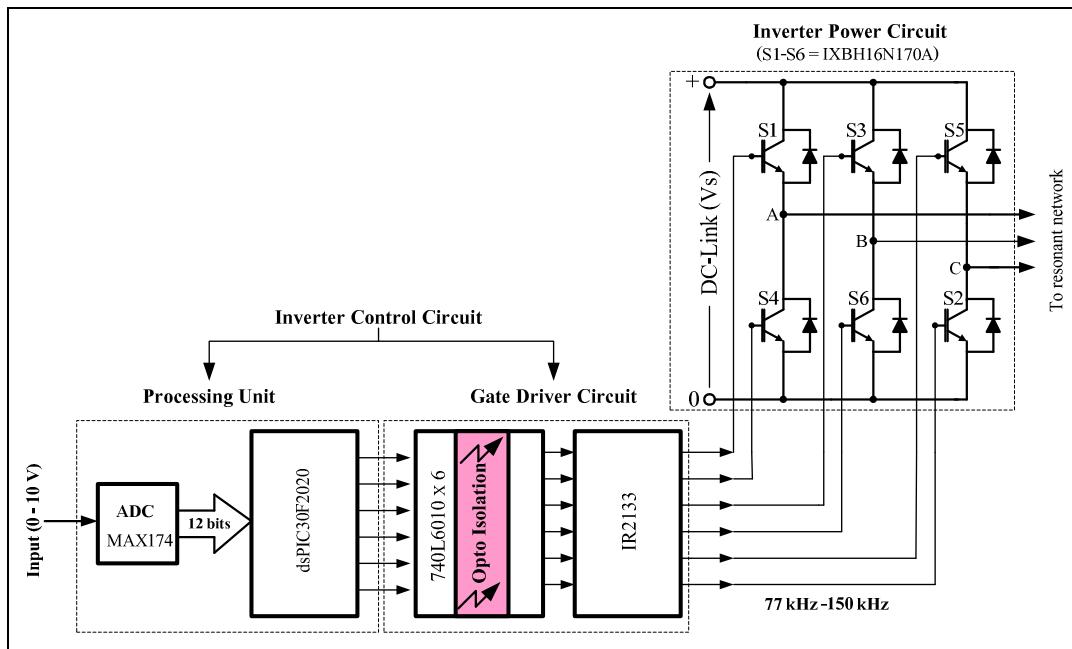
หรือ 0.28% ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ เมื่อจากไม่สามารถหาตัวเก็บประจุขนาด 5.31 mF ในห้องทดลองได้ ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงอาศัยวิธีการนำตัวเก็บประจุที่มีพิกัดแรงดัน $400 \text{ V}_{\text{working}}$ (working voltage ในทางการค้าใช้สัญลักษณ์ WV) ขึ้นไป หลาย ๆ ตัวมาต่อขนานกัน เพื่อให้ได้ค่าไกล์เคียงกับค่าที่คำนวณไว้มากที่สุด วิธีการดังกล่าวเนี้ยงมีข้อดีตรงที่ช่วยลดค่าความต้านทานอนุกรมสมมือน (ESR) โดยรวมของตัวเก็บประจุไปในตัวด้วย จากการวัดตัวเก็บประจุ C_{out} ทั้งชุดด้วยเครื่องวัด LCR-814 พบว่า มีค่าความจุรวมเท่ากับ 6.20 mF สำหรับส่วนของไดโอดเรียงกระแสฟูลบริดจ์ 1 เฟส นั้น แต่ละแขนของบริดจ์เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR4100E จำนวน 3 ตัว ต่อขนานกัน ทำให้วงจรเรียงกระแสฟูลบริดจ์สามารถรองรับกระแสได้ถึง 12 A_{dc} อาาร์คแวร์ของวงจรเรียงกระแสอินพุตที่สร้างขึ้นมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 อาาร์คแวร์ของวงจรเรียงกระแสอินพุต (พิกัดแรงดันเอาต์พุตต่ำสุด $311 \text{ V}_{\text{dc}}$)

4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์จำนวน 6 ตัว ดังได้แสดงไว้ในแผนภาพวงจรรูปที่ 3.1 นั้น ถือเป็นส่วนของวงจรกำลัง อย่างไรก็ตาม การที่จะทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงไฟตรงเป็นไฟสลับได้นั้น จำเป็นต้องมีวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัวให้สามารถ



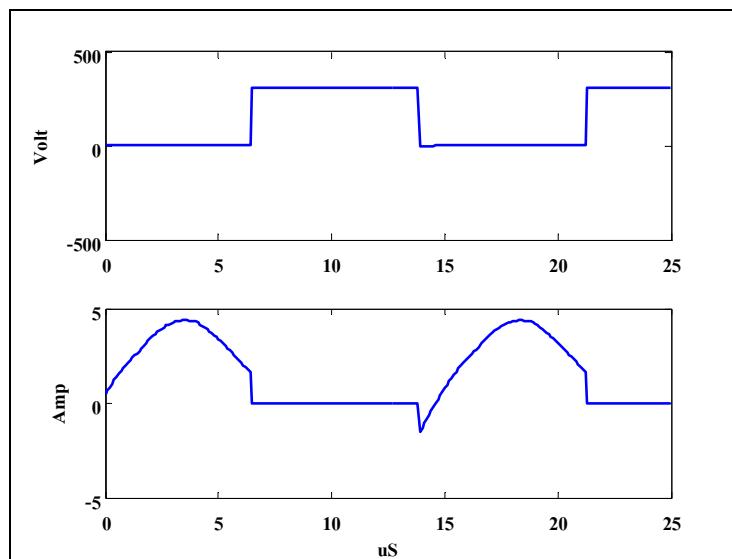
รูปที่ 4.4 แผนภาพลือกของอินเวอร์เตอร์

180° ตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.2 แผนภาพบล็อกโดยรวมแบบสมบูรณ์ของอินเวอร์เตอร์ทึ่งส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุมได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 อาจสังเกตเห็นได้ว่างจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ หน่วยประมวลผล (processing unit) และวงจรขั้บนำ (gate driver circuit) หลักการทำงานของจรควบคุมเริ่มต้นจาก หน่วยประมวลผลรับสัญญาณและลอกอินพุตช่วง 0 - 10 V_{dc} (เป็นสัญญาณสำหรับสั่งให้อินเวอร์เตอร์ทำงานด้วยความถี่สวิตชิ้ง 77 kHz – 150 kHz) เข้ามา และทำการแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต เพื่อส่งไปให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2020 ทำการประมวลผล ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นสัญญาณสำหรับขั้บเกตของอุปกรณ์สวิตชิ้งแต่ละตัว ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 ความถี่ของสัญญาณขั้บเกตจะแปรผันกับระดับสัญญาณและลอกอินพุตที่ป้อนให้กับส่วนประมวลผล เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์มีระดับแรงดันต่ำและไม่มีการแยกโอดิฟายไฟฟ้า ดังนั้น จึงไม่สามารถนำสัญญาณเอาต์พุตดังกล่าวไปขั้บเกตของอุปกรณ์สวิตชิ้งได้โดยตรง ด้วยเหตุนี้ สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากหน่วยประมวลผลจึงถูกส่งต่อไปยังวงจรขั้บนำอีกทอดหนึ่ง เพื่อทำการแยกโอดิฟายอุปกรณ์อปโต้ จากนั้นจึงส่งไปขั้บเกตของอุปกรณ์สวิตชิ้งแต่ละตัวผ่านไอซีขั้บเกต IR2133 ตามลำดับ เนื้อหาในหัวข้อต่อไป

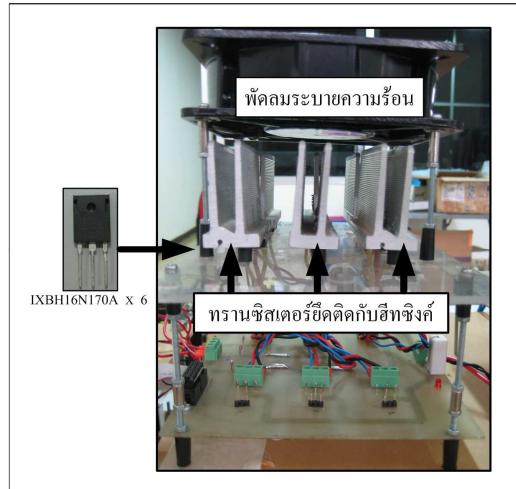
จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสร้างฮาร์ดแวร์ของอินเวอร์เตอร์ ทั้งส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุม เพื่อให้สามารถทำงานได้ตามความต้องการ

4.3.1 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

โครงสร้างวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.4 ในขณะทำงานอุปกรณ์สวิตชิ่งทั้ง 6 ตัว ต้องสามารถทนต่อกระแสและแรงดันสูงสุดที่เกิดขึ้นได้ เนื่องจากกระแสเดดซิอินพุต กระแสไฟลั่นอุปกรณ์สวิตชิ่ง และแรงดันเอาต์พุตที่ไฟลั่นของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส จะมีค่าสูงสุด เมื่อวงจรแปลงผันทำงานในสภาวะที่อัตราขยาย M มีค่าสูงสุด ดังนั้น เกณฑ์การเลือกพิกัดกระแสที่เหมาะสม ของอุปกรณ์สวิตชิ่งสำหรับมาใช้ในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ จึงพิจารณาจากข้อมูลที่ได้จากการจำลองผลวงจรแปลงผันให้ทำงานในสภาวะที่อัตราขยาย M มีค่าสูงสุด หากพิจารณากราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ค่า $Q = 4$ จากรูปที่ 3.13 อาจสังเกตเห็นได้ว่า อัตราขยาย M ของวงจรแปลงผันมีค่าสูงสุดเมื่ออัตราส่วน $F = 0.95$ เนื่องจากความถี่เรโซแนนซ์ F_r ของวงจรแปลงผันมีค่าเท่ากับ 71 kHz ดังนั้น จึงอาศัยความสัมพันธ์ $F = F_s/F_r$ คำนวณหาค่าความถี่สวิตชิ่ง F_s ที่ทำให้อัตราขยาย M ของวงจรแปลงผันมีค่าสูงสุด ซึ่งได้ค่า $F_s = 67.45 \text{ kHz}$ และจากการจำลองผลวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ด้วยโปรแกรม PSIM โดยใช้พารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบวงจรในหัวข้อ 3.4 ตามรายละเอียดที่แสดงไว้ในตารางที่ 3.2 (ยกเว้นความถี่สวิตชิ่ง F_s ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 67.45 kHz) พบว่ากระแสและแรงดันสูงสุดที่อุปกรณ์สวิตชิ่งในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ มีค่าเท่ากับ 4.3 A และ 311 V ตามลำดับ ดังตัวอย่างกระแสและแรงดันของอุปกรณ์สวิตชิ่ง S4 ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.5 ในทางปฏิบัติ เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตชิ่งได้รับความเสียหายจากแรงดันและกระแสที่มียอดแหลม (spike) ซึ่งเกิดขึ้นในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิ่งทำงาน จึงจำเป็นต้องเพื่อพิกัดกระแสและแรงดันของอุปกรณ์สวิตชิ่งที่จะนำมาใช้ให้มีค่าสูงกว่ากระแสและแรงดันสูงสุดที่ได้จากการจำลองผล ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดเกณฑ์การเพื่อพิกัดกระแสและแรงดันของอุปกรณ์สวิตชิ่งไม่ให้ต่ำกว่า 2.5 เท่าของค่ากระแสและแรงดันสูงสุดที่ได้จากการจำลองผล ดังนั้น จึงเลือกใช้ Bipolar MOS Transistor IXBH16N170A ซึ่งมีพิกัด $1,700 \text{ V}$ 16 A ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตชิ่งในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ ฮาร์ดแวร์ส่วนที่เป็นวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 4.6 เห็นได้ว่า ทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกยึดติดกับชีทซิงก์และมีการติดตั้งพัดลมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการระบายความร้อนให้กับวงจรกำลังทั้งชุด



รูปที่ 4.5 แรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สวิตซิ่ง S4 จากการจำลองผลให้วงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตซิ่ง $F_s = 67.45 \text{ kHz}$

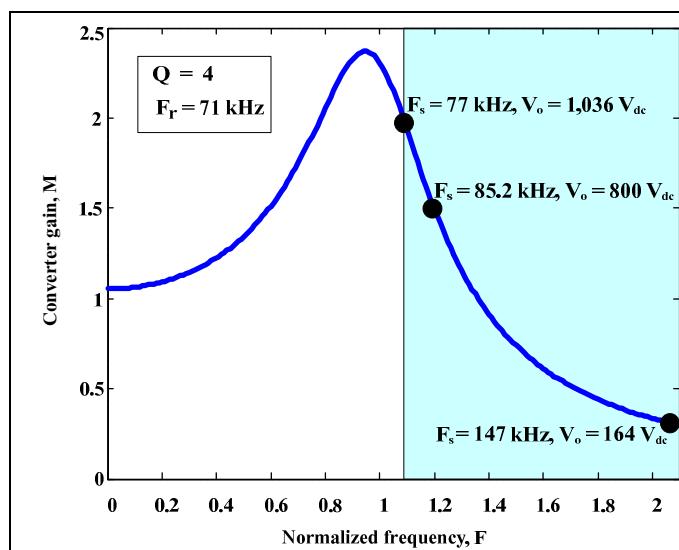


รูปที่ 4.6 ชาร์ดแวร์ส่วนที่เป็นวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์

4.3.2 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

ในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน อุปกรณ์สวิตซิ่งทั้ง 6 ตัว ในส่วนของวงจรกำลังต้องทำหน้าที่ เปิด-ปิด วงจรสั่งความถี่สูงอย่างสัมพันธ์กับตามรูปแบบของการสวิตซิ่งที่กำหนดไว้ หากมีอุปกรณ์สวิตซิ่งตัวใดตัวหนึ่งทำงานผิดพลาด อาจทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

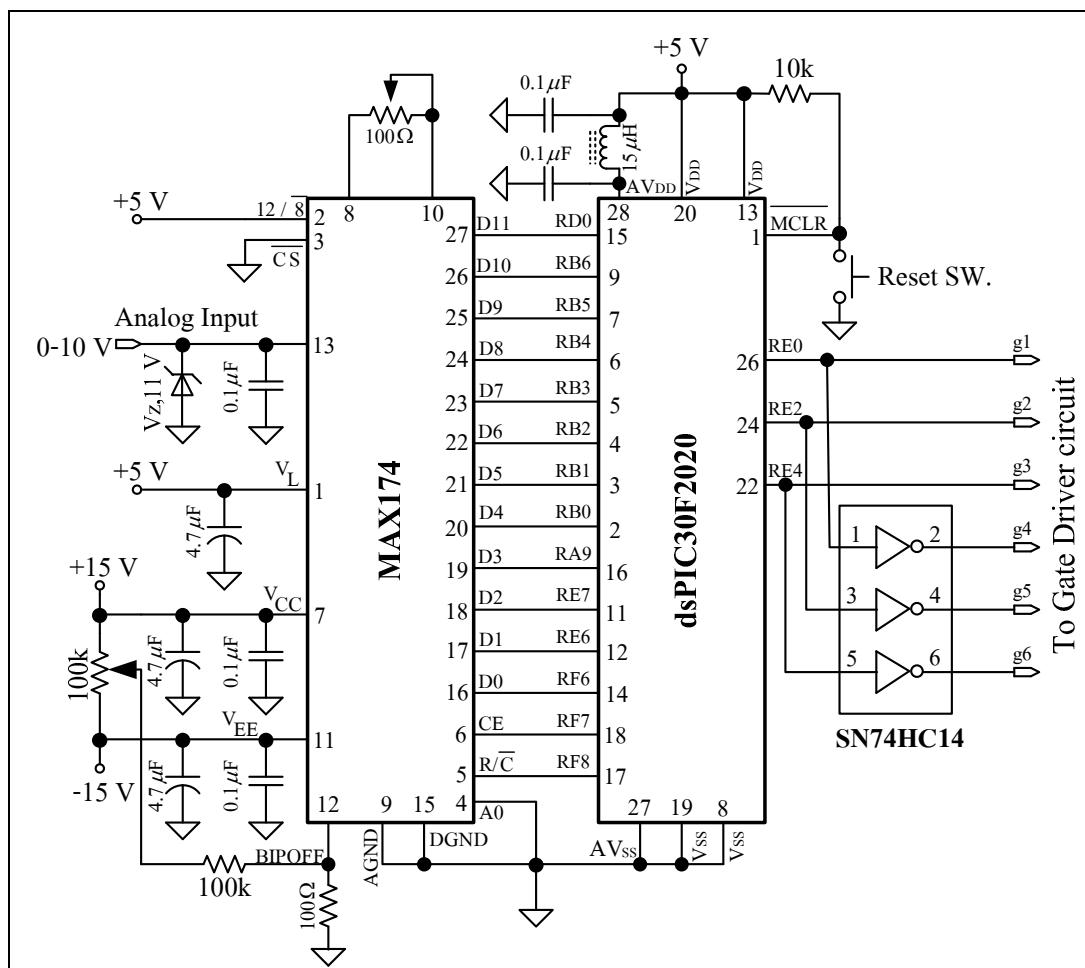
มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งไปกว่านั้น มีความเป็นไปได้สูงที่จะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นที่วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ และอาจนำมาซึ่งความเสียหายที่เกิดขึ้นกับตัวอุปกรณ์ สวิตชิ่งเอง หรืออุปกรณ์อื่น ๆ ของวงจรแปลงผันได้ เนื่องจากในหัวข้อนี้ กล่าวถึงวิธีการออกแบบสร้างวงจรควบคุม ซึ่งมีหน้าที่ควบคุมอุปกรณ์สวิตชิ่งทั้ง 6 ตัว ในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ให้ทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ และสามารถควบคุมความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ได้ตั้งแต่ 77 kHz ถึง 150 kHz โดยใช้สัญญาณควบคุมแบบแอนะล็อกที่อยู่ในช่วง 0 - 10 V_{dc} การที่ความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ ถูกควบคุมให้อยู่ในย่านดังกล่าว ทำให้แรงดันเอาต์พุตเดซิจิทัลของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานานา 3 เพลส มีค่าตั้งแต่ 164 - 1,037 V_{dc} โดยประมาณ (คำนวณโดยอาศัยข้อมูลจากการไฟล์กัยณะสมบัติทางความถี่ ที่ $Q = 4$) ซึ่งอ่อนไหวต่อการพัฒนาระบบควบคุมแบบวงปิด เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตเดซิจิทัลให้คงที่ที่ 800 V_{dc} รูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นถึงขอบเขตของอัตราขยายของวงจรแปลงผัน เมื่อความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมให้อยู่ในย่าน 77 kHz ถึง 150 kHz



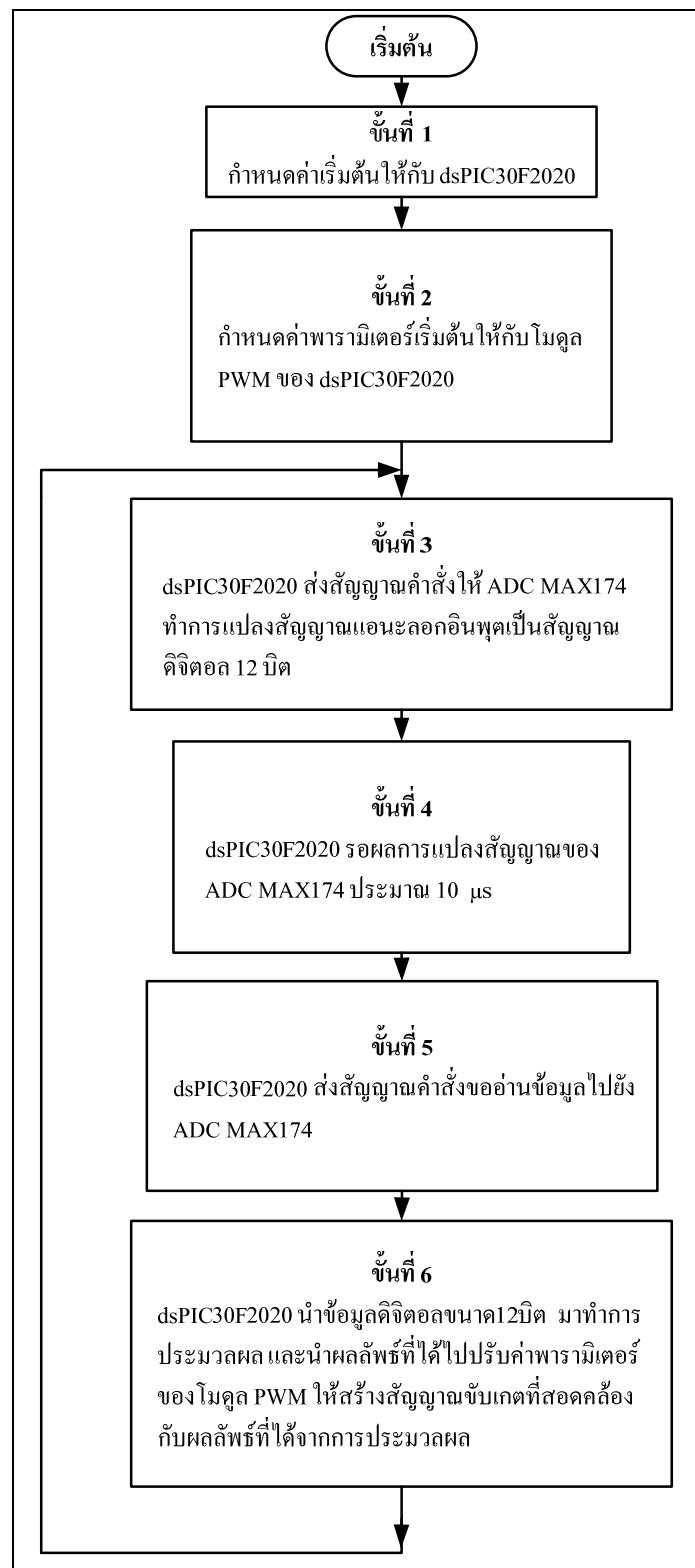
รูปที่ 4.7 อัตราขยายของวงจรแปลงผันเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านความถี่สวิตชิ่ง 77 - 150 kHz

สำหรับการออกแบบและสร้างวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ตามแผนภาพลักษณะที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 มีรายละเอียดดังนี้ เริ่มต้นจาก วงจรของส่วนประมวลผล ซึ่งทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอินพุต 0 - 10 V_{dc} เป็นสัญญาณขั้นเกตแรงดันต่ำที่มีความถี่อยู่ในย่าน 77 – 150 kHz ดังรูปที่ 4.8 เห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์หลัก 2 ตัว คือ ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล (ADC) MAX174 และดิจิตอลซิกแนลคอนโทรลเลอร์

(digital signal controller) dsPIC30F2020 สำหรับ MAX174 เป็นตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอลแบบบันานขนาด 12 บิต ของ บริษัท MAXIM สามารถแปลงสัญญาณด้วยความเร็วสูงสุด $8 \mu\text{s}$ ส่วน dsPIC30F2020 เป็นดิจิตอลซิกแนลคอนโทรลเลอร์ของบริษัท Microchip Technology ซึ่งถูกออกแบบมาสำหรับใช้ในงานพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิ้งโดยเดพา dsPIC30F2020 สามารถประมวลผลข้อมูล 16 บิต ด้วยความเร็วสูงสุด 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที (30 MIPS) (Microchip Technology Inc., 2006) ในวงจรส่วนประมวลผลตามรูปที่ 4.8 dsPIC30F2020 ถูกโปรแกรมทางซอฟท์แวร์ให้ทำงานประสานกับ MAX174 เพื่อทำการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกอินพุต $0 - 10 \text{ V}_{dc}$ ให้เป็นสัญญาณขั้นเกตที่มีความถี่อยู่ในย่าน $77 - 150 \text{ kHz}$ ตามขั้นตอนที่แสดงไว้ในแผนภูมิการทำงานรูปที่ 4.9 ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานของวงจรได้ดังนี้



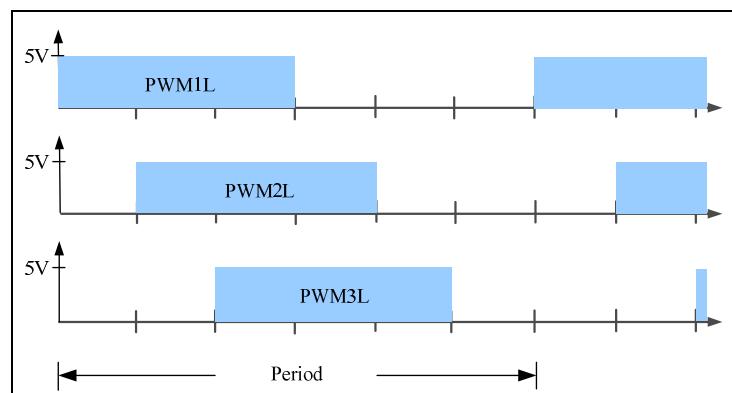
รูปที่ 4.8 วงจรส่วนประมวลผล



รูปที่ 4.9 แผนภูมิการประมวลผลสัญญาณของ dsPIC30F2020

ขั้นที่ 1 เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นในการทำงานของ dsPIC30F2020 ดังรายละเอียดต่อไปนี้ เปิดระบบ FRC oscillator และวงจร phase locked loop เพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 480 MHz เปิดระบบ power on reset กำหนดค่าของรีจิสเตอร์ stack pointer (W15) ให้เท่ากับ 40_{16} และกำหนดพอร์ต RF 7-8 เป็นพอร์ตเอาต์พุต

ขั้นที่ 2 เป็นการกำหนดค่าพารามิเตอร์ช่วงเริ่มต้นให้กับโมดูล PWM ซึ่งเป็นโมดูลภายใน dsPIC30F2020 ที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณขั้บเกตขนาดแอมเพลจูด 5 V ส่งออกทางพอร์ต RE0 (PWM1L) RE2 (PWM2L) และ RE4 (PWM3L) ขั้นตอนการกำหนดค่าพารามิเตอร์มีรายละเอียดดังต่อไปนี้ เริ่มต้นจากโหลดค่า 2328_{16} ลงในรีจิสเตอร์ PTPER (primary time base register) เป็นการกำหนดเวลาที่ทำให้สัญญาณขั้บเกตมีความถี่เริ่มต้นที่ 70 kHz ต่อมาจึงโหลดค่า 1194_{16} ลงในรีจิสเตอร์ MDC (PWM master duty cycle register) เพื่อกำหนดค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณขั้บเกตให้มีค่า 50% และสุดท้ายกำหนดค่าของรีจิสเตอร์ PHASE1 PHASE2 และ PHASE3 เพื่อทำให้มุมไฟระหว่างสัญญาณของพอร์ต RE0 กับ RE2 และ RE2 กับ RE3 ต่างกัน 60° ลักษณะสัญญาณขั้บเกตที่ออกจากโมดูล PWM ของ dsPIC30F2020 แสดงไว้ในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 สัญญาณขั้บเกตจากโมดูล PWM

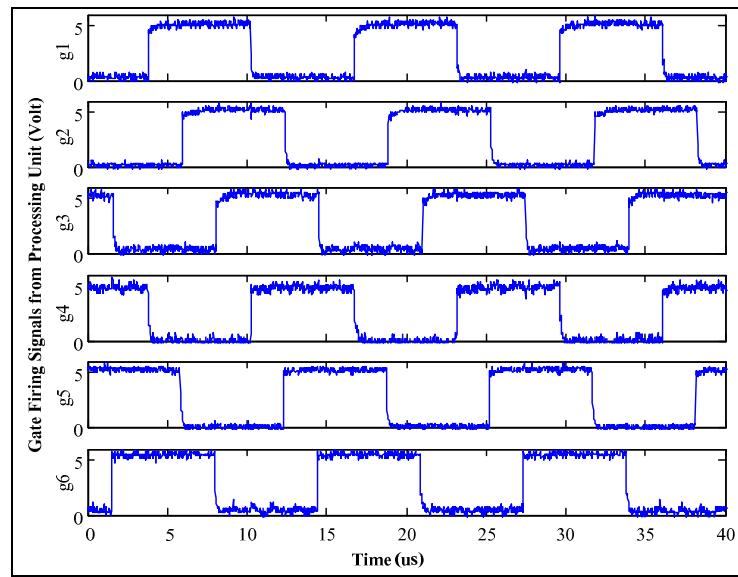
ขั้นที่ 3 ในขั้นนี้ dsPIC30F2020 ส่งสัญญาณลอจิก 1 ไปที่ขา CE และลอจิก 0 ไปที่ขา R/C ของ MAX174 เพื่อสั่งให้ MAX174 ทำการแปลงสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ($0 - 10 V_{dc}$) เป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต MAX174 ใช้เวลาในการแปลงสัญญาณประมาณ $8 \mu s$

ขั้นที่ 4 ในขั้นนี้ dsPIC30F2020 เชคสัญญาณที่ขา R/C และ CE ของ MAX174 กลับคืนจากลอจิก 1 เป็น 0 ตามลำดับ และหยุดรอ $10 \mu s$ เพื่อให้ MAX174 ทำการแปลงสัญญาณให้แล้วเสร็จ

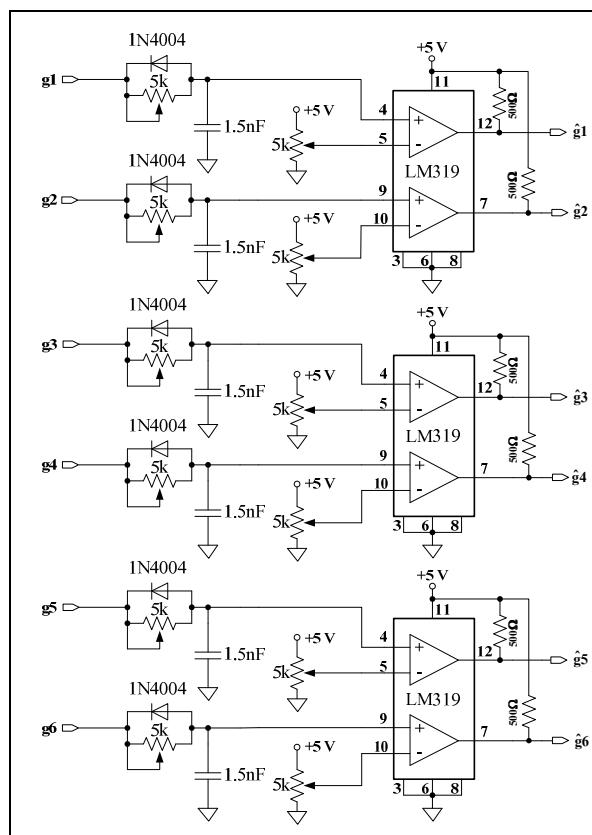
ขั้นที่ 5 หลังจากหยุดรอบ 10 μ s dsPIC30F2020 จึงส่งสัญญาณลอจิก 1 ไปที่ขา CE ของ MAX174 เพื่อขออ่านข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณ จากนั้น MAX174 จึงส่งข้อมูลดิจิตอลแบบบานาน 12 บิต ออกมาทางขา D0-D11 เพื่อให้ dsPIC30F2020 นำไปประมวลผลต่อไป

ขั้นที่ 6 ในขั้นนี้ dsPIC30F2020 นำข้อมูลดิจิตอล 12 บิต ที่อ่านได้จากขา D0 - D11 ของ MAX174 มาทำการประมวลผล ผลลัพธ์ที่ได้เป็นค่า ความเวลา คิวตี้ไซเคิล และมูมเฟส ต่อมา dsPIC30F2020 จึงนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไปกำหนดคงในรีจิสเตอร์ PTPER MDC และ Phase 1-3 ของโมดูล PWM ตามลำดับ เมื่อโมดูล PWM ได้รับข้อมูลดังกล่าวแล้ว จึงสร้างสัญญาณที่มีความเวลา คิวตี้ไซเคิล และมูมเฟสที่สอดคล้องกับค่าที่ได้กำหนดไว้ในรีจิสเตอร์ดังกล่าวข้างต้นส่งออกมาทางพอร์ต RE0 RE2 และ RE4 ของ dsPIC30F2020 ความถี่ของสัญญาณแต่ละพอร์ตจะมีค่าเท่ากัน และมีคิวตี้ไซเคิลเท่ากัน 50% เว้นแต่มูมเฟสระหว่างสัญญาณที่ออกจากพอร์ต RE0 กับ RE2 และ RE2 กับ RE3 จะต่างกัน 60° ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.10 ความถี่ของสัญญาณขั้นเกตจะอยู่ในย่าน 77 kHz - 150 kHz และมีความสัมพันธ์แบบพกผันกับสัญญาณแอนะลอกอินพุต 0 - 10 V_{dc} กล่าวคือ เมื่อสัญญาณแอนะลอกอินพุตมีค่าเป็น 0 ความถี่ของสัญญาณขั้นเกตจะมีค่าเท่ากับ 150 kHz และเมื่อสัญญาณแอนะลอกมีค่าเท่ากับ 10 V_{dc} ความถี่ของสัญญาณขั้นเกตจะมีค่าเท่ากับ 77 kHz เมื่อ dsPIC30F2020 ทำงานในขั้นตอนนี้แล้วเสร็จจึงกลับไปทำงานตามขั้นที่ 3 ใหม่ เป็นวัฏจักร เช่นนี้อยู่ตลอดเวลา รายละเอียดโปรแกรมภาษาแอสเซมบลีที่พัฒนาขึ้นสำหรับ dsPIC30F2020 ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก.

จากที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นอาจสังเกตเห็นว่า สัญญาณขั้นเกตที่ได้จาก dsPIC30F2020 มีเพียง 3 สัญญาณ ซึ่งยังไม่เพียงพอสำหรับนำไปขับอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบิริดจ์ 3 เฟส ดังนั้นจำเป็นต้องสร้างสัญญาณขั้นเกตเพิ่มอีก 3 สัญญาณ โดยการนำสัญญาณที่ออกจากพอร์ต RE0 RE2 และ RE4 ของ dsPIC30F2020 ป้อนให้กับไอซิโอนเวร์เตอร์ SN74HC14 ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.8 ด้วยวิธีการดังกล่าวนี้ จึงได้สัญญาณสำหรับขั้นเกตครบทั้ง 6 สัญญาณ และมีการกำหนดซึ่อเป็น g1 - g6 รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะของสัญญาณขั้นเกต g1 - g6 ที่ออกจากรวงจรส่วนประมวลผลเมื่อทำการทดสอบวงจรด้วยการป้อนสัญญาณแอนะลอกอินพุตขนาด 10 V_{dc} ซึ่งวัดความถี่ของสัญญาณได้เท่ากับ 77.2 kHz คลาดเคลื่อนจากค่าที่ออกแบบไว้ (77 kHz) เพียง 0.26% เนื่องจากสัญญาณ g1 - g6 ที่ออกจากรวงจรส่วนประมวลผลมีขนาดแอมพลิจูดเพียงแค่ 5 V และไม่มีการแยกโอดทางไฟฟ้าจึงไม่สามารถนำไปขับเกตของ Bipolar MOS Transistor IXBH16N170A โดยตรงได้ ดังนั้น สัญญาณ g1 - g6 จึงถูกป้อนเข้าสู่วงจรขับนำต่อไป โครงสร้างของวงจรขับนำที่พัฒนาขึ้นประกอบด้วย วงจรเดดไทม์ (dead time circuit) วงจรแยกโอดทางไฟฟ้า และไอซิชั้นเกต IR2133 วงจรเดดไทม์ทำหน้าที่รับสัญญาณ g1 - g6 ที่ออกจากร่วงประมวลผลเข้ามาทำการลด

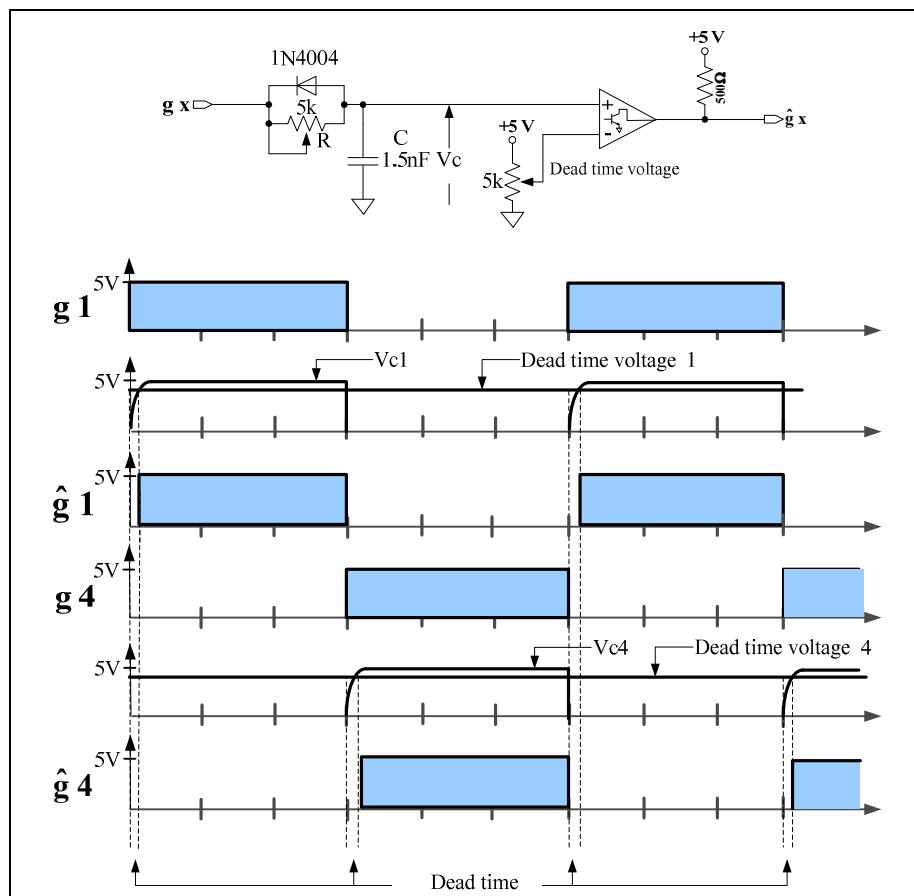


รูปที่ 4.11 ลักษณะเอาต์พุตของส่วนประมวลผลเมื่อทำการทดสอบด้วยสัญญาณอินพุต 10V_{dc}



รูปที่ 4.12 วงจรเดดไทม์

ค่าดิวตี้ไซเกิล ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุต \hat{g}_1 - \hat{g}_6 (ดูรูปที่ 4.12) มีช่วงเวลาเพื่อ (dead time) เป็นการป้องกันการลัดวงจรที่เกิดขึ้นในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ อันเนื่องมาจากอุปกรณ์สวิตซ์ตัวบน และตัวล่างที่อยู่ในแนวกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน รูปที่ 4.12 แสดงรายละเอียดของวงจรเดดไทม์ที่ได้ออกแบบไว้ อาจสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุต g_1 - g_6 ถูกป้อนผ่านวงจร RC และวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (comparator) ซึ่งทำหน้าที่检测ช่วงของสัญญาณอินพุต g_1 - g_6 ลดลงต่ำกว่า 50% ดังนั้น จึงทำให้มีช่วงเวลาเพื่อเกิดขึ้นระหว่างขอบขาขึ้นและขอบขาลงของคู่สัญญาณเอาต์พุต (\hat{g}_1 , \hat{g}_4) (\hat{g}_3 , \hat{g}_6) และ (\hat{g}_5 , \hat{g}_2) ดังตัวอย่างของคู่สัญญาณ (g_1 , \hat{g}_1) และ (g_4 , \hat{g}_4) ในรูปที่ 4.13 หลักการทำงานของวงจรเดดไทม์สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อวงจร RC รับสัญญาณอินพุต g_1 - g_6 ซึ่งมีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีดิวตี้ไซเกิล 50% เข้ามา ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณอินพุตตัวเก็บประจุ C ได้รับการอัดประจุผ่านตัวต้านทาน R ทำให้ขอบขาขึ้นของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C (V_C) เพิ่มขึ้นเป็น



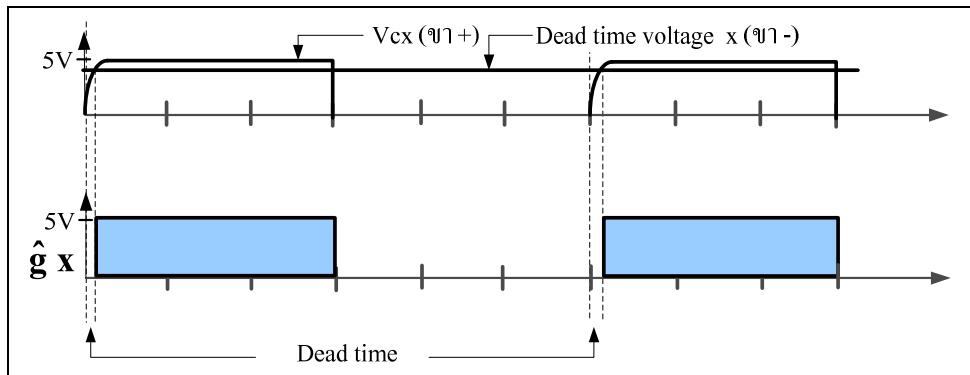
รูปที่ 4.13 ตัวอย่างของคู่สัญญาณ (g_1 , \hat{g}_1) และ (g_4 , \hat{g}_4) ของวงจรเดดไทม์

แบบเอกสาร์โพเนนเซียลจักระทั้งถึงระดับแรงดัน 5 V เมื่อถึงจังหวะขอบขาลงของสัญญาณอินพุต ตัวเก็บประจุ C จะหายประจุผ่านไอดี 1N4004 ซึ่งต่อคร่อมตัวต้านทาน R ของวงจร RC ทำให้ ขอบขาลงของสัญญาณเอาต์พุต V_C ยังคงมีความชันใกล้เคียงกับขอบขาลงของสัญญาณอินพุต ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต V_C จึงมีลักษณะโค้งมนแบบเอกสาร์โพเนนเซียลเฉพาะส่วนของขอบขาขึ้น เท่านั้น แรงดันเอาต์พุต V_C ถูกป้อนเข้าสู่ขาบวกของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ซึ่งสร้างจากไอซี LM319 เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับระดับแรงดันเดด ไทร์ที่ต่ออยู่กับขาลงของไอซี LM319 ระดับ แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากการเปรียบเทียบแรงดันจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังต่อไปนี้ เมื่อแรงดัน V_C มีค่ามากกว่าแรงดันเดด ไทร์เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันจะมีสถานะเป็นโลจิก 1 (5 V) และ ในทำนองกลับกัน ถ้าหากระดับแรงดัน V_C มีค่าต่ำกว่าแรงดันเดด ไทร์เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ แรงดันจะมีสถานะเป็นโลจิก 0 (0 V) ดังนั้น ผลของการเปรียบเทียบแรงดัน V_C ซึ่งมีลักษณะเป็น พลัสดีมีขอบขาขึ้น โค้งมนกับแรงดันไฟตรงเดด ไทร์ ทำให้ค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณเอาต์พุต $\hat{g}_1 - \hat{g}_6$ ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันเดด ไทร์ ก็ตามคือ ค่าดิวตี้ไซเคิลจะลดลงเมื่อระดับแรงดันเดด ไทร์ เพิ่มขึ้น ในทำนองกลับกันค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าดิวตี้ไซเคิล ดังได้กล่าวไว้ข้างต้นดังนั้น ค่าช่วงเวลาเพื่อของสัญญาณเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าดิวตี้ไซเคิล ได้แก่ t_n : inductive load $T_J = 125^\circ C$ 150 ns ดังนั้น จึงต้องกำหนดช่วงเวลาเพื่อของคู่ สัญญาณเอาต์พุต (\hat{g}_1, \hat{g}_4) (\hat{g}_3, \hat{g}_6) และ (\hat{g}_5, \hat{g}_2) ให้มีค่ามากกว่า 150 ns ซึ่งได้กำหนดไว้ที่ 700 ns การคำนวณหาขนาดของตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C ที่ใช้ในวงจร RC เพื่อให้ได้ช่วงเวลาเพื่อ ตามที่ต้องการ เริ่มต้นจากการพิจารณาแรงดันอินพุต V_C และแรงดันเดด ไทร์ที่ป้อนให้กับขาบวก และขาลงของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ดังรูปที่ 4.14 เห็นได้ว่า ช่วงขอบขาขึ้นของแรงดันอินพุต V_C มีการเปลี่ยนสถานะจากศูนย์เป็น 5 V แบบเอกสาร์โพเนนเซียล ซึ่งเป็นไปตามสมการ (4.3)

$$V'_C(t') = 5(1 - e^{-t'/RC}) \quad (4.3)$$

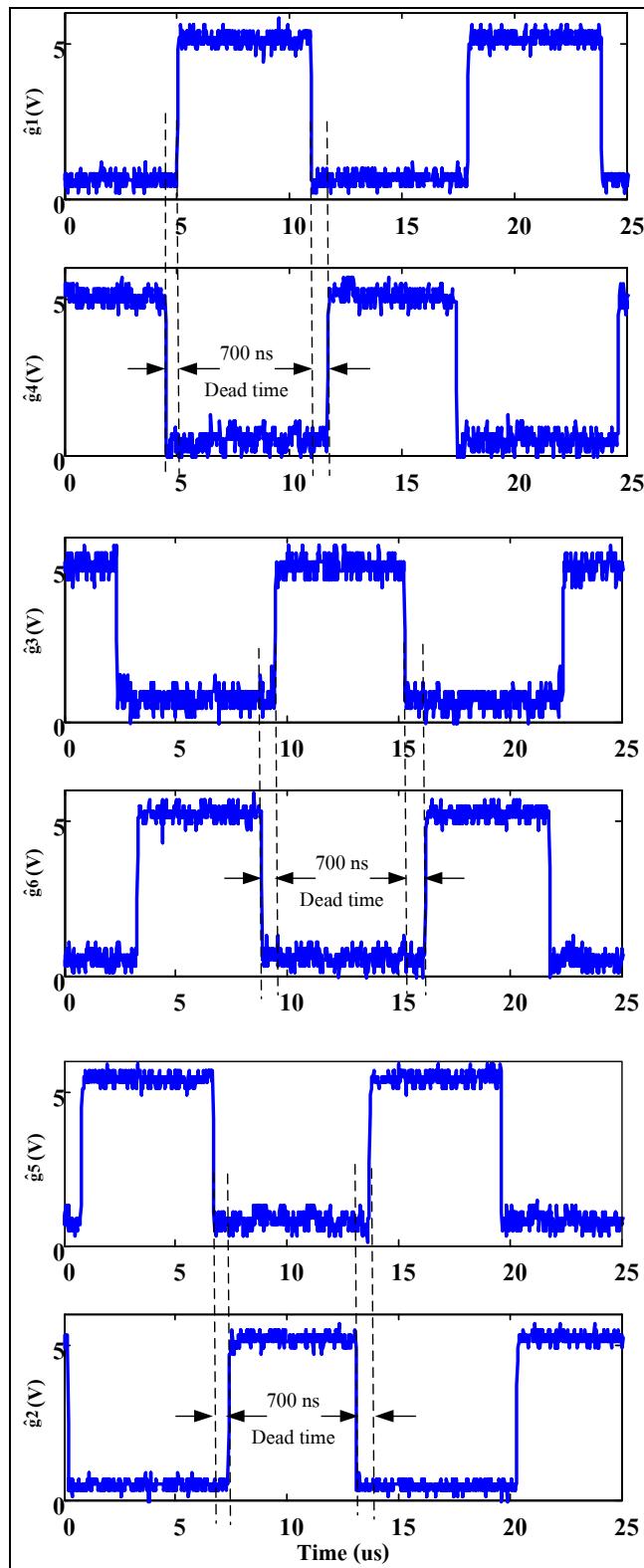
เมื่อ V'_C คือ ระดับแรงดันพลัสดีโลจิก 1 (5 V) ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร RC
ที่เวลา t' (v)
 t' คือ เวลาที่นับจากจุดเริ่มต้นของขอบขาขึ้นของพลัสดีโลจิก 1 (s)

- R กือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทานในวงจร RC (Ω)
C กือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจร RC (F)

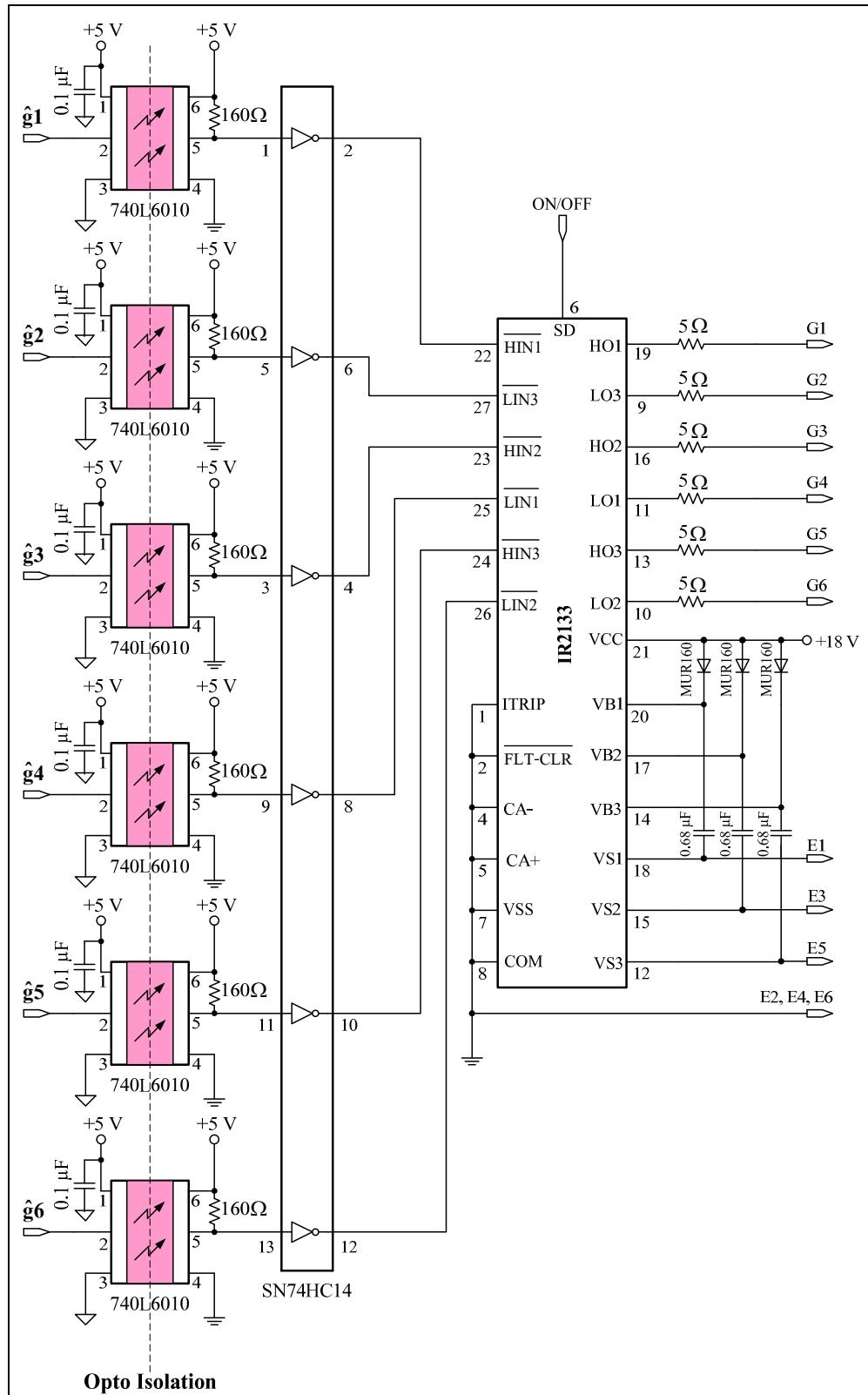


รูปที่ 4.14 สัญญาณของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

เนื่องจากช่วงเวลาเพื่อระหว่างขอบขาขึ้นและขอบขาลงของคู่สัญญาณเอาต์พุต ($\hat{g}1, \hat{g}4$) ($\hat{g}3, \hat{g}6$) และ ($\hat{g}5, \hat{g}2$) สามารถประมาณได้เท่ากับเวลาที่นับจากจุดเริ่มต้นของขอบขาขึ้นจนกระทั่งแรงดันเอาต์พุตจากการ RC มีค่าเท่ากับแรงดันเดดไทม์ หากกำหนดให้แรงดันแรงดันเดดไทม์มีค่าคงที่เป็น $4 V_{dc}$ และเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C ขนาด 1.5 nF ดังนั้น อาศัยความสัมพันธ์จากสมการ (4.3) คำนวณหาค่าของตัวต้านทาน R ที่ทำให้ช่วงเวลาเพื่อมีค่าเท่ากับ 700 ns ตามที่ต้องการ ได้ $R = 292 \Omega$ และเพื่อให้อิฐอ่อนวยต่อการปรับแต่งในขั้นตอนของการทดสอบวงจร ในทางปฏิบัติจึงเลือกใช้ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ขนาด $5 \text{ k}\Omega$ สำหรับนำมาใช้ในวงจร RC รูปที่ 4.15 แสดงคู่สัญญาณเอาต์พุต ($\hat{g}1, \hat{g}4$) ($\hat{g}3, \hat{g}6$) และ ($\hat{g}5, \hat{g}2$) ที่ได้จากการทดสอบวงจรเดดไทม์ที่ได้ออกแบบไว้ สัญญาณเอาต์พุต $\hat{g}1 - \hat{g}6$ แต่ละสัญญาณที่ออกจากร่วมเดดไทม์ถูกส่งต่อไปยังวงจรแยก โดยทางไฟฟ้าและไอซีขั้นเกต IR2133 ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.16 ต่อไป วงจรแยกโดยทางไฟฟ้าทำหน้าที่ส่งสัญญาณขั้นเกต $\hat{g}1 - \hat{g}6$ ไปยังไอซีขั้นเกต IR2133 ผ่านไอซีแยกโดยทางแสง 740L6010 ซึ่งมีพิกัดแรงดันแยก $5,300 V_{rms}$ จำนวน 6 ตัว เป็นการป้องกันมิให้แรงดันและกระแสไฟฟ้าจากวงจรกำลังสร้างความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่อยู่ในวงจรควบคุม เนื่องจากไอซีขั้นเกต IR2133 รับสัญญาณอินพุตแบบ脉冲 ดังนั้น จำเป็นต้องกลับสถานะล็อกของสัญญาณขั้นเกตที่ออกจากวงจรแยกโดยทางไฟฟ้าด้วยไอซี SN74HC14 เสียก่อน หลังจากนั้นจึงป้อนให้กับไอซีขั้นเกต IR2133 ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณขั้นเกตที่มีแอมพลิจูดขนาด 18 V เพื่อส่งไปขั้นเกตของ



รูปที่ 4.15 คุณลักษณะความเอาด้วย (\hat{g}_1, \hat{g}_4) (\hat{g}_3, \hat{g}_6) และ (\hat{g}_5, \hat{g}_2) จากการทดสอบวงจรเดดไทม์



รูปที่ 4.16 วงจรแยกโอดดทางไฟฟ้าและไอซีขับเกต IR2133

Bipolar MOS Transistor IXBH16N170A ในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 3 เฟสต่อไป สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการใช้งาน ไอซีขั้บเกต IR2133 คือ การออกแบบวงจรแหล่งจ่าย บูตสแตรป (bootstrap supply) ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรขั้บเกตด้านสูง (high side driver circuit) ที่อยู่ภายใต้ ไอซีขั้บเกต โครงสร้างของแหล่งจ่ายบูตสแตรปประกอบด้วย ตัวเก็บประจุบูตสแตรป (bootstrap capacitor) และ ไดโอดบูตสแตรป (bootstrap diode) จากรูปที่ 4.16 ตัวเก็บประจุบูตสแตรป คือ ตัวเก็บประจุ $0.68 \mu F$ ที่ต่ออยู่ระหว่างขา VB1 - VS1 VB2 - VS2 และ VB3 - VS3 ส่วนไดโอดบูตสแตรป คือ ไดโอดชนิดความไวสูง MUR160 ที่ต่ออยู่ระหว่างขา VCC - VB1 VCC - VB2 และ VCC - VB3 ของ ไอซีขั้บเกต IR2133 ขนาดของตัวเก็บประจุบูตสแตรปที่นำมาใช้ต้องเลือกให้เหมาะสมกับ ไอซีขั้บเกตและอุปกรณ์สวิตชิ่งที่ต้องการขับ กล่าวคือ ถ้าหากขนาดความจุของตัวเก็บประจุบูตสแตรปมีค่าน้อยเกินไปจะทำให้ ไอซีขั้บเกตไม่สามารถขับอุปกรณ์สวิตชิ่งที่อยู่ในตำแหน่งกึ่งบนของอินเวอร์เตอร์ให้ทำงานได้ ขนาดตัวเก็บประจุบูตสแตรปที่เหมาะสมสามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ตามสมการ (4.4) (International Rectifier, n.d.)

$$C_{BS} = \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{F_s} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{F_s} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (4.4)$$

เมื่อ	C_{BS}	ค่าตัวเก็บประจุบูตสแตรป (F)
	Q_g	คือ ประจุขากet (gate charge) ของอุปกรณ์สวิตชิ่งที่อยู่ในตำแหน่งกึ่งบน (C)
	$I_{qbs(max)}$	คือ กระแส I_{qbs} สูงสุดของ ไอซีขั้บเกต (A)
	Q_{ls}	คือ ประจุ level shift ที่ต้องการต่อรอบ (level shift charge required per cycle) โดยปกติแล้วจะมีค่าเท่ากับ 5 nC สำหรับ ไอซีขั้บเกตที่มีพิกัดแรงดัน $500\text{V}/600\text{V}$ และ 20 nC สำหรับ ไอซีขั้บเกตที่มีพิกัดแรงดัน 1200 V
	$I_{Cbs(leak)}$	คือ กระแสรั่วไหลของตัวเก็บประจุบูตสแตรป (A)
	V_{cc}	คือ แรงดันไฟเลี้ยงภาคอลจิกของ ไอซีขั้บเกต (V)
	V_f	คือ แรงดันตกคร่อม ไดโอดบูตสแตรป (V)
	V_{LS}	คือ แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตชิ่งที่อยู่ในตำแหน่งกึ่งล่าง (V)
	V_{Min}	คือ แรงดันต่ำสุดที่ยอมรับได้ระหว่างขา V_B และ V_S ของ ไอซีขั้บเกต (V)
	F_s	คือ ความถี่สวิตชิ่ง (Hz)

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่นำมาใช้คำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุบุตสแตรป

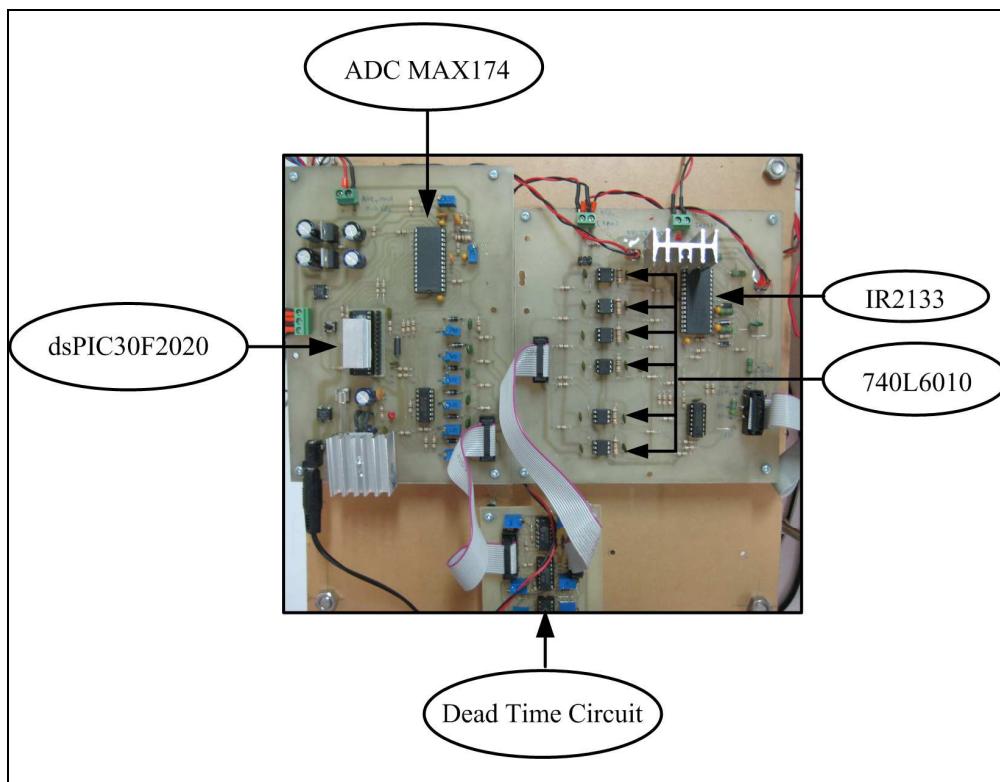
IR2133				IXBH16N170A		MUR160
I _{qbs(max)}	Q _{ls}	V _{cc}	V _{Min}	Q _g	V _{ls}	V _f
100 μA	5 nC	18 V	10 V	65 nC	6 V	1.25 V

จากการศึกษาข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตไอซีบับเกต IR2133 (International Rectifier, 2005) และ Bipolar MOS Transistor IXBH16N170A (IXYS, 2000) ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่จำเป็นต้องนำมาใช้คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุบุตสแตรป ตามรายละเอียดที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.1 เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในตารางที่ 4.1 ไปแทนลงในสมการ 4.4 โดยกำหนดให้ความถี่สัตว์ชิง F_s มีค่าเท่ากับ 77 kHz และถือว่าตัวเก็บประจุบุตสแตรปมีความเป็นอุดมคติสูง ดังนั้น จึงสามารถประมาณค่า I_{Cbs(leak)} ให้มีค่าเท่ากับ 0 ได้ ภายใต้เงื่อนไขดังกล่าว สามารถคำนวณหาขนาดของตัวเก็บประจุบุตสแตรป C_{BS} ได้ดังนี้

$$C_{BS} \geq \frac{2 \left[2 \times 65 \times 10^{-9} + \frac{100 \times 10^{-6}}{77 \times 10^3} + 5 \times 10^{-9} + \frac{0}{77 \times 10^3} \right]}{18 - 1.25 - 6 - 10} \geq 0.36 \mu F$$

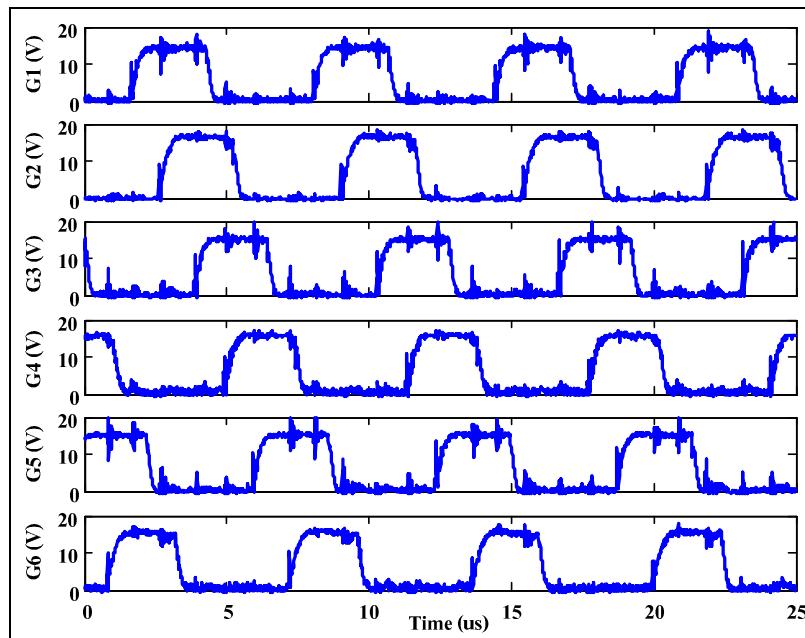
ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดแทนก้าลัมขนาด 0.68 μF 50 V สำหรับทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุบุตสแตรปของไอซีบับเกต IR2133

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซีบับเกต IR2133 แต่ละสัญญาณถูกส่งไปบับเกตของ Bipolar MOS Transistor IXBH16N170A (S1 - S6) ผ่านตัวต้านทานเกตขนาด 5 Ω ดังรายละเอียดที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.16 ชาร์ดแวร์เนพะส่วนของวงจรควบคุมที่สร้างขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 4.17 หลังจากสร้างชาร์ดแวร์ทั้งส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์แล้วเสร็จ จึงได้ทดสอบอินเวอร์เตอร์กับโหลดความต้านทาน 3 เฟส แบบวาย ขนาด 1,800 Ω ต่อเฟส และป้อนสัญญาณแอนะลอกอินพุต 0 - 10 V_{dc} ให้กับส่วนประมวลผลของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงวัดความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งตอบสนองต่อสัญญาณแอนะลอกอินพุตแต่ละค่าด้วยอสซิลโลสโคป ขณะทดสอบกำหนดให้แรงดันไฟตรงที่จุดเชื่อมโยงดีซีค่าเท่ากับ 100 V_{dc} ทั้งนี้ เป็นการกำหนดให้เหมาะสมกับความสามารถในการแสดงผลของอสซิลโลสโคป Tektronix TPS2024 แบบกราวด์แยกโอด ที่นำมาใช้เป็นเครื่องมือวัด ตัวอย่างผลการทดสอบได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.18 - 4.21 ซึ่งรูปที่ 4.18 และรูปที่ 4.19 แสดงให้เห็นถึงสัญญาณที่ขาเกตของอุปกรณ์สัตว์ชิง และแรงดันไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อป้อนแรงดันแอนะลอกอินพุตขนาด 0 V_{dc} ให้กับส่วนประมวลผล เห็นได้ว่าลักษณะแรงดันไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นแบบ 6 ขั้น และมี

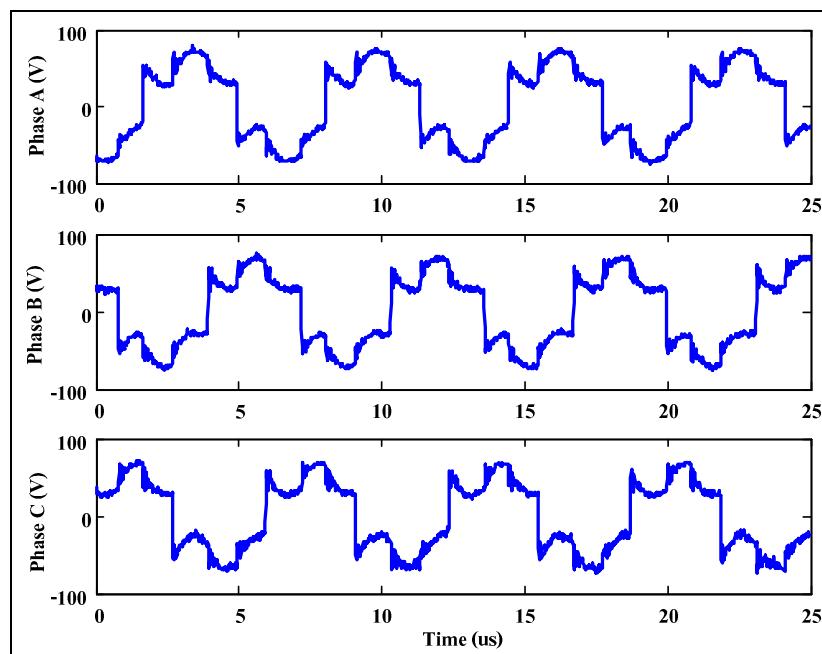


รูปที่ 4.17 ชาร์ดแวร์วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

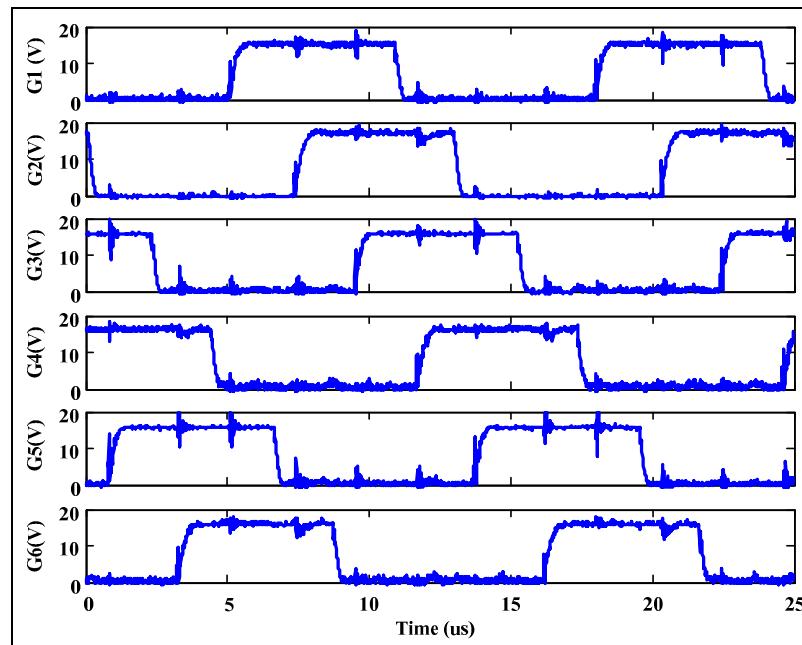
ความถี่ 156 kHz ส่วนรูปที่ 4.20 และรูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณที่ขาเกตของอุปกรณ์สวิตชิ่งและแรงดันไฟเส้าต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อป้อนแรงดันแอนะลอกอินพุตขนาด 10 V_{dc} ให้กับส่วนประมวลผล ลักษณะของแรงดันไฟเส้าต์พุตของอินเวอร์เตอร์ยังคงมีลักษณะเป็นแบบ 6 ขั้น เว้นแต่ความถี่คลองเป็น 77 kHz สำหรับผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันแอนะลอกอินพุตค่าอื่น ๆ ได้แสดงไว้ในลักษณะของกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของแรงดันเส้าต์พุตหรือความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันแอนะลอกอินพุตของส่วนประมวลผล ดังรูปที่ 4.22 เห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิตชิ่งและแรงดันแอนะลอกอินพุตเป็นแบบพกผันสองครั้งกับเงื่อนไขที่ได้กำหนดไว้ สำหรับวงจรรวมแบบสมบูรณ์ของอินเวอร์เตอร์ทั้งส่วนของวงจรควบคุมและวงจรกำลัง ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.23



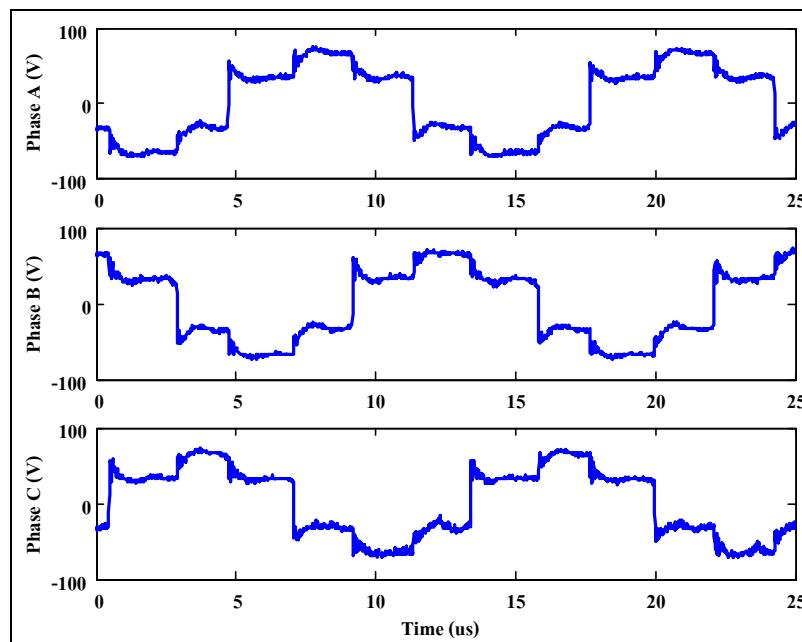
รูปที่ 4.18 สัญญาณขั้นเกตจากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 0 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล



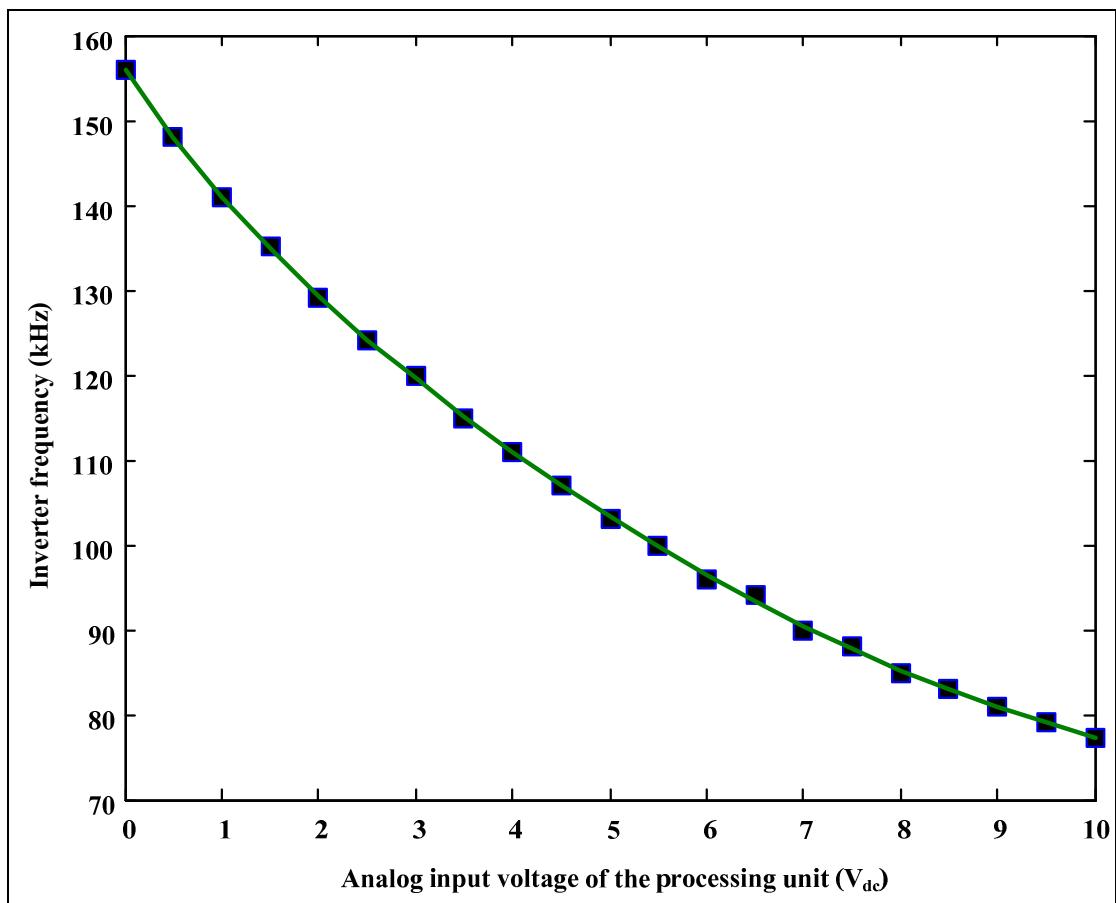
รูปที่ 4.19 แรงดันเฟสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 0 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล



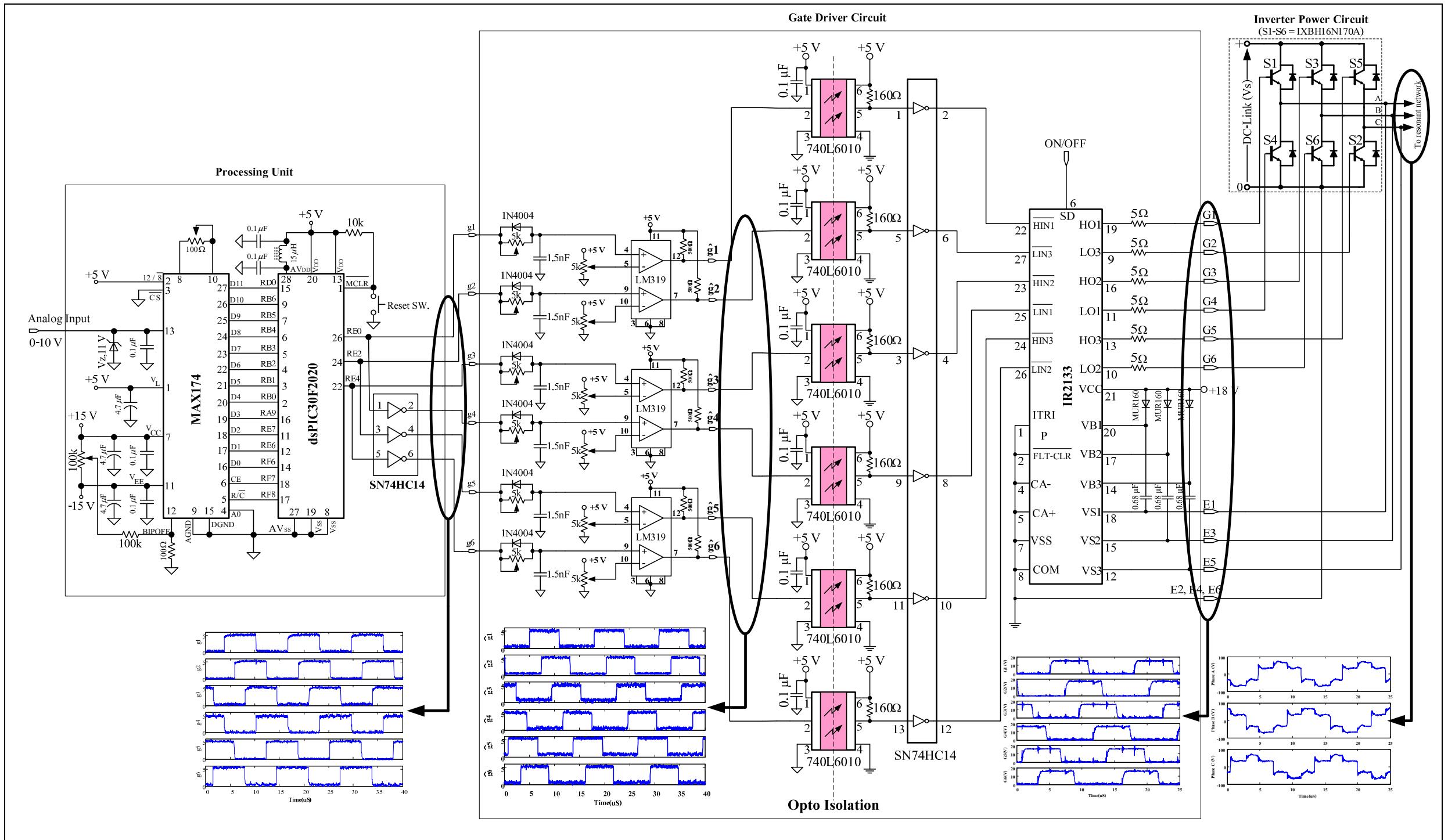
รูปที่ 4.20 สัญญาณขับเกตจากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 10 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล



รูปที่ 4.21 แรงดันไฟฟ้าต่อพุตของอินเวอร์เตอร์จากการทดสอบป้อนสัญญาณอินพุตขนาด 10 V_{dc} ให้กับวงจรส่วนประมวลผล



รูปที่ 4.22 ความถี่สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันแอนะลอกอินพุตของส่วนประมวลผล



รูปที่ 4.23 แผนกาวังจรอินเวอร์เตอร์ที่สมบูรณ์

4.4 โครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลงความถี่สูง

เนื้อหาในหัวข้อนี้อธิบายถึงวิธีการสร้างอาร์ดแวร์ในส่วนของโครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลงความถี่สูง 3 เฟส ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ให้มีคุณสมบัติเป็นไปตามข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้ ดังรายละเอียดในตารางที่ 3.2 ของบทที่ 3 โดยปกติแล้ว ในขั้นตอนการออกแบบและสร้างอาร์ดแวร์จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทราบถึงขนาดของกระแสและแรงดันในส่วนต่าง ๆ ของวงจรแปลงผัน เพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการกำหนดขนาดพิกัดของอุปกรณ์และวัสดุต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในวงจร ดังนั้น ในเบื้องต้นนี้ จึงได้นำเสนอข้อมูลค่ากระแสและแรงดันที่ส่วนต่าง ๆ ของ โครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งได้จากการจำลองผลวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ตามที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อ 3.4 ของบทที่ 3 ให้ทำงานด้วยความถี่ สวิตชิ้งตั้งแต่ 67.45 kHz ถึง 156 kHz โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป PSIM ผลที่ได้รวมรวมไว้ในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าขอด (peak) ของแรงดันและกระแสใน โครงข่ายเรโซแนนซ์และหม้อแปลงความถี่ สูงจากการจำลองผลให้วงจรแปลงผันทำงานในช่วงความถี่ 67.45 kHz - 156 kHz

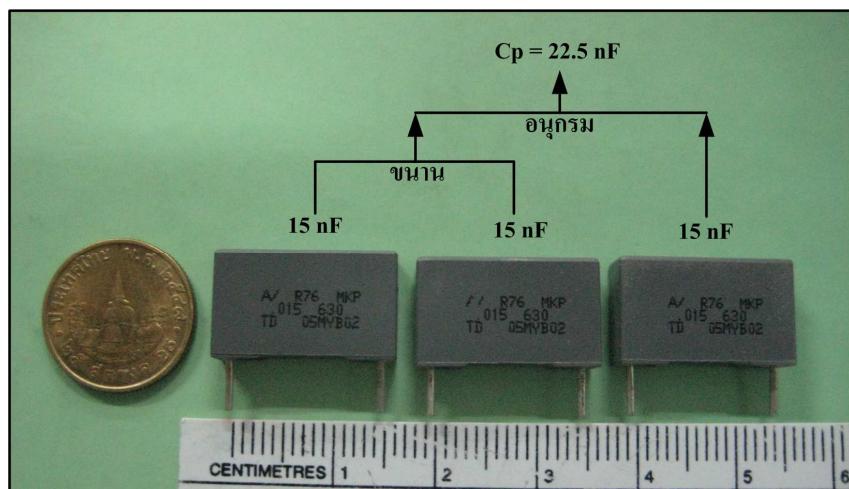
F_s (kHz)	Resonant Network				High Frequency Transformer			
	L_s		C_p		Pri. Winding		Sec.Winding	
	$V_{L_s\text{ peak}}$	$I_{L_s\text{ peak}}$	$V_{C_p\text{ peak}}$	$I_{C_p\text{ peak}}$	$V_{\text{Pri. peak}}$	$I_{\text{Pri. peak}}$	$V_{\text{Sec. peak}}$	$I_{\text{Sec. peak}}$
67.45	529 V	4.50 A	428 V	4.50 A	428 V	1.82 A	750 V	1.04 A
71.00	517 V	4.55 A	413 V	4.55 A	413 V	1.74 A	724 V	0.99 A
77.00	471 V	4.14 A	361 V	4.14 A	361 V	1.50 A	632 V	0.86 A
80.00	467 V	3.85 A	329 V	3.85 A	329 V	1.34 A	577 V	0.77 A
90.00	421 V	2.99 A	232 V	2.99 A	232 V	0.93 A	407 V	0.53 A
100.00	373 V	2.42 A	167 V	2.42 A	167 V	0.67 A	292 V	0.38 A
110.00	332 V	2.04 A	125 V	2.04 A	125 V	0.50 A	220 V	0.29 A
120.00	305 V	1.75 A	98 V	1.75 A	98 V	0.39 A	172 V	0.22 A
130.00	286 V	1.52 A	79 V	1.52 A	79 V	0.31 A	138 V	0.18 A
140.00	273 V	1.34 A	65 V	1.34 A	65 V	0.25 A	114 V	0.15 A
150.00	262 V	1.22 A	55 V	1.22 A	55 V	0.22 A	96 V	0.12 A
156.00	257 V	1.16 A	50 V	1.16 A	50 V	0.20 A	88 V	0.11 A

สัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ปรากฏในตารางที่ 4.2 มีความหมายดังต่อไปนี้

F_s	คือ ค่าความถี่สั่นสะเทือนของวงจรแปลงผัน (Hz)
VL_{s_peak}	คือ ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s (V_{peak})
IL_{s_peak}	คือ ค่ายอดของกระแสไฟล์ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_s (A_{peak})
VC_{p_peak}	คือ ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_p (V_{peak})
IC_{p_peak}	คือ ค่ายอดของกระแสไฟล์ผ่านตัวเก็บประจุ C_p (A_{peak})
V_{Pri_peak}	คือ ค่ายอดของแรงดันด้านปั๊มภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (V_{peak})
I_{Pri_peak}	คือ ค่ายอดของกระแสด้านปั๊มภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (A_{peak})
V_{Sec_peak}	คือ ค่ายอดของแรงดันด้านทุติภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (V_{peak})
I_{Sec_peak}	คือ ค่ายอดของกระแสด้านทุติภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (A_{peak})

4.4.1 โครงสร้างแบบขาน 3 เพส

ในแต่ละเฟสของ โครงร่าง่ายเรโซแนนซ์ที่ได้ออกแบบไว้ ประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ C_p ขนาด 21.50 nF และตัวเหนี่ยวนำ L_s ขนาด $233 \mu\text{H}$ คุณสมบัติของตัวเก็บประจุที่นำมาใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ต้องเป็นตัวเก็บประจุแบบไม่มีข้อ สามารถทำงานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 77 kHz ถึง 156 kHz และต้องมีพิกัดแรงดันสูงสุดมากกว่า $428 \text{ V}_{\text{peak}}$ (ข้อมูลจากการจำลองผลตามตารางที่ 4.2) ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด metallised polypropylene film ขนาด 15 nF 630 V จำนวน 3 ตัว ต่อผสมกัน ซึ่งได้ความจุรวมเท่ากับ 22.5 nF คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ออกแบบไว้ 4.65% รูปที่ 4.24 แสดงลักษณะของตัวเก็บประจุชนิด metallised polypropylene film ที่เลือกใช้เป็น



รูปที่ 4.24 ตัวเก็บประจุ C_p ของโครงข่ายเรโซแนนซ์

ตัวเก็บประจุ C_p ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ สำหรับตัวเหนี่ยววนนำอนุกรม L_s ขนาด $233 \mu\text{H}$ ของโครงข่ายเรโซแนนซ์จำเป็นต้องออกแบบและสร้างขึ้นเอง เนื่องจากในท้องตลาดไม่มีตัวเหนี่ยววนนำสำเร็จรูปที่มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการจำหน่าย วิธีการออกแบบและสร้างตัวเหนี่ยววนนำ L_s มีขั้นตอนดังต่อไปนี้ (Erickson, 1997)

ขั้นที่ 1 ในขั้นนี้ เป็นการคำนวณหาขนาดที่เหมาะสมของแกนตัวเหนี่ยววนนำ การเลือกใช้แกนที่มีขนาดเล็กเกินไปอาจส่งผลให้ตัวเหนี่ยววนนำเกิดการอิ่มตัวเมื่อนำไปใช้งานจริง การที่ตัวเหนี่ยววนนำของโครงข่ายเรโซแนนซ์อิ่มตัวย่อมส่งผลให้คุณสมบัติของโครงข่ายเรโซแนนซ์ พิเศษไปจากที่ได้ออกแบบไว้ และอาจนำมาซึ่งความเสียหายที่เกิดขึ้นกับวงจรแปลงผันได้ ในทำนองกลับกัน หากเลือกใช้แกนที่มีขนาดใหญ่เกินไปย่อมทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในแกนของตัวเหนี่ยววนนำเพิ่มขึ้น อีกทั้งยังส่งผลในแง่ของต้นทุนการสร้างที่เพิ่มสูงขึ้นด้วย สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงในการสร้างตัวเหนี่ยววนนำ คือ การเลือกชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ทำเป็นแกนของตัวเหนี่ยววนนำให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน ในงานวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้แกนที่ทำมาจากวัสดุปรับเทอร์ไรต์ (manganese zinc) ซึ่งเหมาะสมสำหรับนำไปใช้เป็นแกนของตัวเหนี่ยววนนำที่ทำงานในช่วงความถี่ 10 kHz ถึง 1 MHz ขนาดที่เหมาะสมของแกนสามารถคำนวณหาได้จากสมการ (4.5) (Erickson, 1997)

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda^2 I^2 K_{fe}^{2/\beta}}{2K_u P_{tot}^{(\beta+2)/\beta}} \times 10^8 \quad (4.5)$$

เมื่อ K_{gfe} คือ ค่าคงที่เชิงเรขาคณิตของแกน (ไม่มีหน่วย)

ρ คือ ค่าความต้านทานประสิทธิพล (effective resistivity) ของ漉ดตัวนำ ($\Omega - \text{cm}$)

λ คือ พื้นที่ได้กราฟแรงดันครึ่งค่าของตัวเหนี่ยววนนำ (V-s)

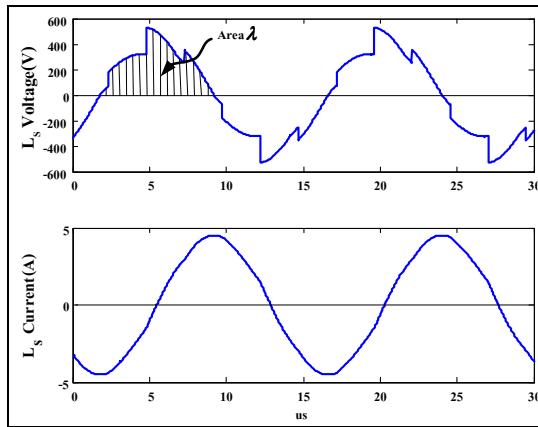
I คือ ค่ากระแสอาร์เอมแอลของตัวเหนี่ยววนนำ (A_{rms})

K_{fe} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสีย (loss coefficient) ของแกน ($\text{W/cm}^3 \text{T}^\beta$)

β คือ ค่าคงที่เลขยกกำลังในพจน์การสูญเสีย (loss exponent) ของแกน (ไม่มีหน่วย)

K_u คือ ค่าตัวประกอบการพันคลวด

P_{tot} ค่ากำลังสูญเสียสุทธิของตัวเหนี่ยววนนำ (W)



รูปที่ 4.25 แรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s จากการจำลองผลที่ความถี่สวิตชิ้ง 67.45 kHz

เมื่อพิจารณาข้อมูลที่ได้จากการจำลองผลวงจรแปลงผันตามตารางที่ 4.2 พบว่า แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_s มีค่าสูงสุดเท่ากับ $529 \text{ V}_{\text{peak}}$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อวงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตชิ้งเท่ากับ 67.45 kHz ดังนั้น ข้อมูลจากการจำลองผลการทำงานของวงจรแปลงผันที่ความถี่ดังกล่าว จึงถูกนำมาใช้ในขั้นตอนการออกแบบและสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_s ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ รูปที่ 4.25 และคงลักษณะแรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่ได้จากการจำลองผลให้วงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตชิ้งเท่ากับ 67.45 kHz จากการคำนวณหาพื้นที่ใต้กราฟแรงดันครึ่งคานของตัวเหนี่ยวนำ L_s (λ) ด้วยโปรแกรม MATLAB ได้ค่า λ เท่ากับ 0.0021 V-s และเมื่อพิจารณากระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_s เห็นได้ว่า มีลักษณะใกล้เคียงรูปضايان ซึ่งสามารถประมาณค่ากระแสอาร์เอมแอด (I) ของตัวเหนี่ยวนำ L_s ได้เท่ากับ $3.18 \text{ A}_{\text{rms}}$ สำหรับค่าพารามิเตอร์ของแกนเฟอร์ไรต์ที่จำเป็นต้องนำไปใช้ในการคำนวณขนาดแกน มีดังต่อไปนี้ (Erickson, 1997) ค่าคงที่ β โดยปกติจะอยู่ในช่วง $2.6 - 2.8$ ในที่นี่กำหนดให้ β มีค่าเท่ากับ 2.7 ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสีย K_{fe} เลือกพิจารณาที่ความถี่ 100 kHz ซึ่งมีค่าเท่ากับ $50 \text{ W/cm}^3 \text{T}^\beta$ และยอมให้มีการสูญเสียสูงสุด P_{tot} ของตัวเหนี่ยวนำไม่เกิน 5 W สำหรับตัวนำที่ใช้พันขาดลวดของตัวเหนี่ยวนำเลือกใช้ลวดตัวนำทองแดงเปลือยอาบน้ำยาล้นวน ดังนั้น ค่าความต้านทานประสิทธิผล ρ จึงมีค่าเท่ากับ $1.724 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ และกำหนดให้ค่าตัวประกอบการพันขาดลวด K_u มีค่าเท่ากับ 25% เมื่อนำค่าพารามิเตอร์เหล่านี้แทนลงในสมการ (4.5) สามารถคำนวณขนาดของแกนในรูปของค่าคงที่เชิงราคาณิต K_{gfe} ได้ดังนี้

$$K_{\text{gfe}} \geq \frac{1.724 \times 10^{-6} \times 0.0021^2 \times 3.18^2 \times 50^{2/2.7}}{2 \times 0.25 \times 5^{(2.7+2)/2.7}} \times 10^8 \geq 16.87 \times 10^{-3}$$

จากข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ ที่ได้รับรวมไว้ในภาคผนวก บ. เห็นได้ว่า แกนแบบ pot ขนาด 3622 แกนแบบ EE50 และแกนแบบ ETD39 มีค่า K_{eff} สอดคล้องกับค่าที่คำนวณได้ แกนทั้ง 3 แบบ ที่กล่าวมา มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่แตกต่างกัน กล่าวคือ แกนแบบ pot มีโครงสร้างที่สามารถป้องกันการแพร่สنانามแม่เหล็กออกไปรบกวนสิ่งแวดล้อมภายนอกได้ในตัว และมีขนาดกระหัดรัดจึงทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในแกนต่ำ อย่างไรก็ตาม แกนแบบ pot มีข้อเสียตรงที่มีราคาค่อนข้างแพง สำหรับแกนแบบ EE โดยโครงสร้างไม่มีคุณสมบัติในการป้องกันการแพร่ของสنانามแม่เหล็กออกไปรบกวนสิ่งแวดล้อมภายนอกเหมือนกับแกนแบบ pot แต่มีข้อดีตรงที่ลักษณะโครงสร้างอื่นอำนวยต่อการระบายความร้อนได้ดีและมีราคาต่ำ สำหรับแกนแบบ ETD มีลักษณะโครงสร้างคล้ายคลึงกับแกนแบบ EE เว้นแต่ขาลงมีลักษณะเป็นแท่งทรงกระบอกส่วนขอบด้านในของขาด้านข้างทั้งสองมีลักษณะโค้งเว้า โครงสร้างที่มีลักษณะดังกล่าว ทำให้ความขาวต่อรอบของคลุดตัวนำลดลง ดังนั้น การสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในคลุดตัวนำจะมากกว่าแกนแบบ EE ที่มีขนาดเดียวกัน อย่างไรก็ตาม เนื่องจากชนิดและขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีจำนวนร่ายกายในประเทศไทยให้เลือกค่อนข้างจำกัด ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้แกนแบบ EE55/55/21 ซึ่งสามารถหาซื้อได้ภายในประเทศ สำหรับใช้ทำเป็นแกนของตัวเหนี่ยว L_s ในโครงข่ายเรโซแนนซ์ แกนดังกล่าวมีคุณสมบัติสอดคล้องกับเงื่อนไขที่ได้คำนวณไว้ตามสมการ (4.5) เนื่องจากภาคผนวก บ. ไม่มีข้อมูลของแกน EE55/55/21 แสดงไว้ จึงได้นำเสนอข้อมูลของแกนชนิดนี้ไว้ในตารางที่ 4.3 เป็นการเฉพาะ (สุวัฒน์ ดัน, 2537)

ตารางที่ 4.3 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21

พื้นที่หน้าตัดของแกน A_c	3.54 cm^2
พื้นที่ช่องพันคลุดของบอนบัน W_A	2.50 cm^2
ปริมาตรของแกน V_c	43.70 cm^3
ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกน l_m	12.30 cm

ข้อที่ 2 หลังจากได้เลือกแกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21 สำหรับนำมาใช้ทำเป็นแกนของตัวเหนี่ยว L_s ในขั้นนี้เป็นการคำนวณค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนของตัวเหนี่ยวตามสมการ (4.6) (Erickson, 1997)

$$B_{\max} = \left[10^8 \times \frac{\rho \lambda^2 I^2 (MLT)}{2K_u W_A A_c^3 l_m \beta K_{fe}} \right]^{1/(\beta+2)} \quad (4.6)$$

เมื่อ	B_{\max}	ค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (Tesla)
	ρ	ค่าความต้านทานประสิทธิผล (effective resistivity) ของโลหิตัวนำ ($\Omega - \text{cm}$)
	λ	พื้นที่ได้กราฟแรงดันครึ่งคานของตัวเหนี่ยวนำ (V-s)
	I	ค่ากระแสอาร์ເອັມເອສຂອງตัวเหนี่ยวนำ (A_{rms})
	MLT	ค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบของชด漉ดตัวนำ (cm)
	K_u	ค่าตัวประกอนการพันชด漉ด
	W_A	พื้นที่ช่องพันชด漉ดของบอบบืน (cm^2)
	A_c	พื้นที่หน้าตัดของแกน (cm^2)
	l_m	ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกน (cm)
	β	ค่าคงที่แสดงการสูญเสีย (loss exponent) ของแกน ("ไม่มีหน่วย")
	K_{fe}	ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสีย (loss coefficient) ของแกน ($\text{W/cm}^3 \text{T}^\beta$)

การคำนวณตามสมการ (4.6) มีประโยชน์ในการประเมินว่า แกนของตัวเหนี่ยวนำ มีโอกาสอิ่มตัวในขณะทำงานหรือไม่ โดยทั่วไปแกนเฟอร์ไรต์จะเกิดการอิ่มตัวเมื่อความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนมีค่าประมาณ 0.25 - 0.5 Tesla (Erickson, 1997) ค่าพารามิเตอร์ส่วนใหญ่ที่นำมาใช้คำนวณหาค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กตามสมการ (4.6) ยังคงเป็นค่าเดิมกันกับที่ใช้ในการคำนวณหาค่าคงที่เชิงเรขาคณิต K_{gfe} ตามสมการ (4.5) ยกเว้นค่า W_A , A_c และ l_m ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ของแกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21 ที่ได้ระบุไว้ในตารางที่ 4.3 สำหรับค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบของชด漉ดตัวนำ (MLT) ไม่มีบริษัทผู้ผลิตหรือตัวแทนจำหน่ายแกนเฟอร์ไรต์รายใดได้ระบุค่าไว้ดังนั้น ค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบของชด漉ดตัวนำ (MLT) ของแกน EE55/55/21 ที่นำมาใช้ในการคำนวณจึงได้มารจากSIONTECH โพเลทข้อมูลความยาวเฉลี่ยต่อรอบของชด漉ดตัวนำของแกน EE ในภาคผนวก ๊. ซึ่งได้ค่า $MLT = 11.4 \text{ cm}$ เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ข้างต้นไปแทนลงในสมการ (4.6) สามารถคำนวณหาค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนของตัวเหนี่ยวนำ L_s ได้ดังนี้

$$B_{\max} = \left[10^8 \times \frac{1.724 \times 10^{-6} \times 0.0021^2 \times 3.18^2 \times 11.4}{2 \times 0.25 \times 2.50 \times 3.54^3 \times 12.3 \times 2.7 \times 50} \right]^{1/(2.7+2)} = 0.054 \text{ Tesla}$$

ผลจากการคำนวณยืนยันได้ว่า การเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาด EE55/55/21 ทำเป็นแกน จะไม่ทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_s เกิดการอิ่มตัวในขณะทำงาน เนื่องจากค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีค่าเพียง 0.054 Tesla ซึ่งยังคงต่ำกว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว (0.25-0.5 Tesla)

ขั้นที่ 3 หลังจากได้ทำการประเมินแล้วว่าตัวเหนี่ยวน์ L_s จะไม่เกิดการอิ่มตัวขณะทำงาน ในขั้นนี้จึงคำนวณหาจำนวนรอบขดลวดของตัวเหนี่ยวน์ L_s โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.7) (Erickson, 1997)

$$n = \frac{\lambda}{2 \times B_{\max} A_c \times 3.54} \times 10^4 \quad (4.7)$$

เมื่อ	n	คือ จำนวนรอบขดลวดของตัวเหนี่ยวน์ (รอบ)
	λ	คือ พื้นที่ได้กราฟเร่งดันครึ่งคลาบของตัวเหนี่ยวน์ (V-s)
	B_{\max}	คือ ค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (Tesla)
	A_c	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (cm^2)

แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องลงในสมการ (4.7) จะได้จำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวน์ L_s ดังนี้

$$n = \frac{0.0021}{2 \times 0.054 \times 3.54} \times 10^4 = 55 \text{ รอบ}$$

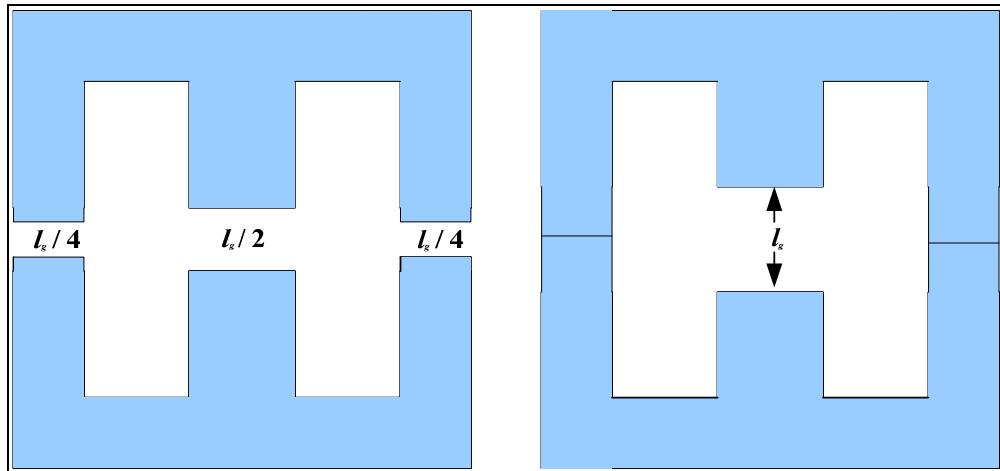
ขั้นที่ 4 คำนวณหาระยะช่องอากาศ (air gap) ของแกนตัวเหนี่ยวน์ L_s เพื่อเพิ่มความสามารถในการสะสมพลังงานของตัวเหนี่ยวน์ให้มากขึ้นกว่าเดิม โดยไม่ทำให้แกนเกิดการอิ่มตัวเสียก่อน อย่างไรก็ตาม การออกแบบให้แกนของตัวเหนี่ยวน์มีช่องอากาศยื่อมส่งผลให้ฟลักซ์แม่เหล็กสามารถรั่วไหลออกไปรบกวนสภาพแวดล้อมภายนอกได้มากขึ้น ระยะช่องอากาศสามารถคำนวณได้จากสมการ (4.8) (Erickson, 1997)

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L_s} \times 10^{-4} \quad (4.8)$$

เมื่อ	l_g	คือ ระยะช่องอากาศของแกน (m)
	μ_0	คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของอากาศ ($4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)
	A_c	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (cm^2)
	n	คือ จำนวนรอบของขดลวด (รอบ)
	L_s	ค่าความเหนี่ยวน์ของตัวเหนี่ยวน์ L_s (H)

แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องลงในสมการ (4.8) คำนวณค่าระยะ
ช่องอากาศของแกนได้ดังนี้

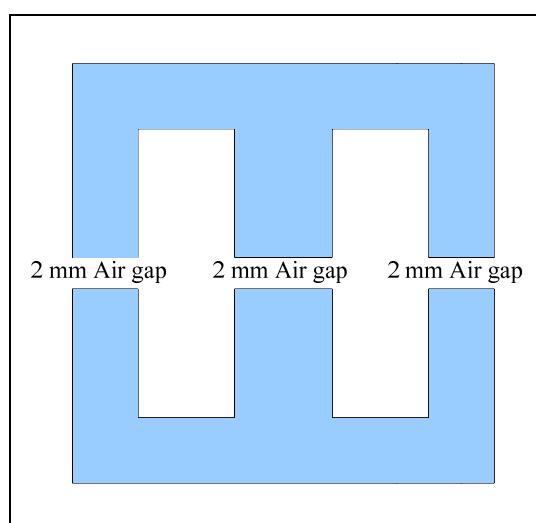
$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 3.54 \times 55^2}{233 \times 10^{-6}} \times 10^{-4} \approx 6 \text{ mm}$$



(ก)

(ย)

รูปที่ 4.26 การกำหนดตำแหน่งและระยะของช่องอากาศเชิงทฤษฎี



รูปที่ 4.27 ลักษณะช่องอากาศของแกนตัวหนีบวนด้วยขนาด L_s ที่สร้างขึ้นจริง

ค่าระยะช่องอากาศ $l_g = 6 \text{ mm}$ ที่คำนวณได้ หมายถึง ระยะช่องอากาศรวมของแกน หากพิจารณาตามหลักทฤษฎี ในกรณีที่โครงสร้างของแกนตัวเห็นี่ยวน้ำมีลักษณะเป็นแบบตัวอักษร E 2 ตัวประกอบกันและมีขดลวดตัวนำพัน ไว้ที่ขากร่างของแกน การกำหนดตำแหน่งและระยะของช่องอากาศอาจทำได้ดังนี้ แนวทางที่ 1 กำหนดตำแหน่งช่องอากาศระยะ $l_g / 4$ หรือ 1.5 mm ไว้ที่ขาด้านข้างทั้งสองของแกนและระยะ $l_g / 2$ หรือ 3 mm ไว้ที่ขากร่างของแกน ดังรูปที่ 4.26 (ก) ส่วนแนวทางที่ 2 กำหนดช่องอากาศระยะ $l_g = 6 \text{ mm}$ ไว้ที่ขากร่างของแกนเพียงตำแหน่งเดียว ดังรูปที่ 4.26 (ข) อุ่นไห่ใน 4.26 (ก) ตาม ในการตัดแปลงแกนให้มีช่องอากาศตามแนวทางที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ไม่สามารถหาซื้อได้ภายในประเทศไทย ดังนั้น ในที่นี่จึงออกแบบให้แกนของตัวเห็นี่ยวน้ำ L_s มีช่องอากาศ 3 ตำแหน่ง คือ ตรงขากร่างและขาข้างทั้งสองของแกน โดยการเฉลี่ยให้ช่องอากาศแต่ละตำแหน่งมีระยะเท่ากัน คือ $l_g / 3$ หรือ 2 mm ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.27

ขั้นที่ 5 ขั้นนี้เป็นการคำนวณขนาดตัวนำของขดลวดตามความสัมพันธ์ในสมการ (4.9) (Erickson, 1997)

$$A_w \leq \frac{K_u W_A}{n} \quad (4.9)$$

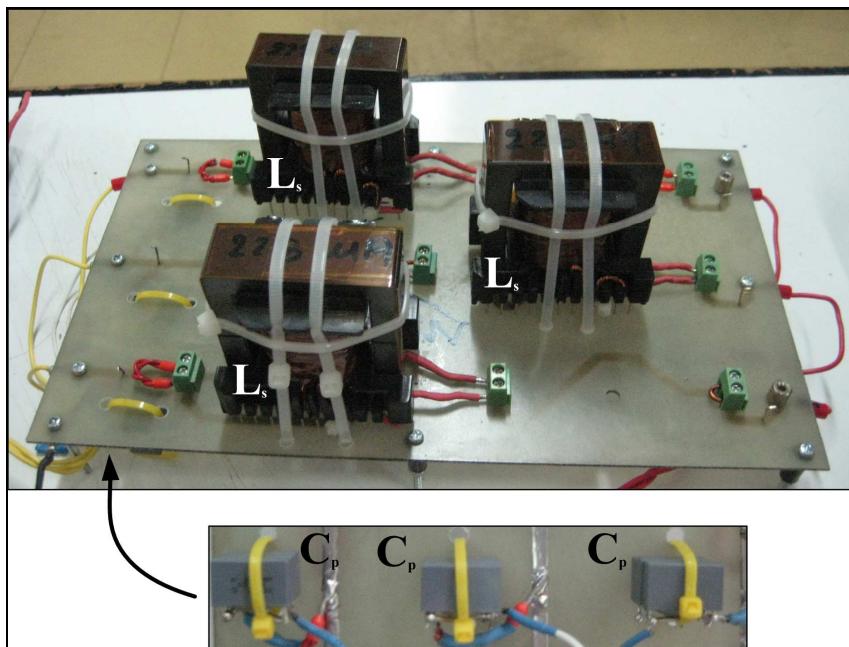
เมื่อ K_u คือ ค่าตัวประกอบการพันขดลวด
 A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ (cm^2)
 W_A คือ พื้นที่ช่องพันขดลวดของบอนบัน (cm^2)
 n คือ จำนวนรอบของขดลวด (รอบ)

จากข้อมูลในตารางที่ 4.3 แกน EE55/55/21 มีพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอนบัน (W_A) เท่ากับ 2.50 cm^2 จำนวนรอบของขดลวด (n) ที่คำนวณได้ในขั้นที่ 3 มีค่าเท่ากับ 55 รอบ และพันขดลวดตัวนำด้วยค่าตัวประกอบการพันขดลวด (K_u) เท่ากับ 25% ดังนั้น จากความสัมพันธ์ตามสมการ (4.9) คำนวณขนาดพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำรับใช้พันขดลวดของตัวเห็นี่ยวน้ำ L_s ได้ดังนี้

$$A_w \leq \frac{0.25 \times 2.5}{55} \leq 0.011 \text{ cm}^2$$

จากข้อมูลของขดลวดตัวนำที่แสดงไว้ในภาคผนวก ข. สรุปได้ว่า ขดลวดตัวนำเปลือยอาบน้ำขาวน้ำตาลใหญ่สุดสำหรับใช้พันขดลวดต้องมีขนาดไม่เกินเบอร์ AWG27

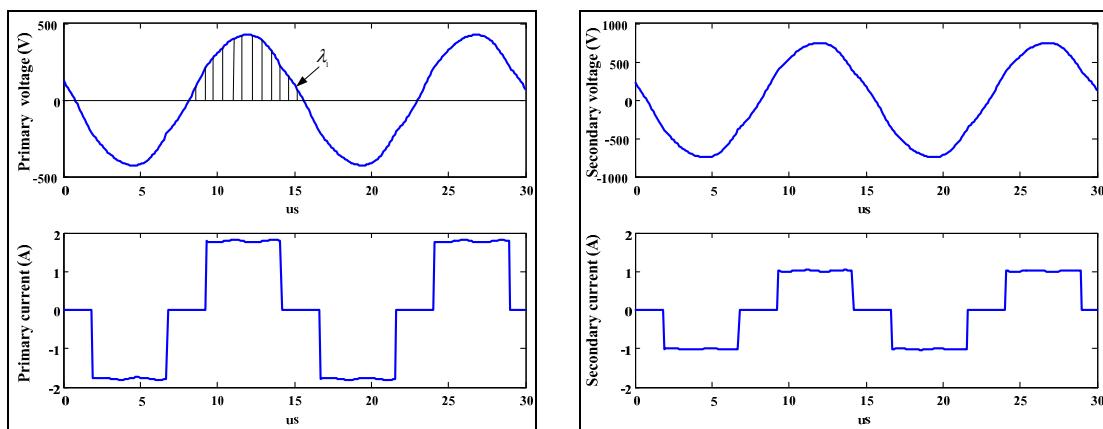
เนื่องจากพารามิเตอร์บางส่วน เช่น ค่าคงที่ตัวเลขยกกำลังในพจน์การสูญเสียของแกน (β) ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสียของแกน (K_{fe}) ค่าความยาวเฉลี่ยต่อรอบของชุดคลอดตัวนำ (MLT) และระยะห่างอากาศที่นำมาใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_s ตามที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น ได้มางานการประมาณค่า ดังนี้ การสร้างตัวเหนี่ยวนำให้มีโครงสร้างทางกายภาพตรงตามที่คำนวณไว้ทุกประการย่อมทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการจริง ดังนั้น ในขั้นตอนของการสร้างจริงจำเป็นต้องใช้เครื่องมือวัด คือ LCR มิเตอร์ Agilent 4263B เป็นตัวตรวจสอบค่าความตัวเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่สร้างขึ้น เพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการ คือ $233 \mu\text{H}$ และมีบางจุดที่มีการปรับเปลี่ยนให้เหมาะสมในระหว่างการสร้างจริง คือ ชุดควบคุมของตัวเหนี่ยวนำพันด้วย漉ทองแดงเปลือยอาบน้ำยาขนาด AWG29 จำนวน 12 เส้น ตีเกลี่ยเข้าด้วยกัน ทำให้ลวดตัวนำมีพื้นที่หน้าตัดรวมมากกว่าที่คำนวณไว้ ทั้งนี้ เพื่อต้องการลดความด้านทานแฟรงของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าต่ำที่สุด จากการทดสอบตัวเหนี่ยวนำ L_s ที่ความถี่ 100 kHz ด้วยเครื่องวัด LCR 4263B พบร่วมความด้านทานแฟรงประมาณ $427 \text{ m}\Omega$ หลังจากสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_s แล้วเสร็จ จึงได้ประกอบอาร์ดแวร์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ C_p ขนาด 22.5 nF 3 ชุด และตัวเหนี่ยวนำ L_s ขนาด $233 \mu\text{H}$ 3 ตัว ลงบนแผ่น PCB ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 อาร์ดแวร์ของโครงข่ายเรโซแนนซ์ที่สร้างขึ้น

4.4.2 หม้อแปลงความถี่สูง

จากข้อมูลที่ได้จากการจำลองผลว่างจรแปลงผันเรโซแนนซ์ 3 เฟส ให้ทำงานในช่วงความถี่ $67.45 \text{ kHz} - 150 \text{ kHz}$ ตามตารางที่ 4.2 เห็นได้ว่ากระแสและแรงดันของหม้อแปลงความถี่สูงมีค่าสูงสุดเมื่อวงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 67.45 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้อัตราขยายของวงจรแปลงผันมีค่าสูงสุด ดังนั้น ข้อมูลค่ากระแสและแรงดันของหม้อแปลงความถี่สูงที่นำมาใช้ในการคำนวณหาขนาดของแกนและขนาดลวดตัวนำ จึงได้มามาจากการจำลองผลว่างจรแปลงผันที่ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 67.45 kHz เช่นเดียวกับการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_s ซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา รูปที่ 4.29 แสดงตัวอย่างแรงดันและกระแสเฟส A ของหม้อแปลงความถี่สูงที่ได้จากการจำลองผลให้ว่างจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 67.45 kHz ด้วยโปรแกรม PSIM สำหรับวัสดุที่เลือกใช้ทำเป็นแกนของหม้อแปลงเป็นวัสดุประภพเฟอร์ไรต์ เช่นเดียวกับแกนของตัวเหนี่ยวนำ L_s ในโครงข่ายเรโซแนนซ์ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสามารถสรุปได้เป็นขั้นตอน ดังต่อไปนี้ (Erickson, 1997)



(ก)

(ง)

รูปที่ 4.29 แรงดันและกระแสของหม้อแปลงความถี่สูง

(ก) แรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิ

(ง) แรงดันและกระแสด้านทุติยภูมิ

ขั้นที่ 1 คำนวณขนาดที่เหมาะสมของแกนหม้อแปลงความถี่สูงในรูปของค่าคงที่เชิงเรขาคณิต (K_{ge}) ได้จากสมการ (4.10)

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^{2/\beta}}{4K_u P_{tot}^{(\beta+2)/\beta}} \times 10^8 \quad (4.10)$$

- เมื่อ K_{gfe} คือ ค่าคงที่เชิงเรขาคณิตของแกน (ไม่มีหน่วย)
 ρ คือ ค่าความต้านทานประสิทธิผล (effective resistivity) ของ漉ดตัวนำ ($\Omega - \text{cm}$)
 λ_1 คือ พื้นที่ได้กราฟแรงดันครึ่งค่าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (V-s)
 I_{tot} คือ ผลกระทบกระแสอาร์เอ็มເອສของชด漉ดปฐมภูมิและชด漉ดทุติยภูมิที่ข่ายมาข้างด้านปฐมภูมิ (A_{rms})
 K_{fe} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสีย (loss coefficient) ของแกน ($\text{W/cm}^3 T^\beta$)
 β คือ ค่าคงที่แสดงการสูญเสีย (loss exponent) ของแกน (ไม่มีหน่วย)
 K_u คือ ค่าตัวประกอบการพันชด漉ด
 P_{tot} คือ ค่ากำลังสูญเสียสุทธิของหม้อแปลงความถี่สูง (W)

จากรูปที่ 4.29 (ก) อาศัยโปรแกรม MATLAB คำนวณหาพื้นที่ได้กราฟของแรงดันครึ่งค่าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง (λ_1) ได้เท่ากับ 0.0020 V-s ส่วนผลกระทบกระแสอาร์เอ็มເອສของชด漉ดปฐมภูมิและชด漉ดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงเมื่อข่ายมาข้างด้านปฐมภูมิ (I_{tot}) ใช้ข้อมูลที่ได้มาจากการจำลอง漉ดจรด้วยโปรแกรม PSIM ที่ความถี่สัตว์ชิง 67.45 kHz ซึ่งคำนวณค่า I_{tot} ได้เท่ากับ 2.88 A ชด漉ดของหม้อแปลงเลือกใช้ตัวนำเป็น漉ดทองแดงเปลือยกาน้ำยาคันวน ดังนั้น ค่า ρ จึงมีค่าเท่ากับ $1.724 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ โดยกำหนดให้ค่าตัวประกอบการพันชด漉ด K_u มีค่าเท่ากับ 25% เนื่องจากเดือกใช้แกนชนิดเฟอร์ไรต์ ดังนั้น จึงประมาณให้ β เท่ากับ 2.7 และ K_{fe} มีค่าเท่ากับ $50 \text{ W/cm}^3 T^\beta$ เช่นเดียวกับการคำนวณขนาดแกนของตัวเหนี่ยวนำ L_s ตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 4.4.1 สำหรับกำลังสูญเสียสุทธิของหม้อแปลงความถี่สูงในแต่ละเฟส กำหนดให้มีค่าไม่เกิน 2 W ดังนั้น จากสมการ (4.10) คำนวณขนาดที่เหมาะสมของแกนหม้อแปลงความถี่สูงแต่ละเฟส ในรูปของค่าคงที่เชิงเรขาคณิต ได้ดังนี้

$$K_{gfe} \geq \frac{1.724 \times 10^{-6} \times 0.0020^2 \times 2.88^2 \times 50^{2/2.7}}{4 \times 0.25 \times 2^{(2.7+2)/2.7}} \times 10^8 \geq 31.14 \times 10^{-3}$$

จากข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ที่ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข. เห็นได้ว่า แกนที่มีค่า K_{gfe} สอดคล้องกับค่าที่ได้จากการคำนวณได้แก่ แกนแบบ pot ขนาด 4229 แกนแบบ EE60 และแกนแบบ ETD49 เป็นต้น งานวิจัยที่นิพนธ์นี้ เลือกใช้แกนแบบ EE65/66/27 ซึ่งมีจำนวนปลอกย่อข่ายในประเภท

ขั้นที่ 2 ในขั้นนี้เป็นการคำนวณค่าความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนของแม่เหล็กความถี่สูง ซึ่งคำนวณได้จากสมการ (4.6) เช่นเดียวกับการหาขนาดแกนตัวหนี่ยวนำ L_s เว้นแต่ค่า λ จะต้องแทนด้วย λ_1 ซึ่งหมายถึง พื้นที่ใต้กราฟแรงดันครึ่งค่า

ตารางที่ 4.4 ข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์ EE65/66/27

พื้นที่หน้าตัดของแกน A_c	5.32 cm^2
พื้นที่ช่องพั้นขาดของบอนบิน W_A	3.93 cm^2
ปริมาตรของแกน V_c	78.20 cm^3
ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกน l_m	14.70 cm

ทางค้านปัจจุบันของแม่เหล็กความถี่สูง ตารางที่ 4.4 แสดงข้อมูลของแกน EE65/66/27 (สุวรรณ์ ดั่น, 2537) ซึ่งจำเป็นต้องนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกน และจากการอินเทอร์โพเลทข้อมูลความพยายามถี่ยต่อรอบของขดลวดตัวนำ (MLT) ของแกน EE ในภาคผนวก ข. ได้ค่า MLT ของแกน EE65/66/27 เท่ากับ 13.4 cm ดังนั้น จากความสัมพันธ์ในสมการ (4.6) สามารถคำนวณหาค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนของแม่เหล็กความถี่สูง ได้ดังนี้

$$B_{\max} = \left[10^8 \times \frac{1.724 \times 10^{-6} \times 0.0020^2 \times 2.88^2 \times 13.4}{2 \times 0.25 \times 3.93 \times 5.32^3 \times 14.7 \times 2.7 \times 50} \right]^{1/(2.7+2)} = 0.035 \text{ Tesla}$$

ดังนั้น ผลการคำนวณยืนยันได้ว่า ขณะทำงานแม่เหล็กความถี่สูงจะไม่เกิดการอิ่มตัวเนื่องจากความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนมีค่าเพียง 0.035 Tesla ยังคงต่ำกว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว ซึ่งโดยปกติจะอยู่ในช่วง 0.25 - 0.50 Tesla ในกรณีนี้ไม่มีความจำเป็นต้องออกแบบใด ๆ ทางฝั่งทุติยภูมิ

ขั้นที่ 3 หลังจากได้ทำการประเมินแล้วว่า แม่เหล็กความถี่สูง ไม่เกิดการอิ่มตัว ในขณะทำงาน ในขั้นนี้ จึงเป็นการคำนวณหาจำนวนรอบขดลวดของแม่เหล็กความถี่สูง ตามความสัมพันธ์ในสมการ (4.7) ทั้งนี้ โดยการแทนตัวแปร n ด้วย n_1 ซึ่งหมายถึง จำนวนรอบขดลวดด้านปัจจุบันของแม่เหล็กความถี่สูง และแทนตัวแปร λ ด้วย λ_1 ซึ่งหมายถึง พื้นที่ใต้กราฟแรงดันครึ่งค่า ครึ่งค่าด้านปัจจุบันของแม่เหล็กความถี่สูง ซึ่งคำนวณจำนวนรอบขดลวดด้านปัจจุบันของแม่เหล็กความถี่สูง ได้ ดังนี้

$$n_1 = \frac{0.002}{2 \times 0.035 \times 5.32} \times 10^4 \cong 54 \text{ รอบ}$$

และจากการออกแบบหน้าจอเปล่งไฟมีอัตราส่วนจำนวนรอบของคลาดปัจฉมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 0.57 ดังนั้น จำนวนรอบของคลาดทุติยภูมิจึงมีค่าเท่ากับ 94 รอบ

ขั้นที่ 4 ในขั้นนี้เป็นการคำนวณหาขนาดคลาดตัวนำที่นำมาใช้พันขนาดด้านปัจฉมภูมิและทุติยภูมิของหน้าจอเปล่งความถี่สูง โดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (4.11) และสมการ (4.12) ตามลำดับ

$$A_{w1} \leq \frac{I_1 K_u W_A}{n_1 I_{tot}} \quad (4.11)$$

$$A_{w2} \leq \frac{I_2 K_u W_A}{n_2 I_{tot}} \quad (4.12)$$

เมื่อ	A_{w1}	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดตัวนำของคลาดปัจฉมภูมิ (cm^2)
	A_{w2}	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดตัวนำของคลาดทุติยภูมิ (cm^2)
	I_1	คือ กระแสอาร์เอ็มເອສด้านปัจฉมภูมิ (A_{rms})
	I_2	คือ กระแสอาร์เอ็มເອສด้านทุติยภูมิ (A_{rms})
	I_{tot}	คือ ผลรวมของกระแสอาร์เอ็มເອສด้านปัจฉมภูมิและด้านทุติยภูมิเมื่อข่ายมาข้างด้านปัจฉมภูมิ (A_{rms})
	n_1	คือ จำนวนรอบของคลาดปัจฉมภูมิ (รอบ)
	n_2	คือ จำนวนรอบของคลาดทุติยภูมิ (รอบ)
	K_u	คือ ค่าตัวประกอบการพันขนาด
	W_A	คือ พื้นที่ช่องพันขนาดของขอบบิน (cm^2)

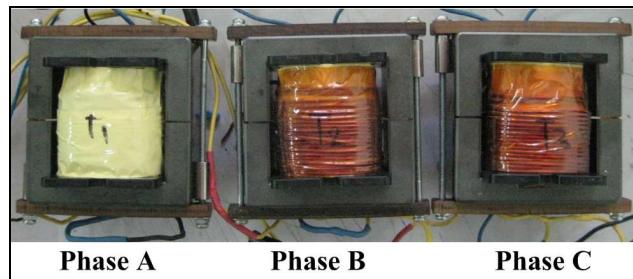
จากการจำลองผลวงจรเปล่งผ้นเรโทรเซนเซอร์แบบบนนาน 3 เฟส ด้วยโปรแกรม PSIM ที่ความถี่สั่น 67.45 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้อัตราขยายของวงจรเปล่งผันมีค่าสูงสุด พบว่า กระแสอาร์เอ็มເອສด้านปัจฉมภูมิมีค่าเท่ากับ $1.44 A_{rms}$ และกระแสอาร์เอ็มເອສด้านทุติยภูมิ มีค่าเท่ากับ $0.823 A_{rms}$ ดังนั้นผลรวมของกระแสอาร์เอ็มເອສด้านปัจฉมภูมิและด้านทุติยภูมิเมื่อข่ายมาข้างด้านปัจฉมภูมิ จึงมีค่าเท่ากับ $2.88 A_{rms}$ จากความสัมพันธ์ตามสมการ (4.11) และสมการ (4.12)

คำนวณขนาดของตัวนำสำหรับใช้พันขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงได้ดังนี้

$$A_{w1} \leq \frac{1.44 \times 0.25 \times 3.93}{54 \times 2.88} \leq 0.0091 \text{ cm}^2$$

$$A_{w2} \leq \frac{0.82 \times 0.25 \times 3.93}{94 \times 2.88} \leq 0.0030 \text{ cm}^2$$

จากข้อมูลของลวดตัวนำท่องแสงที่แสดงไว้ในภาคผนวก ข. รูปฯได้ว่า ลวดตัวนำเปลือยอาบน้ำยาจนวนขนาดใหญ่สุดที่สามารถนำมาใช้พันขดลวดปฐมภูมิ ต้องมีขนาดไม่เกินเบอร์ AWG18 ส่วนขดลวดทุติยภูมิต้องใช้ลวดตัวนำที่มีขนาดไม่เกินเบอร์ AWG23 ในทางปฏิบัติการพันขดลวดโดยใช้ตัวนำที่มีขนาดตามที่ได้คำนวณไว้ ทำให้บนบันยังคงเหลือพื้นที่ว่างค่อนข้างมากเนื่องจากการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นกำหนดค่าตัวประกอบการพันขดลวด (K_u) ไว้เพียง 25% ดังนั้น เพื่อลดความต้านทานแฟรงในขดลวดของหม้อแปลงให้มีค่าต่ำลงจึงปรับเปลี่ยนขนาดลวดตัวนำที่นำมาใช้พันขดลวดให้มีพื้นที่หน้าตัดมากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณดังนี้ ขดลวดปฐมภูมิพันด้วยลวดทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG23 จำนวน 3 เส้น ตีเกลียวเข้าด้วยกัน ส่วนขดลวดทุติยภูมิพันด้วยลวดทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG18 รูปที่ 4.30 แสดงลักษณะของหม้อแปลงความถี่สูงทั้ง 3 เฟส ที่ได้สร้างขึ้น

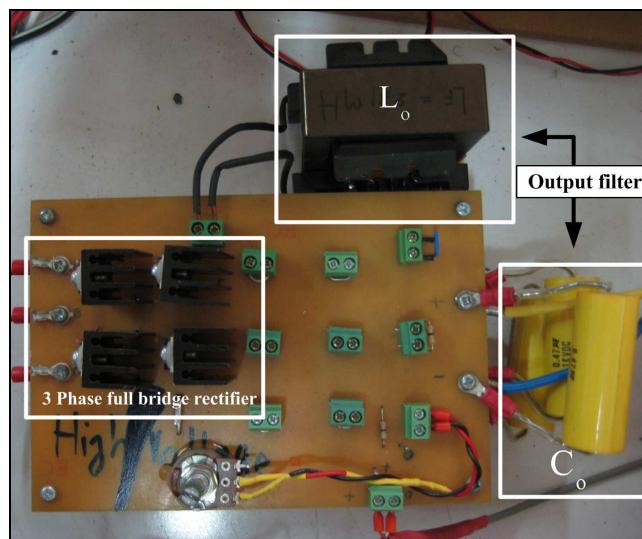


รูปที่ 4.30 หม้อแปลงความถี่สูง

4.5 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุตและวงจรกรองเอาต์พุตแบบต่อฝ่าน

วงจรเรียงกระแสเอาต์พุตมีโครงสร้างประกอบด้วยไอดิโอดจำนวน 6 ตัว ต่อแบบฟลูบิริก เนื่องจากวงจรทำหน้าที่แปลงไฟสลับความถี่สูง ที่ออกจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงไปเป็นไฟตรง ดังนั้น ไอดิโอดที่นำมาใช้ในวงจรบิดจึงต้องเป็นไอดิโอดชนิดความไวสูง จึงเลือกใช้ไอดิโอด RHRP8120 สามารถทนแรงดันไบแอสกลับได้ 1,200 V และรองรับกระแสสูงได้ 8 A

สำหรับวงจรกรองเอาต์พุตแบบต่ำผ่าน ซึ่งมีโครงสร้างประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_o ขนาด 1.8 mH และตัวเก็บประจุ C_o ขนาด $1.6 \mu\text{F}$ นั้น การสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_o ใช้วัสดุตัวนำทองแดงเปลือยกานน้ำยาบนวนเบอร์ AWG18 พันบนแกนเฟอร์ไรท์ขนาด EE55/55/21 ส่วนตัวเก็บประจุ C_o เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด polypropylene film หลาย ๆ ตัวต่อขนาดกัน เพื่อให้ได้ความจุรวมเท่ากับ $1.6 \mu\text{F}$ ตามค่าที่ได้ออกแบบไว้ ลักษณะของวงจรเรียงกระแสเอาต์พุตและวงจรกรองเอาต์พุตแบบต่ำผ่านที่สร้างขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 4.31



รูปที่ 4.31 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุตและวงจรกรองเอาต์พุตแบบต่ำผ่าน

4.6 การทดสอบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

เนื้อหาในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอผลการทดสอบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟสต้นแบบที่ได้พัฒนาขึ้น เปรียบเทียบกับผลการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSIM โดยดำเนินการทดสอบวงจรแปลงผันแบบวงปิดกับโหลดความต้านทานขนาด $1,280 \Omega$ ซึ่งสร้างขึ้นให้มีค่าเทียบท่าความต้านทานสมมูลของสก्रีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ขณะทำงานในสภาพะอยู่ตัว ($500 \text{ W}, 800 \text{ V}_{dc}$) รูปที่ 4.32 แสดงภาพของโหลดความต้านทานที่สร้างขึ้นสำหรับใช้ในการทดสอบวงจรแปลงผันต้นแบบ การทดสอบกำหนดให้วงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่ สวิตชิ้งเท่ากับ 85.2 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ได้ออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันมีค่าเท่ากับ 800 V_{dc} (รายละเอียดได้อธิบายมาก่อนหน้านี้แล้วโดยสัมพันธ์กับกราฟในรูปที่ 4.7) สอดคล้องกับพิกัดแรงดันใช้งานจริงของสก्रีนกริด ตารางที่ 4.5 แสดงรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ในส่วน

ต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันที่ใช้ในการจำลองผล ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการออกแบบทางทฤษฎีตามหัวข้อ 3.4 ของบทที่ 3 เปรียบเทียบกับค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันต้นแบบที่สร้างขึ้นจริงมีพารามิเตอร์บางส่วน คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ C_p และค่าความต้านทานของโหลด R_L ของวงจรต้นแบบ ต่างจากค่าที่ใช้ในการจำลองผล 4.7% และ 4.9% ตามลำดับ ผลที่ได้จากการทดสอบวงจรต้นแบบเทียบกับการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSIM ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.33 ถึง รูปที่ 4.37

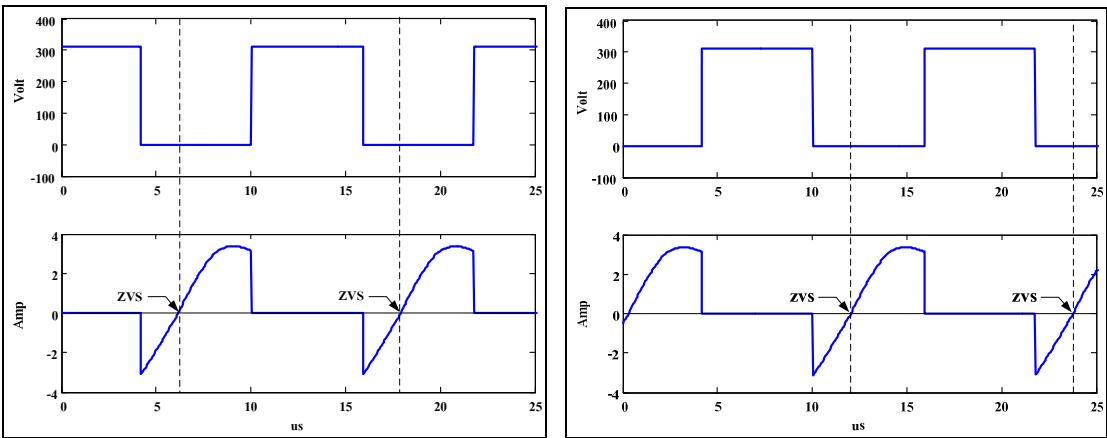


รูปที่ 4.32 โหลดความต้านทานสำหรับใช้ทดสอบวงจรแปลงผันต้นแบบ

ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันจากการออกแบบ การจำลองผล และวงจรต้นแบบ

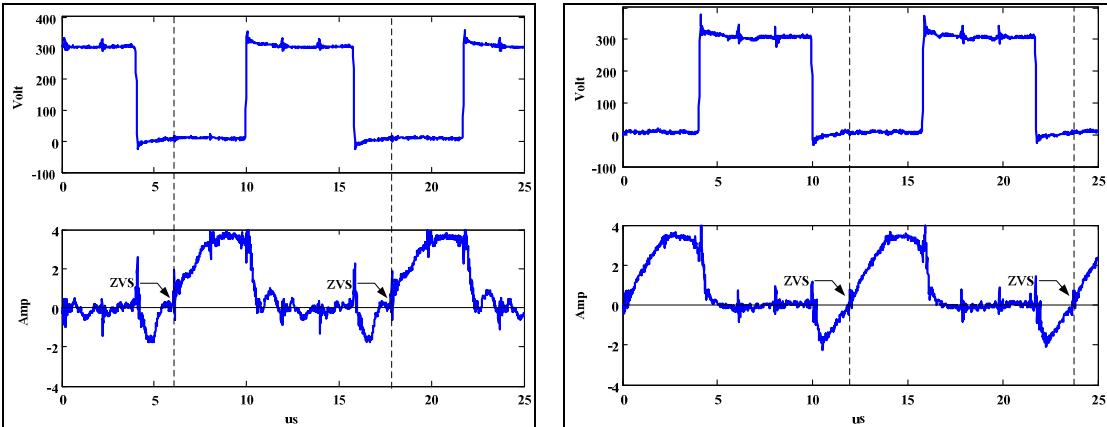
Parameters		Design/Simulation	Prototype
DC-Link Voltage (V_s)		311 V _{dc}	311 V _{dc}
Switching Frequency (F_s)		85.2 kHz	85.2 kHz
Resonant Tank	L_s	233 μ H	233 μ H
	C_p	21.50 nF	22.50 nF
HF. Transformer Turn Ratio (N)		0.57:1	0.57:1
Output Filter (LP)	L_o	1.8 mH	1.8 mH
	C_o	1.6 μ F	1.6 μ F
Load (R_L)		1,280 Ω	1,280 $\Omega \pm 5\%$

รูปที่ 4.33 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไฟหล่อผ่านอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 และ S4 ในวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการทดสอบวงจรเปล่งผันตันแบบและการจำลองผลมีความสอดคล้องกัน และเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ในจังหวะเริ่มน้ำกระแส แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตชิ้งมีค่าเป็นศูนย์ หรือเรียกว่าการนำกระแสแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งช่วยลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในจังหวะที่อุปกรณ์สวิตชิ้งเริ่มน้ำกระแส รูปที่ 4.34 แสดงตัวอย่างกราฟกำลังสูญเสียของอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนว่า กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในจังหวะที่อุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 เริ่มน้ำกระแสแบบ ZVS มีค่าต่ำกว่าการสูญเสียในจังหวะที่อุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 เริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการหยุดนำกระแสที่ไม่เป็นแบบ ZVS ส่วนผลให้ในจังหวะหยุดนำกระแส กำลังสูญเสียที่เกิดในอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 เป็นช่วงเวลาสั้น ๆ มีค่าสูงถึง 1,500 W โดยประมาณ สำหรับกำลังสูญเสียเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 คำนวณได้เท่ากับ 42.23 W เมื่อจากแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไฟหล่อผ่านอุปกรณ์สวิตชิ้งแต่ละตัวมีลักษณะเหมือนกัน ดังนั้น จึงสามารถประมาณกำลังสูญเสียเฉลี่ยรวมที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 - S6 ได้เป็น 253.38 W รูปที่ 4.35 (ข) แสดงแรงดันไฟฟ้าต่อพื้นของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดสอบวงรัตน์แบบ แม้ว่ารูปคลื่นไม่เป็นแบบ 6 ขั้น ในอุดมคติดังผลการจำลอง แต่ก็ยังคงรักษาโครงรูปแบบ 6 ขั้นอยู่ และมีแอนพลิจูดประมาณ 200 V ซึ่งถือว่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองผล แรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ถูกป้อนเป็นอินพุตให้กับโครงข่ายเรโซแนนซ์ ซึ่งทำหน้าที่สมมูลวงจรกรอง ดังนั้น กระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์จึงมีลักษณะเป็นรูปชายน์ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.36 และรูปที่ 4.37 ตามลำดับ รูปที่ 4.38 แสดงแรงดันดีซีเอาต์พุตของวงจรเปล่งผัน ที่ได้จากการวัดแรงดันที่โหลดความต้านทาน $1,280 \Omega$ ที่นำมาทดสอบ ได้ค่าเท่ากับ $835 V_{dc}$ คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ ($800 V_{dc}$) 4.38% และเพื่อให้เห็นภาพการทำงานโดยรวมของวงจร จึงได้นำแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ ของวงจรเปล่งผัน ที่ได้จากการทดสอบแบบวงเปิด ดังที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น ไปแสดงไว้ในแผนภาพวงจร ดังรูปที่ 4.39



(۱)

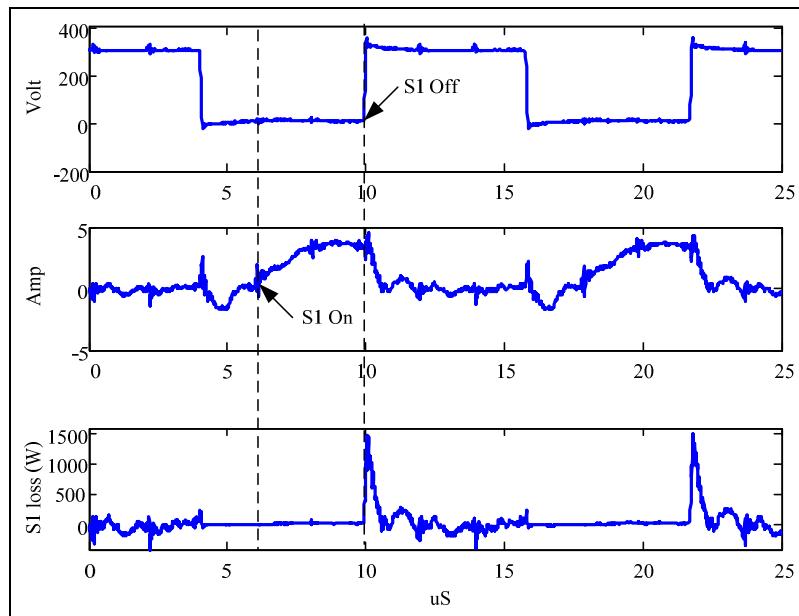
(v)



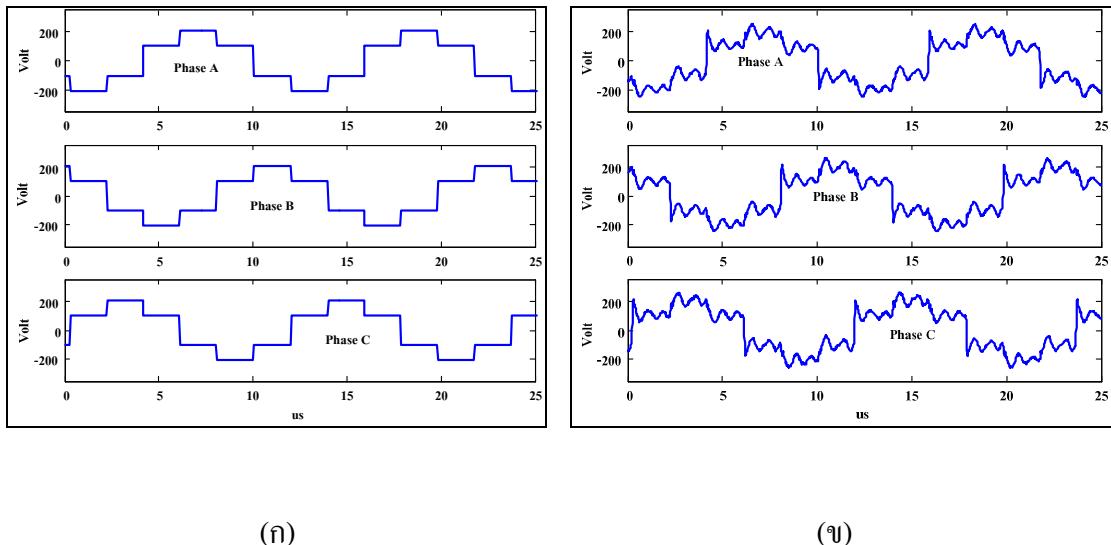
(ก)

(۹)

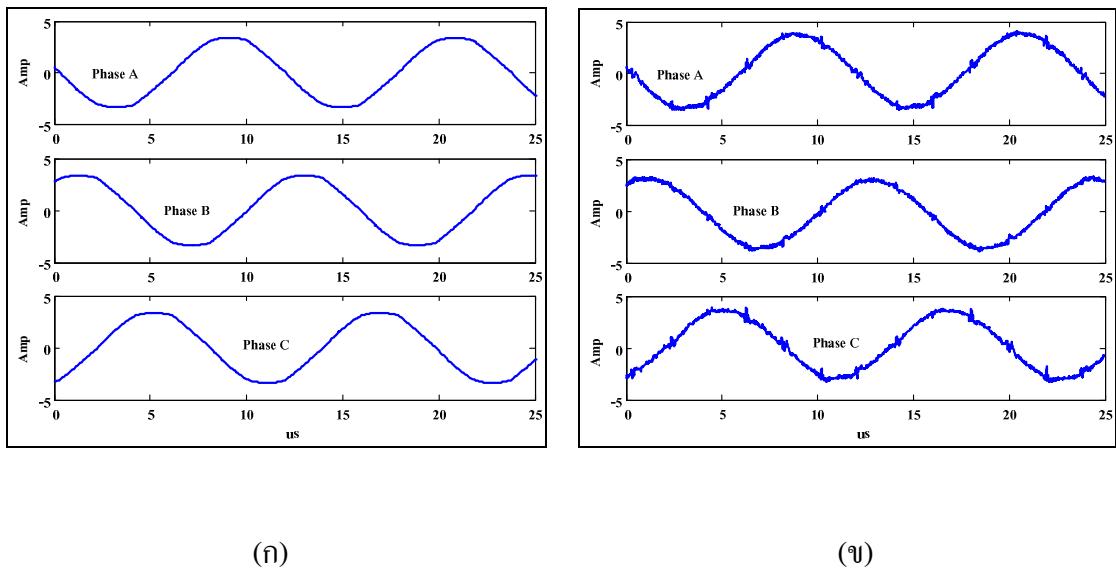
รูปที่ 4.33 แรงดันตกคร่อมและกระแสไฟลผ่านอุปกรณ์สวิตชิ้ง (ก) แรงดันและกระแสของ อุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 (จำลองผลด้วย PSIM) (ข) แรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตชิ้ง S4 (จำลองผลด้วย PSIM) (ค) แรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตชิ้ง S1 (ผลทดสอบ) (ง) แรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตชิ้ง S4 (ผลทดสอบ)



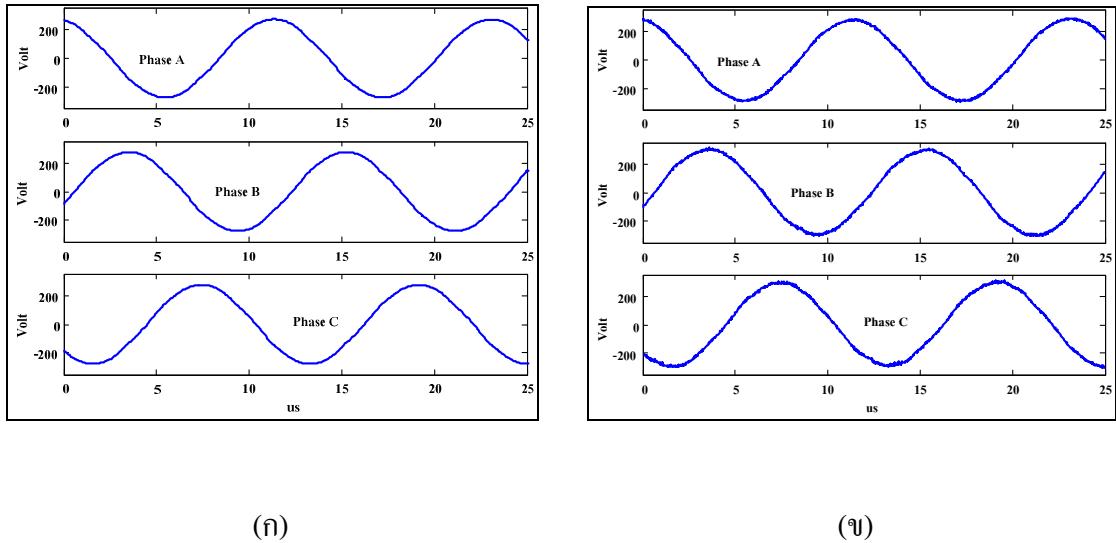
ຮູບທີ 4.34 ກໍາລັງສູນເສີຍທີ່ເກີດຂຶ້ນໃນອຸປະກອນສົວຕົວ S1



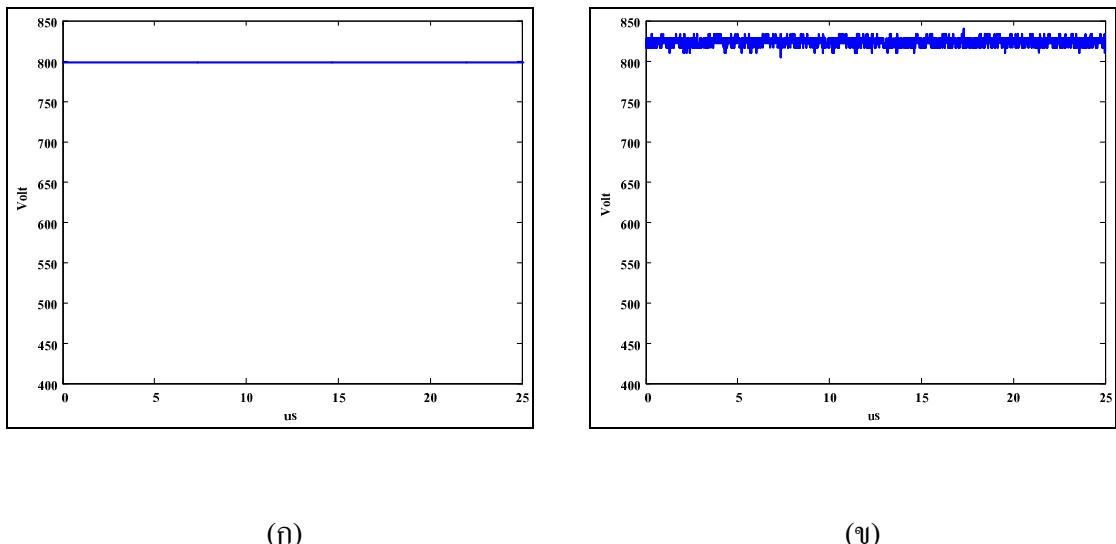
ຮູບທີ 4.35 ແຮງດັນເຟເອາຕີພຸດຂອງວົງຈອນເວອຣ໌ເຕອຣ໌ (က) ພົດກາຮໍາລັອງດ້ວຍ PSIM (၅) ພົດທຄສອບ



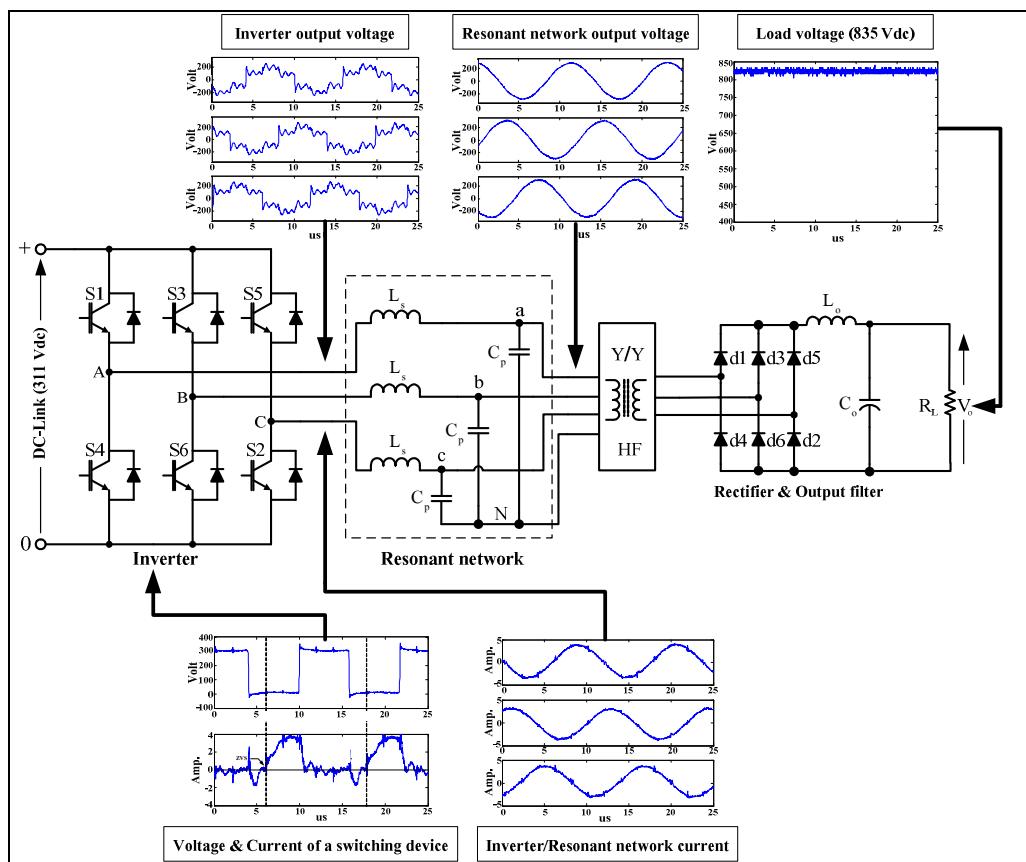
รูปที่ 4.36 กระแสอินพุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (ก) ผลการจำลองด้วย PSIM (ψ) ผลทดสอบ



รูปที่ 4.37 แรงดันเอาต์พุตของโครงข่ายเรโซแนนซ์ (ก) ผลการจำลองด้วย PSIM (ψ) ผลทดสอบ



รูปที่ 4.38 แรงดันดีซีเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน (ก) ผลการจำลองด้วย PSIM (ย) ผลทดสอบ



รูปที่ 4.39 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ ของวงจรแปลงผัน (ทดสอบแบบบางเปิด)

4.7 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการสร้างอาร์ดแวร์ส่วนต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ด้านบน ให้มีคุณสมบัติสอดคล้องกับการออกแบบทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.4 ของบทที่ 3 รายละเอียดในแต่ละส่วนของวงจรแปลงผันที่ได้สร้างขึ้นสามารถสรุปได้ดังนี้ แรงดันไฟตรง 311 V_{dc} ที่จุดเชื่อมโยงดีซี สำหรับจ่ายเป็นอินพุตให้กับวงจรแปลงผัน ได้มาจากการเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ 1 เฟส $220 \text{ V}_{rms} 50 \text{ Hz}$ แต่ละแขนของบริดจ์ประกอบด้วยไดโอด MUR4100E จำนวน 3 ตัว ต่อขนานกัน ทำให้สามารถรองรับกระแสได้ถึง 12 A และมีการปรับเรี่ยบแรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีด้วยชุดตัวเก็บประจุขนาด 6.20 mF วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่แปลงไฟตรง 311 V_{dc} จากจุดเชื่อมโยงดีซีเป็นไฟลับ 3 เฟส ความถี่ $77 \text{ kHz} - 150 \text{ kHz}$ มีโครงสร้างของวงจรกำลังเป็นแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส เลือกใช้ mosfet ตัวแทนชิสเตอร์ IXBH16N170A ขนาดพิกัด $1,700 \text{ V} 16 \text{ A}$ ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ การทำงานของอินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมโดยชิจิตอลซิกแนลคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2020 ไฟลับความถี่สูงที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ถูกป้อนให้กับโครงข่ายเรโซแนนซ์ LC 3 เฟส ตัวหนึ่งยานวน L_s ของแต่ละเฟส มีค่า $233 \mu\text{H}$ ถูกสร้างขึ้นโดยการใช้ลวดทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG29 จำนวน 12 เส้น ตีเกลี่ยวเข้าด้วยพันบนแกนเฟอร์ไรต์ EE55/55/21 ส่วนตัวเก็บประจุขนาด C_p ของแต่ละเฟส เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด metallised polypropylene film ต่อผสมกัน ได้ค่าความจุ 22.5 nF คลาดเคลื่อนไปจากที่ออกแบบไว้เล็กน้อย สำหรับโครงสร้างของหม้อแปลงความถี่สูงแต่ละเฟส ใช้แกนแบบเฟอร์ไรต์ขนาด EE65/66/27 ขาด漉ป้อมภูมิพันด้วยลวดทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG23 จำนวน 3 เส้น ตีเกลี่ยวเข้าด้วยกัน ส่วนขาด漉ทุติภูมิพันด้วยลวดทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG18 ไฟลับความถี่สูงที่ออกจากด้านทุติภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง ถูกป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสเอาต์พุต ซึ่งมีโครงสร้างเป็นแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส แต่ละแขนของบริดจ์เลือกใช้ไดโอด RHRP8120 ขนาดพิกัด $1,200 \text{ V} 8 \text{ A}$ แรงดันที่ออกจากรางเรียงกระแสเอาต์พุตถูกปรับเรียบด้วยวงจรกรองแบบต่ำผ่าน ซึ่งออกแบบให้มีความถี่คัดออฟเท่ากับ 3 kHz ตัวหนึ่งยาน L_o ขนาด 1.8 mH ของวงจรกรองสร้างขึ้นโดยใช้ลวดตัวนำทองแดงเปลือยอาบน้ำยาจนวนเบอร์ AWG18 พันบนแกนเฟอร์ไรต์ขนาด EE55/55/21 ส่วนตัวเก็บประจุ C_o ใช้ตัวเก็บประจุชนิด polypropylene film หลาย ๆ ตัวต่อขนานกันมีความจุรวมเท่ากับ $1.6 \mu\text{F}$

หลังจากได้สร้างอาร์ดแวร์ส่วนต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส แล้วเสร็จ จึงได้ดำเนินการทดสอบการทำงานของวงจรแบบวงจรเปิดกับโหลดความต้านทาน $1,280 \Omega$ ซึ่งเทียบเท่ากับความต้านทานของสกรีนกริคของหลอดเทโทรด RS2058CJ ขณะทำงานในสภาพอยู่ตัว ผลกระทบการทดสอบยืนยันได้อย่างชัดเจน ถึงการนำกระแสแบบ ZVS ของอุปกรณ์สวิตซ์ใน

วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ กระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของโครงท่าyer โซนเซมีลักษณะเป็นรูปชายน์ และมีขนาดแอมปลิจูดสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม PSIM การทดสอบกำหนดให้วงจรแปลงผันทำงานที่ความถี่สัตว์ชิงเท่ากับ 85.2 kHz เป็นความถี่ที่ออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันมีค่า 800 V_{dc} ผลจากการทดสอบวัดแรงดันเอาต์พุตได้เท่ากับ 835 V_{dc} คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการเพียง 4.38% ซึ่งยืนยันถึงความถูกต้องในการวิเคราะห์และออกแบบเชิงทฤษฎีที่นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ตลอดจนการออกแบบและสร้างชาร์ดแวร์ของวงจรแปลงผันเรโซนเซมีแบบบานาน 3 เฟส ที่ได้นำเสนอไว้ในบทนี้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามจากข้อกำหนดทางเทคนิคที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3 ซึ่งกำหนดค่าผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตไว้ไม่เกิน 1% ดังนั้น จำเป็นต้องออกแบบระบบควบคุมแบบวงปิด เพื่อคุณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันให้ได้ตามข้อกำหนดดังกล่าว ซึ่งเป็นเนื้อหาที่จะนำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 5

การออกแบบระบบควบคุมวงปิดและวงจรกรองอาร์มอนิก

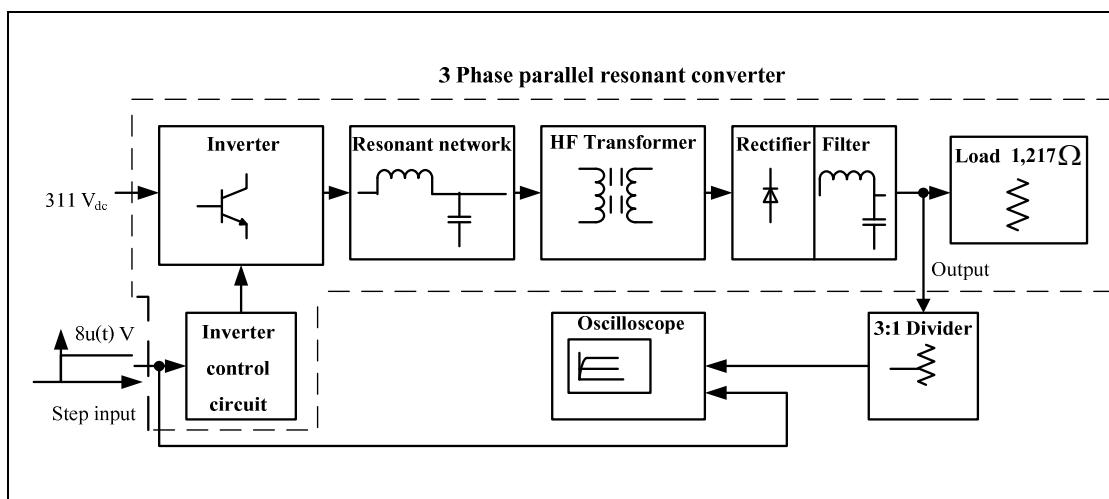
5.1 บทนำ

เนื่องจากข้อกำหนดทางเทคนิคของการพัฒนาเทคโนโลยีแหล่งจ่ายกำลังดิจิทัลสำหรับใช้ในระบบขยายสัญญาณวิทยุกำลังสูงของเครื่องกำเนิดแสงสาม相 ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ระบุความต้องการด้านการคุณค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ไม่ให้เกิน 1% อย่างไรก็ตาม จากการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานานา 3 เฟส ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักของแหล่งจ่ายดิจิทัลที่จะพัฒนาขึ้น ผลปรากฏว่า แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันยังคงคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ 4.38% (ทดสอบที่ความถี่สวิตชิ่ง 85.2 kHz และแรงดันที่จุดเชื่อมโยงดิจิทัลกับ 311 V_{dc}) แม้ว่าปัญหาดังกล่าวจะสามารถแก้ไขได้โดยการปรับแต่งความถี่สวิตชิ่งของวงจรแปลงผันใหม่ เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าตามที่ต้องการ แต่การนำวงจรแปลงผันไปใช้งานจริงในสภาพการทำงานแบบวงปิด ย่อมมีโอกาสสูงที่แรงดันเอาต์พุตจะคลาดเคลื่อนไปจากข้อกำหนดที่ได้ระบุไว้ อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม (PCC) ตลอดจนสภาพแวดล้อมการใช้งาน และอายุใช้งานของวัสดุอุปกรณ์ ดังนั้น เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวอย่างถาวร จึงจำเป็นต้องออกแบบระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบวงปิดให้กับวงจรแปลงผัน ซึ่งเป็นเนื้อหาหลักที่นำเสนอในบทนี้ โดยเริ่มต้นจาก การนำเสนอวิธีการระบุเอกสารลักษณะเพื่อหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานานา 3 เฟส การออกแบบและอนุวัติตัวควบคุมแบบพีไอ และการทดสอบระบบควบคุมแบบวงปิด สำหรับเนื้อหาหัวข้อสุดท้ายของบท เป็นการนำเสนอแนวทางการออกแบบวงจรกรองกระแสอาร์มอนิกของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ 3 เฟส ที่ได้พัฒนาขึ้น

5.2 การระบุเอกสารลักษณะของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานานา 3 เฟส

โดยปกติแล้ว ในการออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมใด ๆ จะเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ (สราสุติ สุจิตรา, 2546) ในกรณีที่ระบบเป็นเชิงเส้น แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่อธิบายพลวัตของระบบในโหมดเวลา มักจะอยู่ในลักษณะของสมการเชิงอนุพันธ์ สามัญ และสามารถจัดรูปแบบให้เหมาะสมเพื่อให้อยู่ในรูปของแบบจำลองตัวแปรสเตตอิปป้าได้ หากคำนึงถึงการแปลงลากปลาช์ให้กับแบบจำลองที่อยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ ก็จะได้

แบบจำลองของระบบในโอดเมนความถี่ หากจัดให้อยู่ในรูปแบบของอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตก็จะได้แบบจำลองของระบบในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งนิยมนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบระบบในโอดเมนความถี่ ในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้สามารถแทนระบบได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ผู้ดำเนินการพัฒนาจำเป็นต้องมีความรู้และความเข้าใจพฤติกรรมการทำงานของระบบนั้น ๆ อย่างลึกซึ้ง จากนั้นจึงอาศัยการประยุกต์ใช้ความรู้ทางด้านวิทยาศาสตร์และคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องเป็นตัวอธิบายพลวัตของระบบในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ ดังนั้น ในกรณีที่ระบบมีความซับซ้อนสูงย่อมประสบกับความยุ่งยากในการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีการวิเคราะห์ระบบ อย่างไรก็ตาม ยังมีอีกแนวทางหนึ่งในการพัฒนาแบบจำลองโดยไม่จำเป็นต้องพึ่งพาการวิเคราะห์ระบบ แนวทางดังกล่าวเนี้ย อาศัยข้อมูลจากการทดสอบระบบ ซึ่งประกอบด้วย ข้อมูลอินพุตที่ใช้กระแสตู้นระบบทะลุกและสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นผลตอบสนองของระบบไปคำนวณแบบจำลองด้วยเทคนิควิธีที่เรียกว่า การระบุอุอกลักษณ์ระบบ ซึ่งเป็นวิธีการที่งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำมาใช้ในการพัฒนาแบบจำลองของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส สำหรับทฤษฎีการระบุอุอกลักษณ์แบบจำลองกล่องดำเนินเส้นได้นำเสนอไว้ในภาคผนวก ง.



รูปที่ 5.1 แผนภาพการจัดอุปกรณ์ทดสอบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟสเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการระบุอุอกลักษณ์

ขั้นตอนที่ 1 ดำเนินการทดสอบวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่โหลดเต็ม พิกัด $1,280 \Omega$ และกำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีมีค่าเท่ากับ $311 V_{dc}$ ตามแผนภาพรูปที่ 5.1 เพื่อเก็บข้อมูลสำหรับนำไปใช้ในการระบุอุอกลักษณ์ทางแบบจำลองของระบบ การทดสอบอาศัย

วิธีการกระตุ้นวงจรแปลงผันผ่า弩งจรวจคุณอินເວອຣ໌ເຕອຣ໌ດ້ວຍສັງຄູາພຸດແບບບັນດາໄດ້ນາດ 8n(t) V ຈຳນວນ 10 ຄົ້ນ ຂະທິສອນໃຫ້ອອສືລໂລສໂຄປ໌ Tektronix ຮູ່ນ TPS 2024 ເປັນເກື່ອງມືອີນ ກາຮບັນທຶກຂໍ້ມູລສັງຄູາພຸດແບບແຮງດັນເອາຕຸພຸດຊື່ເປັນພຸດຕອບສັນອງຂອງຈະຈຳກຳປັບປຸງ (ວັດຝານວິຈະຈຳກຳປັບປຸງແຮງດັນດ້ວຍອັດຕາສ່ວນ 3:1) ໂດຍທ່ວ່າໄປແລ້ວ ສອງໃນສາມສ່ວນຂອງຂໍ້ມູລທີ່ໄດ້ຈາກ ກາຮທິສອນຮະບນຈະຖຸກນຳໄປໃຫ້ໃນກາຮຮຸເອກລັກຍົດ໌ ສ່ວນຂໍ້ມູລທີ່ເຫັນວ່າສ່ວນຈະນຳໄປໃຫ້ ສໍາຮັບກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງ (Ljung, 1999) ດັ່ງນັ້ນ ຈານວິຈະວິທະນິພັນນີ້ຈຶ່ງ ແບ່ງຂໍ້ມູລອິນພຸດ-ເອາຕຸພຸດ ທີ່ໄດ້ຈາກກາຮທິສອນວິຈະຈຳກຳປັບປຸງເປັນ 2 ສ່ວນ ດັ່ງນີ້ ຂໍ້ມູລສ່ວນແຮກ ຈຳນວນ 7 ຜຸດ ຈະນຳໄປໃຫ້ໃນກາຮຮຸເອກລັກຍົດ໌ແບບຈຳລອງຂອງຈະຈຳກຳປັບປຸງ ສ່ວນຂໍ້ມູລທີ່ເຫັນວ່າສ່ວນຈະນຳໄປໃຫ້ໃນບັນດາຕອນກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງທີ່ໄດ້ຈາກກາຮຮຸເອກລັກຍົດ໌

ບັນດາຕົວທີ່ 2 ພັດຈາກໄດ້ທິສອນວິຈະຈຳກຳປັບປຸງພັນແລະບັນທຶກພິເສດຖານີ້ ອິນພຸດ-ເອາຕຸພຸດ ເຮັດວຽກແລ້ວ ໃນບັນດາຕົວທີ່ ເປັນການນຳຂໍ້ມູລ ອິນພຸດ-ເອາຕຸພຸດ ຈຳນວນ 7 ຜຸດ ທີ່ໄດ້ຈັດສົຮຣໄວ້ມາດໍານີນກາຮ ຮະບຸເອກລັກຍົດ໌ ໂດຍເລືອກໂຄຮງສ້າງຂອງແບບຈຳລອງເປັນແບບ ARMAX ອັນດັບ 2 ແລະອາສີຍ System Identification Toolbox ຂອງ MATLAB ເປັນເກື່ອງມືອີນໃນກາຮດໍານີນກາຮ (ໂປຣແກຣມຮະບຸເອກລັກຍົດ໌ ຂອງຈະຈຳກຳປັບປຸງທີ່ພັດນາບິນແສດງໄວ້ໃນກາປັນວັກ ກ.) ນອກເໜີ້ຈາກຫຼຸດຂໍ້ມູລ ອິນພຸດ-ເອາຕຸພຸດ ຍັງມີຄໍາ Na Nb Nc ແລະ Nk ຊື່ເປັນຄໍາພາຣາມີເຕອຣ໌ຂອງແບບຈຳລອງ ARMAX ທີ່ຈຳເປັນຕ້ອງກຳຫັດ ໄທ້ກັບໂປຣແກຣມອ່າງເໜາສົມ ພັດລັບພົມຈາກກາຮປະເມີນກວາມຄວາມຄຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງຂອງ ຈະຈຳກຳປັບປຸງໂຮໂທແນ່ນໜີແບບຂານານ 3 ເຟສ ທີ່ອູ່ໃນຮູບຂອງຝຶກໜັນຄ່າຍໂອນໃນໂຄມັນກວາມຄຸກຕ້ອງຂອງພັນແລະບັນດາຕົວທີ່ 2

ບັນດາຕົວທີ່ 3 ພັດຈາກໄດ້ແບບຈຳລອງຂອງຈະຈຳກຳປັບປຸງໃນຮູບຂອງຝຶກໜັນຄ່າຍໂອນອັນດັບ 2 ແລ້ວ ໃນບັນດາຕົວທີ່ ຈຶ່ງເປັນກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງທີ່ໄດ້ມາ ໂດຍອາສີຍໂປຣແກຣມ MATLAB ຈຳລອງພັດກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງຈະຈຳກຳປັບປຸງດ້ວຍສັງຄູາພຸດແບບບັນດາໄດ້ ນາດ 8n(t) V ຈາກນັ້ນນຳພັດຕອບສັນອງທີ່ໄດ້ໄປເປົ້າຢັ້ງເຖິງກັບຂໍ້ມູລພັດຕອບສັນອງທີ່ໄດ້ຈາກກາຮທິສອນຮະບນຈິງ ຈຳນວນ 3 ຜຸດ ທີ່ໄດ້ຈັດເຕີຍໄວ້ສໍາຮັບກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງ ວິທີກາຮປະເມີນອາສີຍກາຮຄໍານວນຫາຄ່າຮາກທີ່ສອງຂອງກວາມຄລາດເຄລື່ອນກຳລັງສອງເນລື່ອຍໍ (root mean square error, RMSE) ຮະຫວ່າງຂໍ້ມູລພັດຕອບສັນອງຈາກແບບຈຳລອງກັບຂໍ້ມູລທີ່ໃຫ້ໃນກາຮປະເມີນ ກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງແບບຈຳລອງແຕ່ລະຫຼຸດ ຕາຮາງທີ່ 5.1 ແສດງຕ້ວອຍ່າງພັດກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງຂອງ ແບບຈຳລອງທີ່ໄດ້ຄ່າຮາກທີ່ສອງຂອງກວາມຄລາດເຄລື່ອນກຳລັງສອງເນລື່ອຍໍຕໍ່ກວ່າ 15 ເມື່ອພິຈາລາຄ່າເນລື່ອຍໍ ຂອງຄ່າຮາກທີ່ສອງຂອງກວາມຄລາດເຄລື່ອນກຳລັງສອງເນລື່ອຍໍ ($\overline{\text{RMSE}123}$) ເປັນເກົ່າທີ່ ພບວ່າ ແບບຈຳລອງທີ່ໄດ້ຈາກກາຮຮຸເອກລັກຍົດ໌ມີກວາມຖຸກຕ້ອງມາກທີ່ສຸດເມື່ອພັດກາຮປະເມີນກວາມຖຸກຕ້ອງນີ້ ມີຄໍານັ້ນນຳມາກວ່າ $\text{Na} = 2 \text{ Nb} = 2 \text{ Nc} = 2$ ແລະ $Nk = 0$ ຊື່ເປັນຄ່າຍໂອນໃນໂຄມັນກວາມຄຸກຕ້ອງດັ່ງສົມກາຮ (5.1) ພັດຕອບສັນອງຂອງແບບຈຳລອງ ຝຶກໜັນຄ່າຍໂອນຕາມສົມກາຮ (5.1) ຕ່ອສັງຄູາພຸດແບບບັນດາໄດ້ນາດ 8n(t) V ເຖິງກັບ

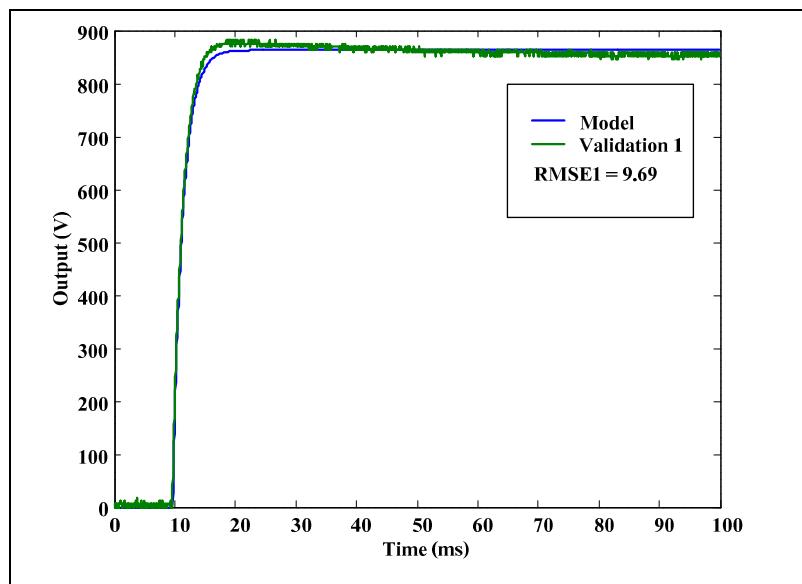
ตารางที่ 5.1 ผลการประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง

ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง ARMAX				ค่ารากที่สองของความคลาดเคลื่อน กำลังสองเฉลี่ย			RMSE123
Na	Nb	Nc	Nk	RMSE1	RMSE2	RMSE3	
2	1	0	1	10.66	10.11	9.68	10.15
2	2	0	1	10.68	10.03	9.72	10.14
2	1	1	1	10.56	9.97	9.59	10.04
2	1	2	1	10.55	9.97	9.59	10.04
2	2	1	1	10.38	10.10	9.47	9.99
2	2	2	1	10.26	9.77	9.38	9.80
2	1	1	0	9.76	9.55	8.93	9.41
2	1	2	0	9.76	9.34	8.94	9.34
2	2	2	0	9.69	9.35	8.92	9.32

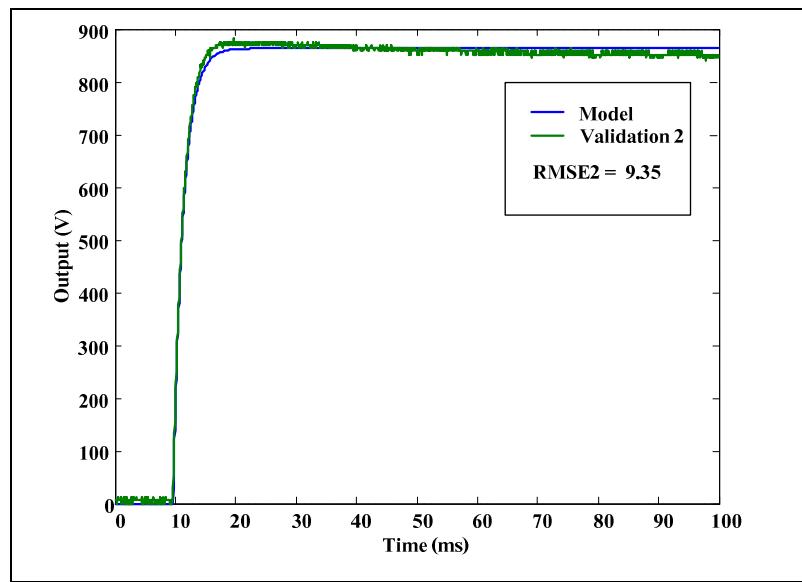
ผลตอบสนองจากการทดสอบระบบที่ใช้ประเมินความถูกต้องของแบบจำลองแสดงไว้ในรูปที่ 5.2 ถึง 5.4 เห็นได้ว่า ผลตอบสนองจากแบบจำลองและผลการทดสอบจริงมีลักษณะใกล้เคียงกัน เป็นการยืนยันถึงความถูกต้องและความน่าเชื่อถือของแบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับ 2 ตามสมการ (5.1) ซึ่งได้มาจากการระบุเอกสารลักษณ์เป็นอย่างดี แบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนดังกล่าวนี้จะถูกนำไปใช้ในขั้นตอนการออกแบบระบบควบคุมวงปิด ซึ่งนำเสนอไว้ในหัวข้อถัดไป

$$G_p(s) = \frac{3.33s^2 + 2.31 \times 10^5 s + 3.22 \times 10^9}{s^2 + 5.04 \times 10^4 s + 2.98 \times 10^7} \quad (5.1)$$

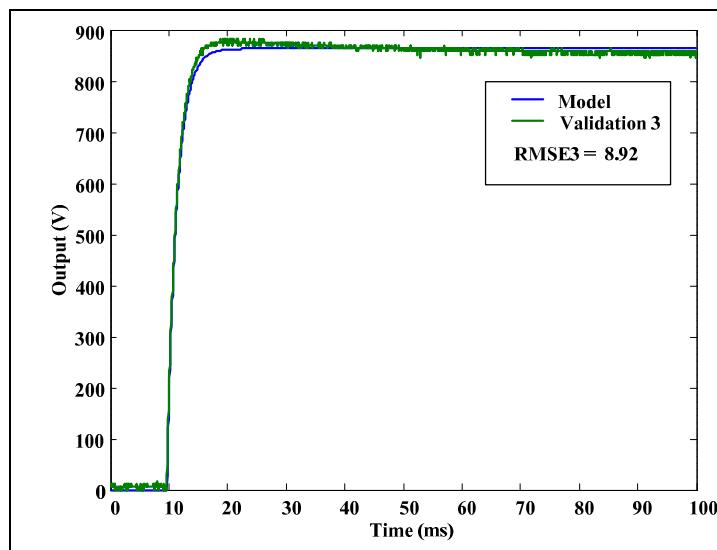
เมื่อ $G_p(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เพส



รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูลผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลองชุดที่ 1



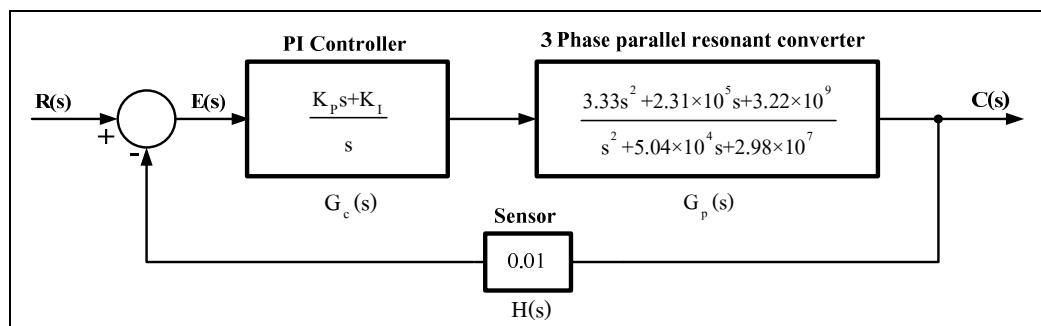
รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูลผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลองชุดที่ 2



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองของแบบจำลองจากการระบุเอกสารลักษณ์เทียบกับข้อมูลผลตอบสนองสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องแบบจำลองชุดที่ 3

5.3 การออกแบบตัวควบคุมพีไอ

การพัฒนาระบบคุณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันเร็วแทนซ์แบบบานาน 3 เพส ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช้ระบบควบคุมแบบวงปิดที่มีโครงสร้างตามแผนภาพเบื้องต้นดังรูปที่ 5.5 ระบบจะรับสัญญาณอ้างอิงแบบขั้นบันไดขนาด $8u(t) V$ ซึ่งเป็นสัญญาณคำสั่งให้วงจรแปลงผันสร้างแรงดันเอาต์พุต $800 V_{dc}$ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน $C(s)$ ซึ่งถือเป็นผลตอบสนองของระบบถูกวัดด้วยเซนเซอร์ที่มีอัตราลดตอน 100 เท่า เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง $R(s)$ ซึ่งได้เป็นสัญญาณผิดพลาด $E(s)$ สำหรับป้อนให้ตัวควบคุม ตัวควบคุมจะนำ

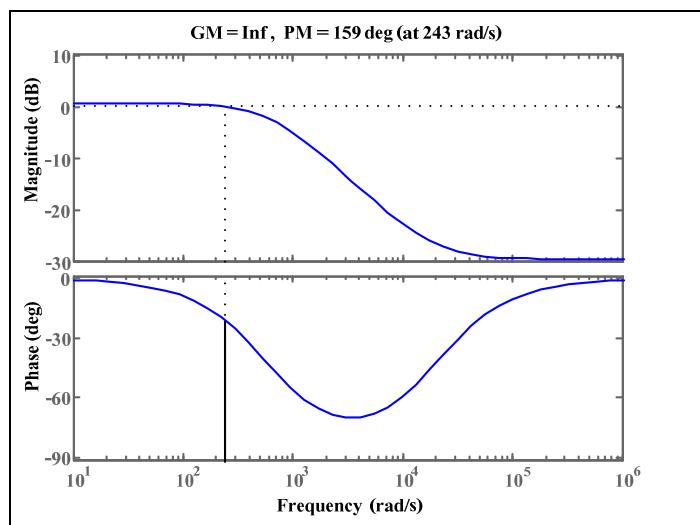


รูปที่ 5.5 ระบบคุณค่าแรงดันเอาต์พุตแบบวงปิด

สัญญาณค่าผิดพลาดดังกล่าวไปดำเนินการตามกระบวนการ เพื่อสร้างเป็นสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมสำหรับส่งไปปรับความถี่สวิตซิ่งของวงจรแปลงผัน เพื่อคุณค่าแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ $800 \text{ V}_{\text{dc}}$ ตามที่ต้องการ สำหรับชนิดของตัวควบคุมที่เลือกใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เป็นตัวควบคุมแบบพีไอ การออกแบบตัวควบคุมอาศัยวิธีการแบบคลาสสิก ซึ่งดำเนินการในโอดเมนความถี่โดยพิ่งพาแบบจำลองที่ได้มาจากการระบุอกลักษณ์ ดังที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อ 5.2 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

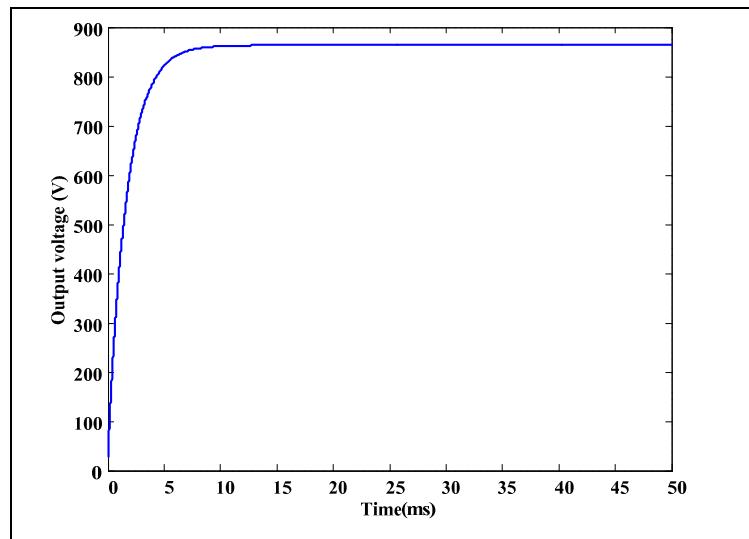
เริ่มต้นจากการกำหนดคุณสมบัติของระบบควบคุมวงปิดให้สอดคล้องกับความต้องการ โดยอาศัยข้อกำหนดทางเทคนิคที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3 เป็นบรรทัดฐานในกำหนดคุณสมบัติ ซึ่งสามารถสรุปเป็นเงื่อนไขสำหรับการออกแบบตัวควบคุม ได้ดังนี้ ค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว $e_{\text{ss}} \leq 1\%$ การพุ่งเกิน P.O. $\leq 5\%$ และเพื่อเป็นการประกันว่า ระบบจะไม่ขาดเสถียรภาพเมื่อนำไปใช้งานจริง จึงกำหนดให้ระบบควบคุมวงปิดมี ส่วนเพื่ออัตราขยาย $GM \geq 8 \text{ dB}$ และส่วนเพื่อเฟส $PM \geq 50^\circ$ (สราชฎี สุจิตร, 2546) จากแผนภาพล็อกของระบบวงปิด ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.5 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปีกของระบบขณะที่ไม่พิจารณาตัวควบคุมพีไอ ได้จากสมการ (5.2) และสามารถสร้างเป็นแผนภาพโดยได้ดังรูปที่ 5.6 เมื่อพิจารณาแผนภาพโดย

$$G_p H(s) = 0.01 \left(\frac{3.33s^2 + 2.31 \times 10^5 s + 3.22 \times 10^9}{s^2 + 5.04 \times 10^4 s + 2.98 \times 10^7} \right) \quad (5.2)$$



รูปที่ 5.6 แผนภาพโดยดของระบบขณะที่ยังไม่พิจารณาตัวควบคุมพีไอ

ในรูปที่ 5.6 พบว่าขณะขังไม่มีตัวควบคุม ระบบมี $GM = \infty$ และ $PM = 159^\circ$ ที่ $\omega = 243 \text{ rad/s}$ ซึ่งบ่งบอกว่าระบบมีเสถียรภาพสัมพัทธ์ที่ดีมาก และจากการนำแบบจำลองวงปิด $G_p(s)$ ของวงจรแปลงผันที่ได้จากการระบุเอกสารลักษณ์ (แบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการ (5.1)) ไปจำลองผล โดยกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นแบบขั้นบันได $8u(t) \text{ V}$ ได้ผลตอบสนองในโอดเมนเวลาดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.7 เห็นได้ว่า ในสภาวะอยู่ตัว แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 864 V_{dc} คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ (800 V_{dc}) 7.87% ดังนั้น ในเบื้องต้นจึงคำนวณหาค่าอัตราขยายชดเชย K_C สำหรับนำไปปรับค่าเดิมigenของ $G_p(s)$ เพื่อให้ผลตอบสนองสนองในสภาวะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับ 800 V_{dc} ในกรณีนี้ คำนวณหาค่าอัตราขยายชดเชย K_C ได้เท่ากับ 0.927 ค่าอัตราขยายชดเชย K_C ที่คำนวณได้ในขั้นนี้ จะถูกนำมาใช้ในขั้นตอนของการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ ซึ่งมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ (Phillips and Harbor, 1988)



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองของแบบจำลองวงปิดต่อสัญญาณอินพุตขั้นบันได $8u(t) \text{ V}$

ข้อที่ 1 หาค่าความถี่วิกฤต ω_1 ที่ทำให้มุมของ $G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)$ มีค่าเท่ากับ $-180^\circ + \phi_m + 5^\circ$ เมื่อ ϕ_m คือ ค่าส่วนเพื่อเฟสที่ต้องการ ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 105° ดังนั้น จึงคำนวณมุมของ $G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)$ ได้เท่ากับ -70° อาศัยข้อมูลจากแผนภาพโนดในรูปที่ 5.6 ได้ค่าความถี่วิกฤต $\omega_1 = 3.42 \times 10^3 \text{ rad/s}$

ข้อที่ 2 นำค่า $\omega_1 = 3.42 \times 10^3 \text{ rad/s}$ ไปคำนวณค่าอัตราขยาย \hat{K}_p และ \hat{K}_i โดยอาศัยสมการ (5.3) และสมการ (5.4) ตามลำดับ

$$\hat{K}_p = \frac{1}{|G_p(j\omega_1)H(j\omega_1)|} \quad (5.3)$$

$$\hat{K}_I = 0.1\omega_1 \hat{K}_p \quad (5.4)$$

ซึ่งได้ค่า $\hat{K}_p = 5.3$ และ $\hat{K}_I = 1,800$

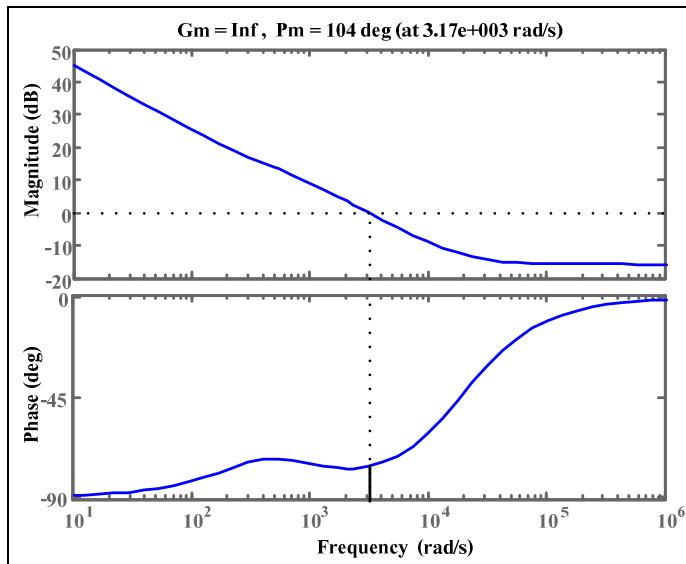
ขั้นที่ 3 คำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ ได้จากสมการ (5.5) เมื่อ $K_C = 0.927$

$$G_C(s) = K_C \left(\frac{\hat{K}_p s + \hat{K}_I}{s} \right) \quad (5.5)$$

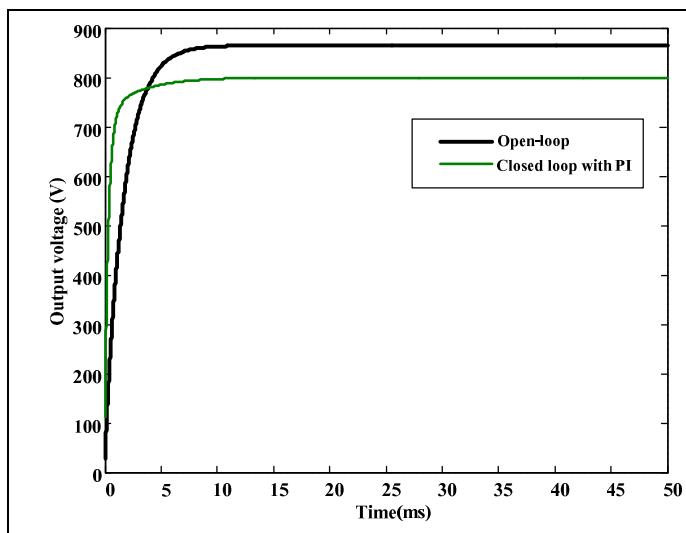
ดังนั้น จึงได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ สำหรับระบบควบคุมวงปิดเพื่อคุณค่า แรงดันอากาศพุ่งของวงจรแปลงผันเรโซไซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ดังสมการ (5.6)

$$G_C(s) = \frac{4.90s + 1669}{s} \quad (5.6)$$

หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง คือ ตัวควบคุมพีไอ มีอัตราขยาย $K_p = 4.9$ และ $K_I = 1,669$ นั่นเอง แผนภาพโนบดและผลตอบสนองของระบบเมื่อมีตัวควบคุมพีไอ ต่อสัญญาณขั้นบันได $8u(t)$ V ซึ่งได้จากการจำลองผลด้วย MATLAB แสดงไว้ในรูปที่ 5.8 และ รูปที่ 5.9 ตามลำดับ เห็นได้ว่า ระบบมี $GM = \infty$ $PM = 104^\circ$ $e_{ss} = 0\%$ และผลตอบสนองของระบบไม่มีการผุ่งเกิน เป็นไปตามเกณฑ์ที่ได้กำหนดไว้ทุกประการ



รูปที่ 5.8 แผนภาพโนบดเมื่อมีตัวควบคุม ($K_p = 4.90$ และ $K_i = 1,669$)

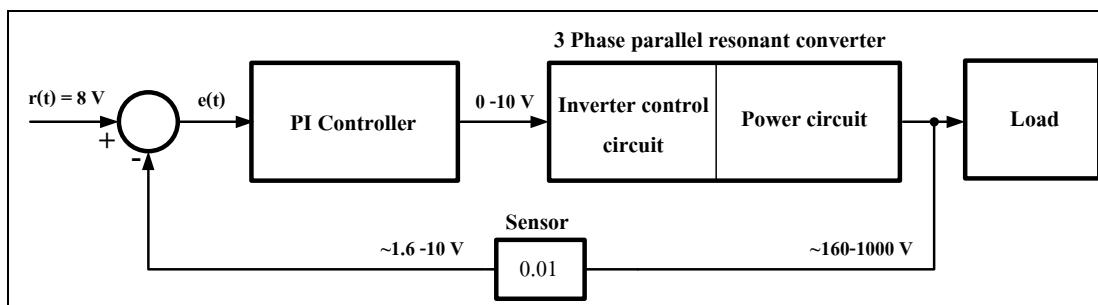


รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองจากการจำลองผลเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นแบบขั้นบันไดขนาด $8u(t)$ V

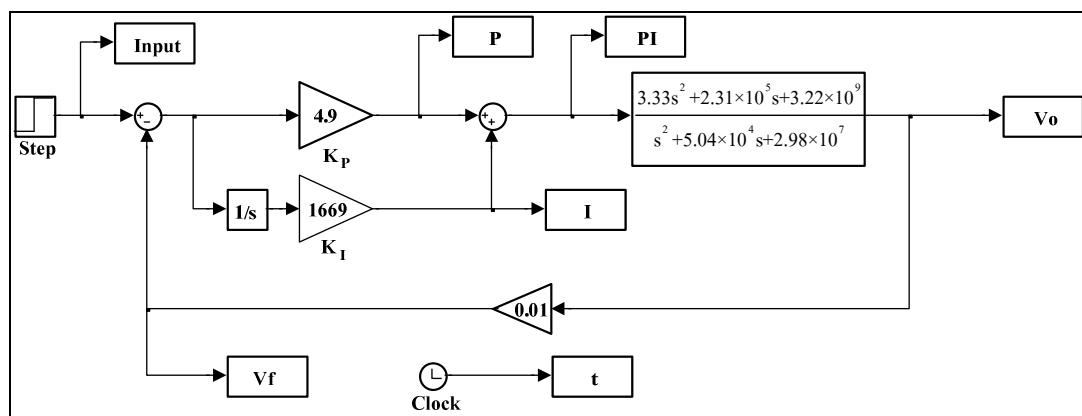
5.4 การอนุวัตตัวควบคุมพิโอด

ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการนำเสนอบื้อการออกแบบตัวควบคุมพิโอดของระบบควบคุมวงปิดเพื่อคุณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขนาด 3 เฟส ให้เท่ากับ $800 V_{dc}$ ซึ่งผลลัพธ์จากการออกแบบตัวควบคุม ได้ค่าอัตราขยาย $K_p = 4.90$ และ $K_i = 1,669$ เนื่องจากล่า

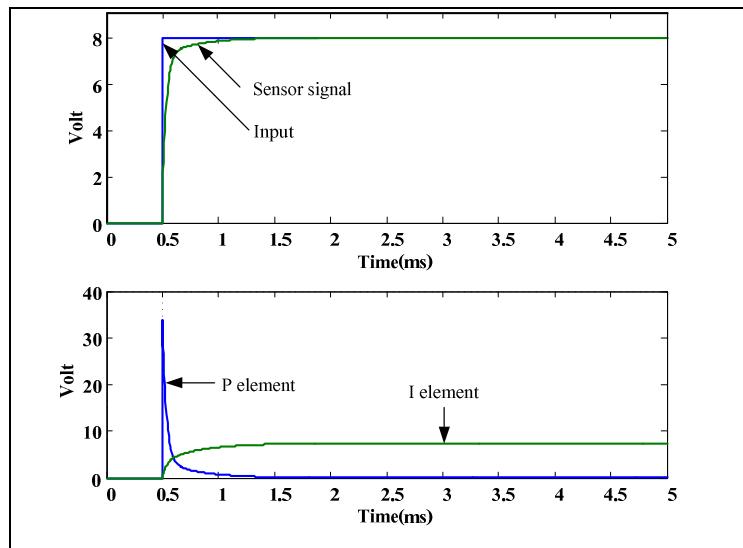
ต่อไปในหัวข้อนี้ จึงเป็นการนำเสนอวิธีการอนุวัตต์ตัวความคุณพีไอ ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกแนวทางการอนุวัตต์ตัวความคุณชนิดพีไอแบบแอนะลอกจากวงจรอปเปอมป์ สัญญาณที่ออกจากตัวความคุณพีไอจะถูกนำไปป้อนให้กับวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ของวงจรแปลงผัน ซึ่งรับสัญญาณอินพุตที่อยู่ในช่วง $0 - 10 \text{ V}_{dc}$ ดังรายละเอียดที่แสดงด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 5.10 ในเบื้องต้นได้ อาศัยโปรแกรม SIMULINK คำนวณการจำลองผลกระทบควบคุมวงปิดเชิงอุตสาหกรรม (ไม่พิจารณาถึงการอิมตัวของสัญญาณในระบบ) ดังแผนภาพล็อกในรูปที่ 5.11 โดยกำหนดให้ตัวความคุณมี อัตราขยาย $K_p = 4.90$ และ $K_i = 1,669$ ตามที่คำนวณได้ในทางทฤษฎี ผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองผลแสดงไว้ในรูปที่ 5.12 อาจสังเกตเห็นได้ว่า ในสภาวะชั่วคราว สัญญาณพจน์พิกัดของตัวความคุณมีค่าสูงถึง 35 V ซึ่งเกินพิกัดระดับอิมตัวที่ $\pm 13 \text{ V}_{dc}$ ของวงจรแอนะลอกที่ใช้อปเปอมป์มีไฟเลี้ยง $\pm 15 \text{ V}_{dc}$ ซึ่งวางแผนจะนำมาใช้การสร้างตัวความคุณพีไอแบบแอนะลอก ด้วยเหตุนี้ การกำหนดให้ตัวความคุณ



รูปที่ 5.10 แผนภาพล็อกระบบควบคุมวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เพส

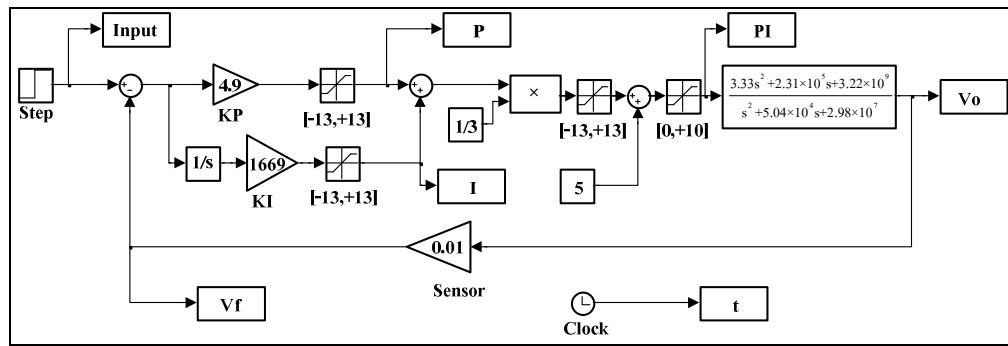


รูปที่ 5.11 แผนภาพการจำลองผลกระทบควบคุมในอุตสาหกรรมด้วย SIMULINK

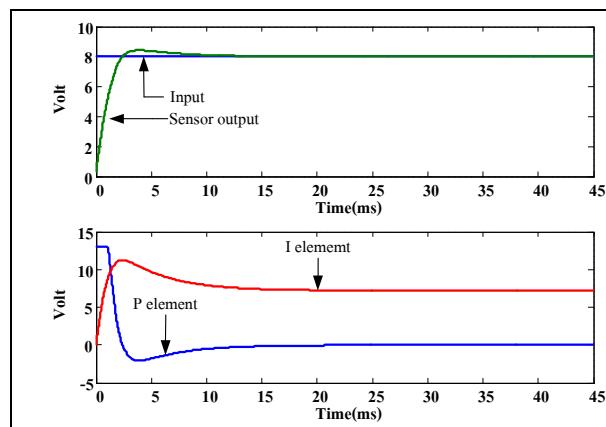


รูปที่ 5.12 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลในอุตสาหกรรม ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$)

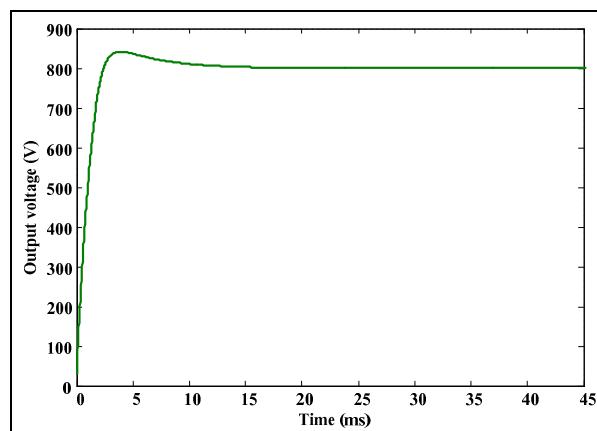
มีค่าอัตราขยาย $K_p = 4.9$ และ $K_i = 1,669$ ตามที่คำนวณได้โดยตรง ย่อมส่งผลให้ผลตอบสนองของระบบจริงแตกต่างไปจากผลตอบสนองที่ได้จากการจำลองผลในรูปที่ 5.9 ดังนั้น ในเบื้องต้นวิธีการหาค่า K_p และ K_i ที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมที่จะสร้างขึ้น จึงอาศัยโปรแกรม SIMULINK จำลองผลระบบควบคุมในลักษณะเสมือนจริง โดยการกำหนดให้สัญญาณพจน์เป็นและ 초기ของตัวควบคุมอยู่ในขอบเขต $\pm 13 V_{dc}$ และปรับย่านสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมให้อยู่ในช่วง $0 - 10 V_{dc}$ ดังแผนภาพรูปที่ 5.13 การจำลองผลเริ่มต้นจากกำหนดให้ตัวควบคุมมีอัตราขยาย $K_p = 4.9$ และ $K_i = 1669$ จากนั้นจึงค่อยๆ ปรับค่าอัตราขยาย K_p และ K_i ของตัวควบคุม จนกระทั่งระบบควบคุมมีสมรรถนะเป็นไปตามที่ต้องการ คือ ผลตอบสนองของระบบมีการผุ้งเกินน้อยกว่า 5% และค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวน้อยกว่า 1% รูปที่ 5.14 ถึง รูปที่ 5.21 แสดงตัวอย่างสัญญาณที่ส่วนต่างๆ ของระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองผล เพื่อหาค่าอัตราขยาย K_p และ K_i ของตัวควบคุมที่เหมาะสม และได้รวมรวมค่าที่เกี่ยวกับสมรรถนะที่สำคัญ ได้แก่ ช่วงเวลาขึ้น (rise time, T_r) ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time, T_s) และการผุ้งเกิน (percent overshoot, P.O.) เมื่อพิจารณาที่ค่าผิดพลาด 1% ไว้ในตารางที่ 5.2 อาจสังเกตเห็นได้ว่า เมื่อตัวควบคุมมีอัตราขยาย $K_p = 3$ และ $K_i = 900$ ส่งผลให้ระบบควบคุมมีสมรรถนะน่าพึงพอใจที่สุด นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันสามารถตัวที่ $800 V_{dc}$ ได้ภายใน 4.44 ms โดย平均การผุ้งเกินเพียง 0.02% ในช่วงการตอบสนองชั่วครู่ และระบบมี $GM = \infty$ $PM = 104^\circ$ ดังแสดงด้วยแผนภาพในรูปที่ 5.22



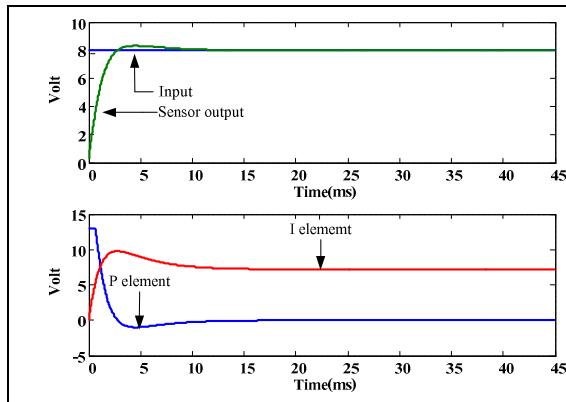
รูปที่ 5.13 แผนภารการจำลองผลระบบควบคุมเสมีอนจริง



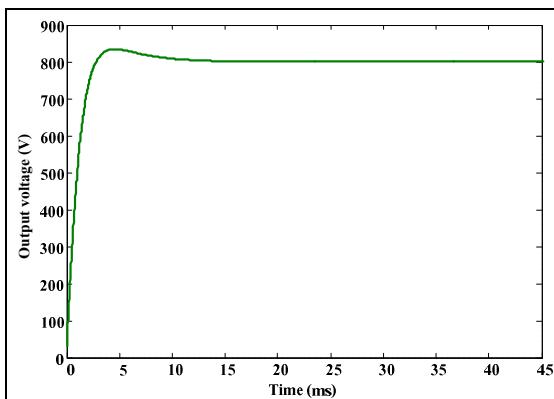
รูปที่ 5.14 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมีอนจริง ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$)



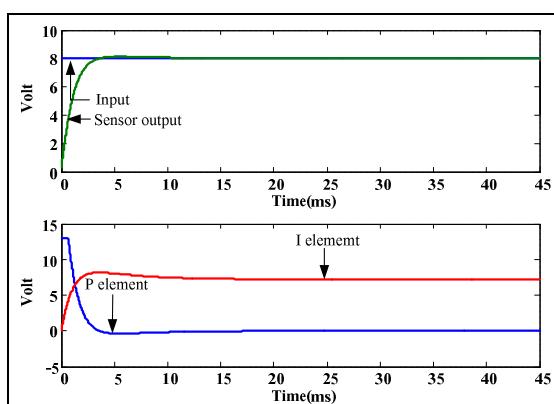
รูปที่ 5.15 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมีอนจริง ($K_p = 4.9$, $K_i = 1,669$)



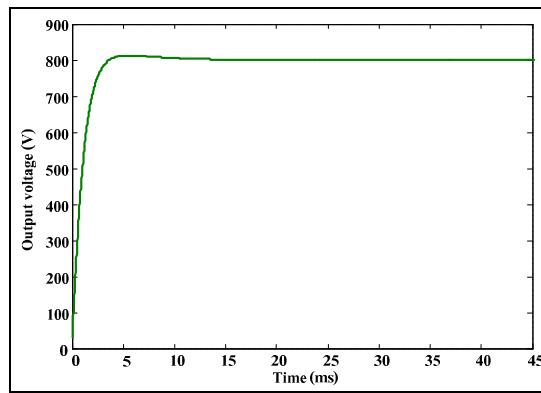
รูปที่ 5.16 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,400$)



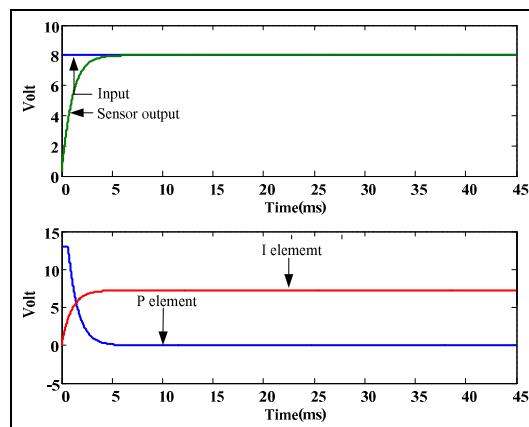
รูปที่ 5.17 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,400$)



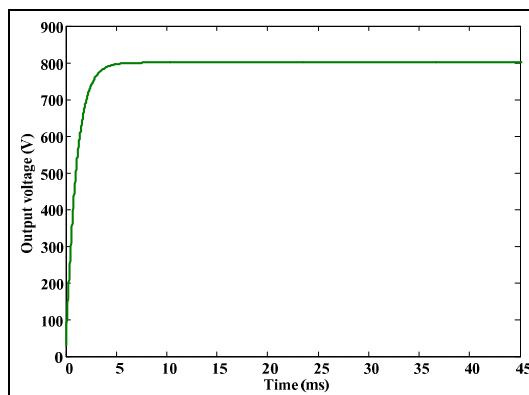
รูปที่ 5.18 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลเสมือนจริง ($K_p = 3$, $K_i = 1,100$)



รูปที่ 5.19 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลลัพธ์เมื่อ $K_p = 3$, $K_I = 1,100$



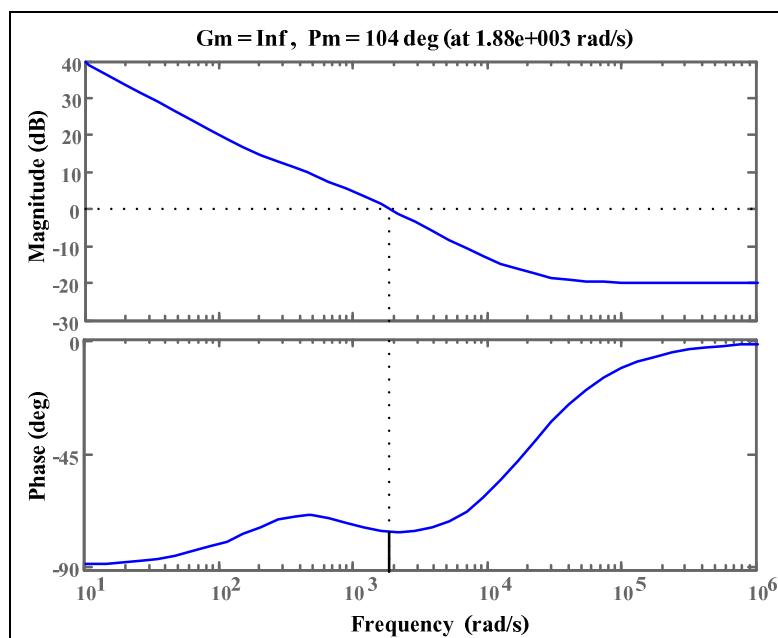
รูปที่ 5.20 สัญญาณของตัวควบคุมจากการจำลองผลลัพธ์เมื่อ $K_p = 3$, $K_I = 900$



รูปที่ 5.21 แรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลลัพธ์เมื่อ $K_p = 3$, $K_I = 900$

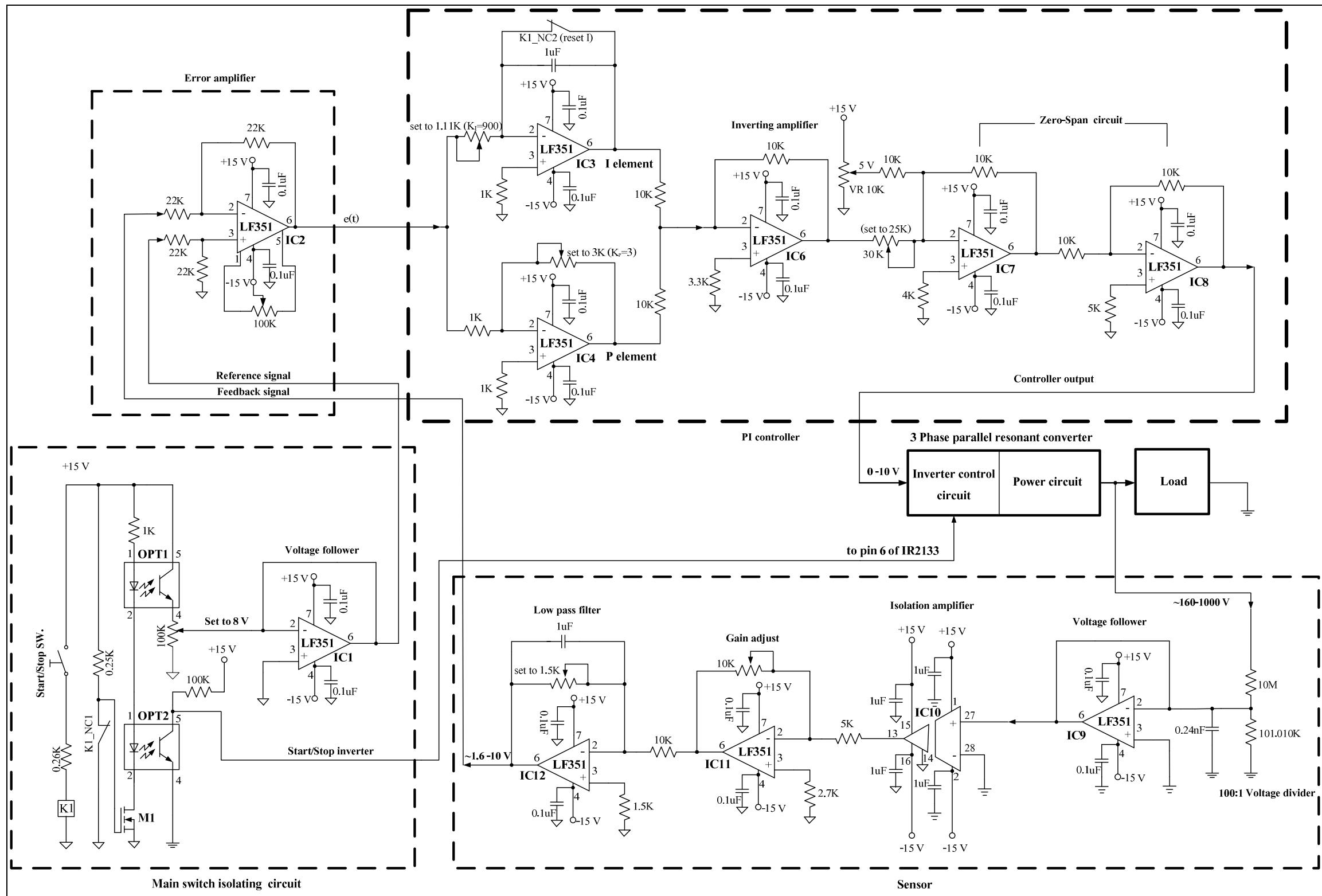
ตารางที่ 5.2 ผลของพารามิเตอร์ K_p และ K_i ต่อสมรรถนะของระบบจากการจำลองผล

ค่า K_p และ K_i	T_r (ms)	T_s (ms)	P.O.
$K_p = 4.9 \quad K_i = 1,669$	1.70	11.08	5.18%
$K_p = 3 \quad K_i = 1,400$	1.84	10.28	4.20%
$K_p = 3 \quad K_i = 1,100$	2.02	8.58	1.61%
$K_p = 3 \quad K_i = 900$	2.20	4.44	0.02%



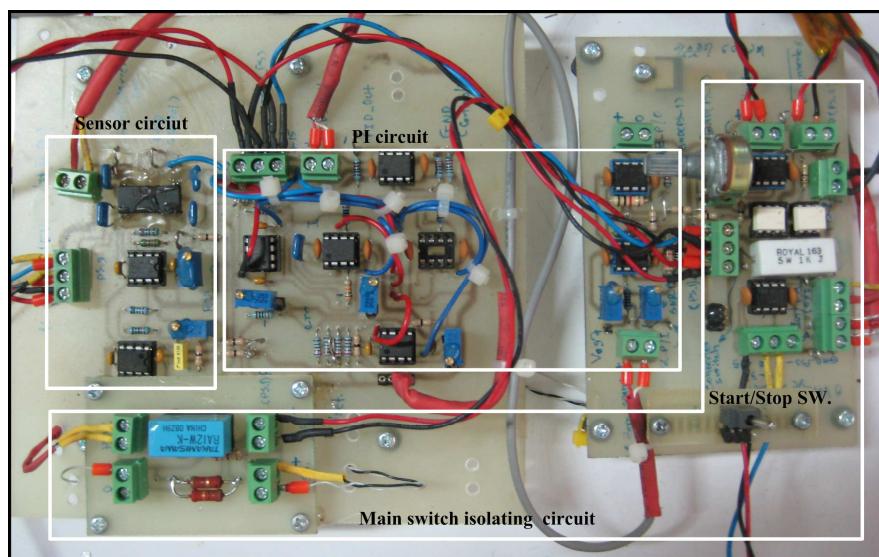
รูปที่ 5.22 แผนภาพโบเดเมื่อตัวควบคุมมีค่า $K_p = 3$ และ $K_i = 900$

หลังจากได้ทำการจำลองผลการทำงานของระบบควบคุมแรงดันເອົາຕີພຸດຂອງຈະແປງຜັນເຮືອແນນ້ຳແບບຂານາ 3 ເຟສ ອ່າງສມຈິງ ແລະ ຖດລອງປັບປຸງແຕ່ງຄໍາພາຣາມີເຕອົກຂອງຕັ້ງຄວບຄຸມ ຂອງຮັບທີ່ຈະມີໃຫຍ່ໃຫ້ພົດຕອບສູນອັນເປົ້າພົງພອໃຈ ທີ່ໄດ້ຄໍາອັຕາຍຍາຍ $K_p = 3$ ແລະ $K_i = 900$ ດັ່ງທີ່ໄດ້ກຳລຳມາແລ້ວນັ້ນ ບໍ່ມີຕອນຕ່ອໄປຈຶ່ງໄດ້ດໍາເນີນການພັດທະນາຫາຮົດແວ່ງຮະບບຄວບຄຸມວັງປິດແບບແອນລອກຂອງຈະແປງຜັນ ດັ່ງແສດງໄວ້ໃນແຜນກາພຽບທີ່ 5.23 ຜົ່ງປະກອບດ້ວຍ ຈະຈະບໍາຍພົດຕ່າງ (error amplifier) ຈະຈະຕັ້ງຄວບຄຸມພື້ນ ຈະຈະເຊັນເຊົ່າມະວັດ ແລະ ຈະຈະແຍກໂດດສົວິຕ໌ປິດ/ເປີດຫລັກ (main switch isolating circuit) ການທຳມານຂອງຮະບບເຮັມຕັ້ນຈາກ ການເປີດສົວິຕ໌ start/stop ທີ່ອູ້ໃນສ່ວນຂອງຈະຈະແຍກໂດດສົວິຕ໌ປິດ/ເປີດຫລັກ ເພື່ອຈ່າຍໄຟໃຫ້ກັບຄອຍລີຂອງຮີເລີຢ່າ K1 ເມື່ອຮີເລີຢ່າ K1 ທຳມານ



รูปที่ 5.23 แผนภูมิของระบบควบคุมวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส

หน้าสัมผัสปิด K1_NC1 และ K1_NC2 จะเปลี่ยนสถานะจากปิดเป็นเปิด ส่งผลให้มอเตอร์ M1 และไคโอดในไอซีอปโปรดี OPT1 และ OPT2 นำกระแส ในจังหวะนี้สัญญาณอ้างอิงขนาด $8n(t)$ V สำหรับตัวควบคุม และสัญญาณสั่งการให้อินเวอร์เตอร์ของวงจรแปลงผันเริ่มทำงาน จะถูกสร้างขึ้นพร้อมๆ กัน สัญญาณอ้างอิงซึ่งออกจากขา 6 ของ IC1 ถูกป้อนให้กับวงจรขยายผลต่าง เพื่อหักลบกับสัญญาณป้อนกลับจากเซนเซอร์ ได้เป็นสัญญาณค่าผิดพลาดสำหรับป้อนให้กับตัวควบคุมพีไอ โครงสร้างของตัวควบคุมสร้างจากการออกแบบปี LF351 มีไฟเลี้ยง $\pm 15 V_{dc}$ และให้สัญญาณเอต์พุตอยู่ในช่วง $\pm 13 V_{dc}$ สัญญาณดังกล่าววนซ้ำถูกแปลงให้อยู่ในย่าน $0 - 10 V_{dc}$ ด้วยวงจรปรับการเยื่องศูนย์และความไว (zero-span circuit) ซึ่งถูกส่งไปยังวงจรแปลงผันผ่านวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ต่อไป แรงดันเอต์พุตที่ออกจากรางรับและแปลงผันถูกวัดด้วยวงจรเซนเซอร์ ซึ่งอาจมีหลักการแบ่งแรงดันด้วยวงจรความต้านทานในอัตราส่วน 100:1 สัญญาณเอต์พุตที่ออกจากรางรับแรงดันถูกป้อนต่อไปยังวงจรตามแรงดัน และวงจรขยายแบบแยกโอด ซึ่งทำหน้าที่แยกกราวด์สัญญาณป้อนกลับในส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุมออกจากกัน เป็นการป้องกันมิให้วงจรควบคุมได้รับความเสียหายจากไฟแรงดันสูงที่มาจากการจ่ายแยกโอดถูกป้อนให้กับวงจรปรับแต่งอัตราขยาย (gain adjust) และวงจรกรองต่ำผ่าน ซึ่งออกแบบให้มีความถี่คัทออฟเท่ากับ 100 Hz ก่อนที่จะป้อนให้กับวงจรขยายผลต่างต่อไป รูปที่ 5.24 แสดงชาร์ดแวร์ของวงจรตัวควบคุมพีไอแบบแอนะลอกและวงจรเซนเซอร์ที่สร้างขึ้น



รูปที่ 5.24 ชาร์ดแวร์ของตัวควบคุมพีไอแบบแอนะลอก

5.5 การทดสอบระบบควบคุมวงปิด

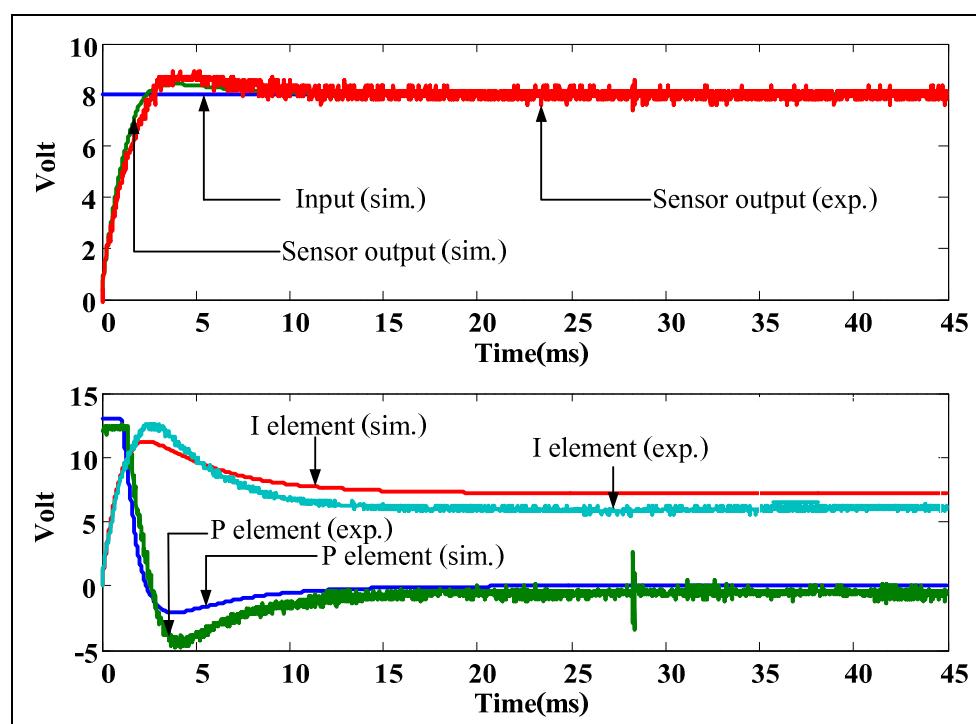
หลังจากดำเนินการสร้างhardtware ระบบควบคุมวงปิดของวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบขาน 3 เฟส แล้วเสร็จโดยสมบูรณ์ จึงได้ทำการทดสอบการทำงานของระบบ โดยเบ่งการทดสอบออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลาและการคุณค่าแรงดันเอาต์พุต ตามรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.5.1 การทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลา

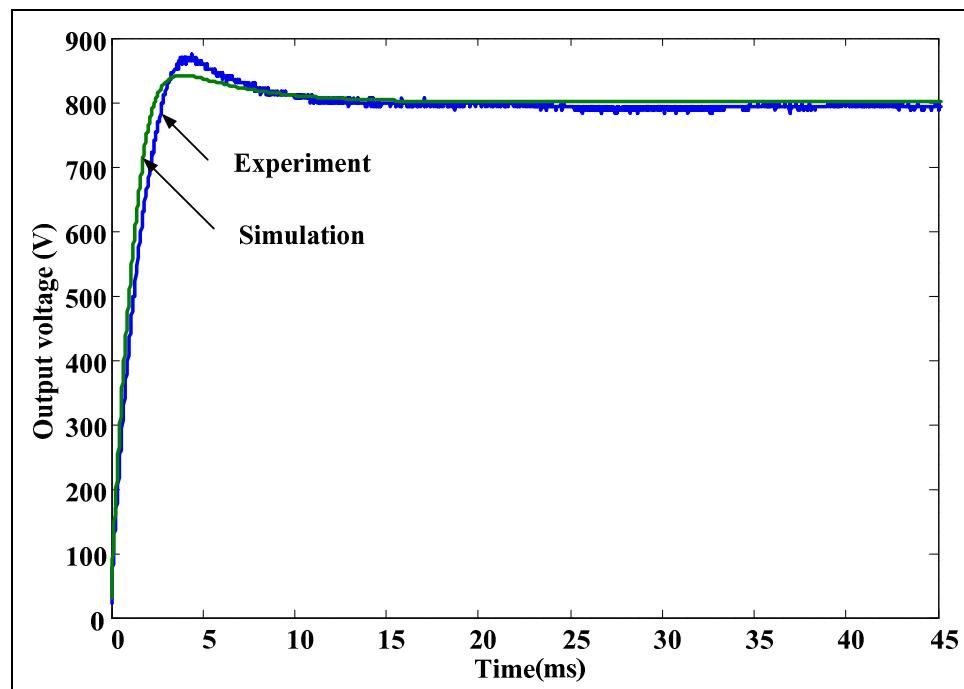
การทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลาที่นำเสนอในหัวข้อนี้ เป็นการทดสอบเพื่อวัดคุณภาพผลตอบสนองของระบบควบคุมวงปิดที่สร้างขึ้น ในการทดสอบได้กำหนดเงื่อนไขให้วงจรแปลงผันมีโหลดเต็มพิกัด ($1,280 \Omega$) และรับแรงดันอินพุต $311 V_{dc}$ จากจุดเชื่อมโยงดิซิจักนั้นจึงจะระบบด้วยสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $8n(t) V$ ซึ่งเป็นสัญญาณคำสั่งให้วงจรแปลงผันสร้างแรงดันเอาต์พุตขนาด $800 V_{dc}$ ขณะทดสอบได้ปรับเปลี่ยนอัตราขยาย K_p และ K_i ของตัวควบคุมให้สอดคล้องกับการจำลองผล ซึ่งได้ระบุไว้ในตารางที่ 5.2 ของหัวข้อ 5.4 ผลการทดสอบที่เกี่ยวข้องกับสมรรถนะที่สำคัญ ได้แก่ ช่วงเวลาขึ้น (rise time, T_r) ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time, T_s) และการพุ่งเกิน (percent overshoot, P.O.) ซึ่งพิจารณาที่ค่าผิดพลาด 1% ได้รวมรวมไว้ในตารางที่ 5.3 ส่วนกราฟที่เป็นผลทดสอบได้รับการแสดงไว้ในรูปที่ 5.25 ถึงรูปที่ 5.32 สังเกตเห็นได้ว่า ผลการทดสอบระบบจริงเทียบกับการจำลองผลมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก และผลการทดสอบในทางปฏิบัติยังคงยืนยันว่า ที่ค่า $K_p = 3$ และ $K_i = 900$ ระบบควบคุมวงปิดมีสมรรถนะที่น่าพึงพอใจที่สุด นั่นคือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันสามารถคงตัวที่ $800 V_{dc}$ ภายในเวลา $6.76 ms$ ปรกติการพุ่งเกินเพียง 2.30% ดังนั้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไปใช้งานจริง

ตารางที่ 5.3 ช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตจากการจำลองผลและทดสอบระบบจริง

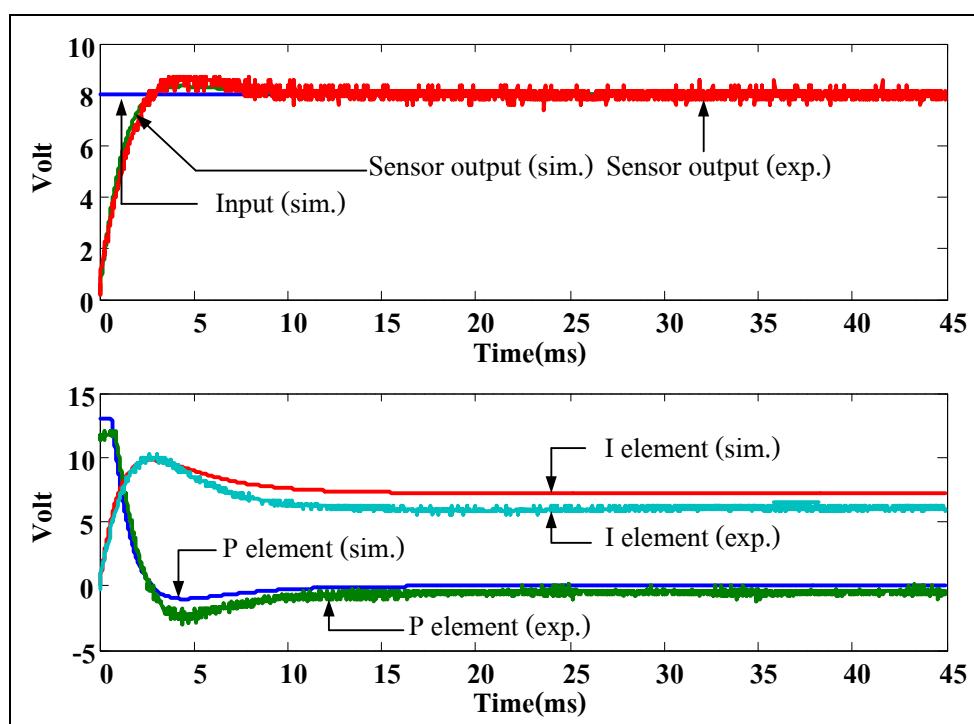
พารามิเตอร์ K_p, K_i	T_r (ms)		T_s (ms)		P.O.	
	Sim.	Exp.	Sim.	Exp.	Sim.	Exp.
$K_p = 4.9 \quad K_i = 1669$	1.70	1.68	11.08	10.94	5.18%	10.33%
$K_p = 3 \quad K_i = 1400$	1.84	1.78	10.28	10.84	4.20%	8.44%
$K_p = 3 \quad K_i = 1100$	2.02	1.94	8.58	9.74	1.61%	4.65%
$K_p = 3 \quad K_i = 900$	2.20	2.12	4.44	6.76	0.02%	2.30%



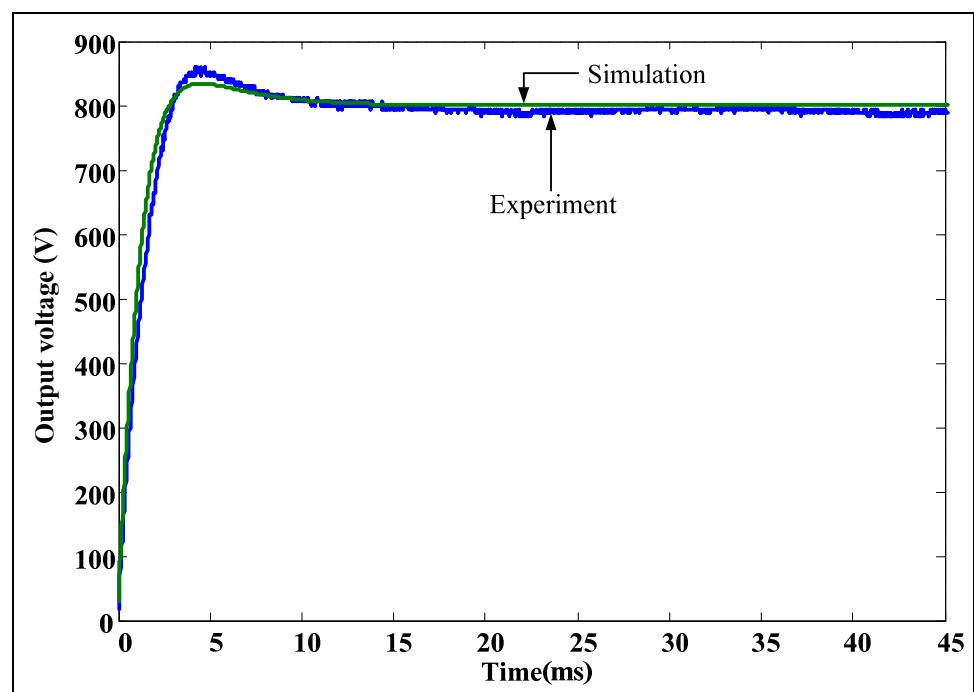
รูปที่ 5.25 ตัวอย่างส่วนต่อๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 4.9$, $K_I = 1,669$)



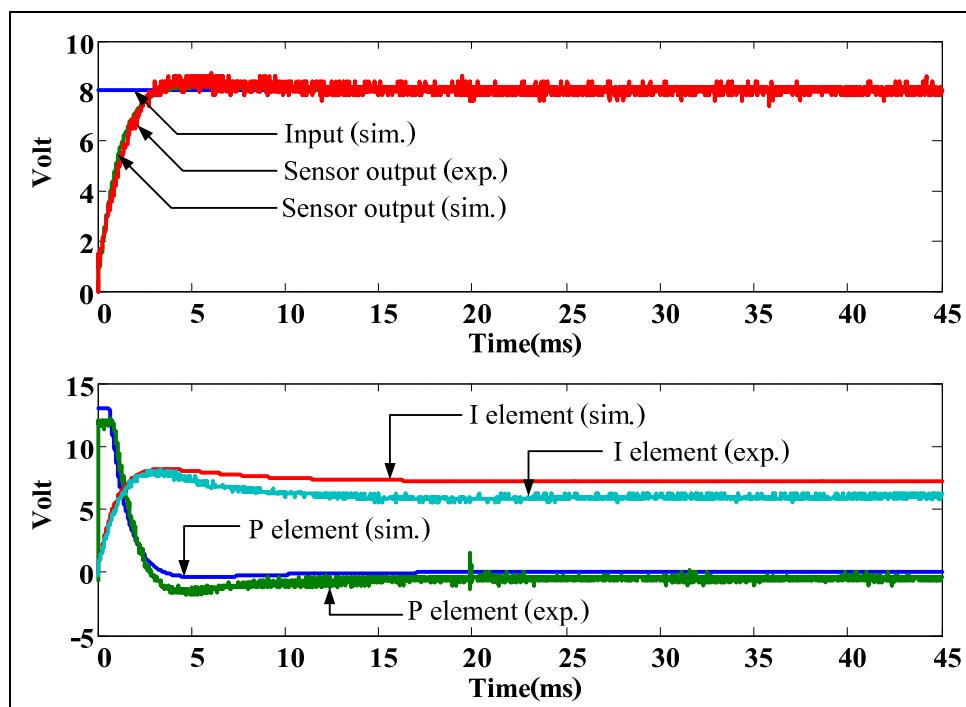
รูปที่ 5.26 แรงดันอาต์พุต ($K_p = 4.9$, $K_I = 1,669$)



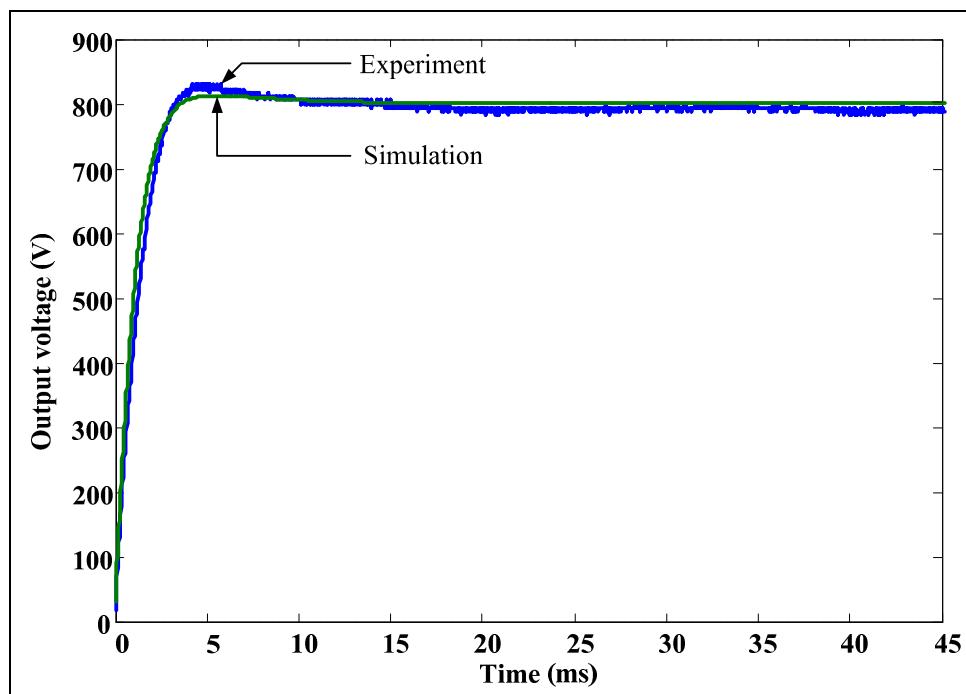
รูปที่ 5.27 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3, K_i = 1,400$)



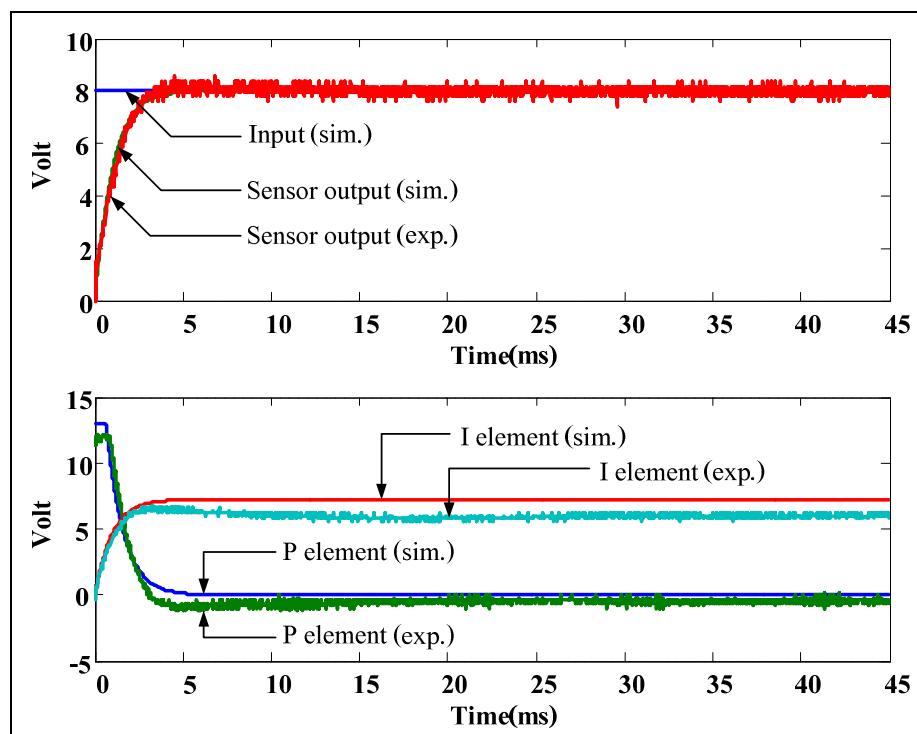
รูปที่ 5.28 แรงดันอาต์พต ($K_p = 3, K_i = 1,400$)



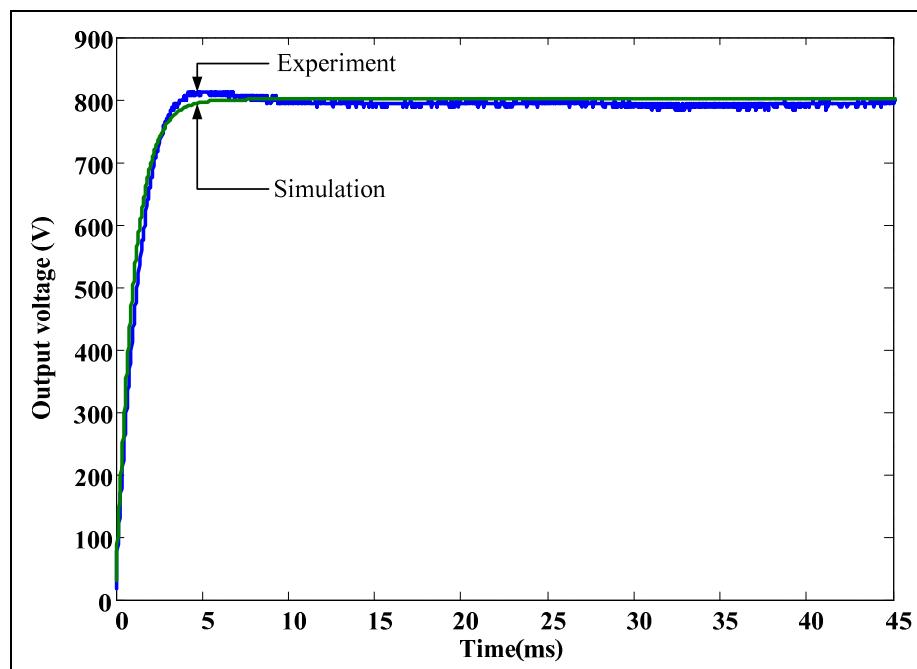
รูปที่ 5.29 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3$, $K_i = 1,100$)



รูปที่ 5.30 แรงดันอาต์พด ($K_p = 3$, $K_i = 1,100$)



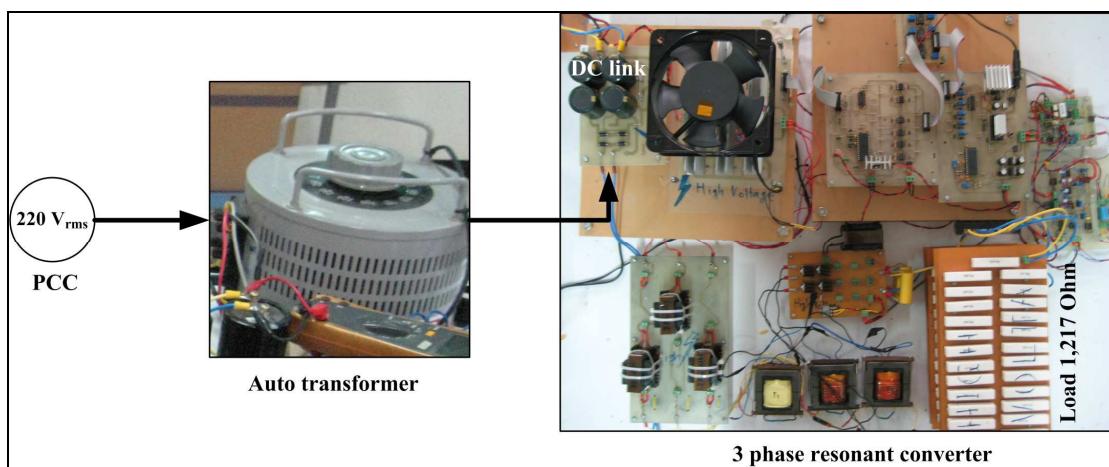
รูปที่ 5.31 สัญญาณส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุม ($K_p = 3$, $K_i = 900$)



รูปที่ 5.32 แรงดันอาต์พุต ($K_p = 3$, $K_i = 900$)

5.5.2 การทดสอบการคุณค่าแรงดันเอาต์พุต

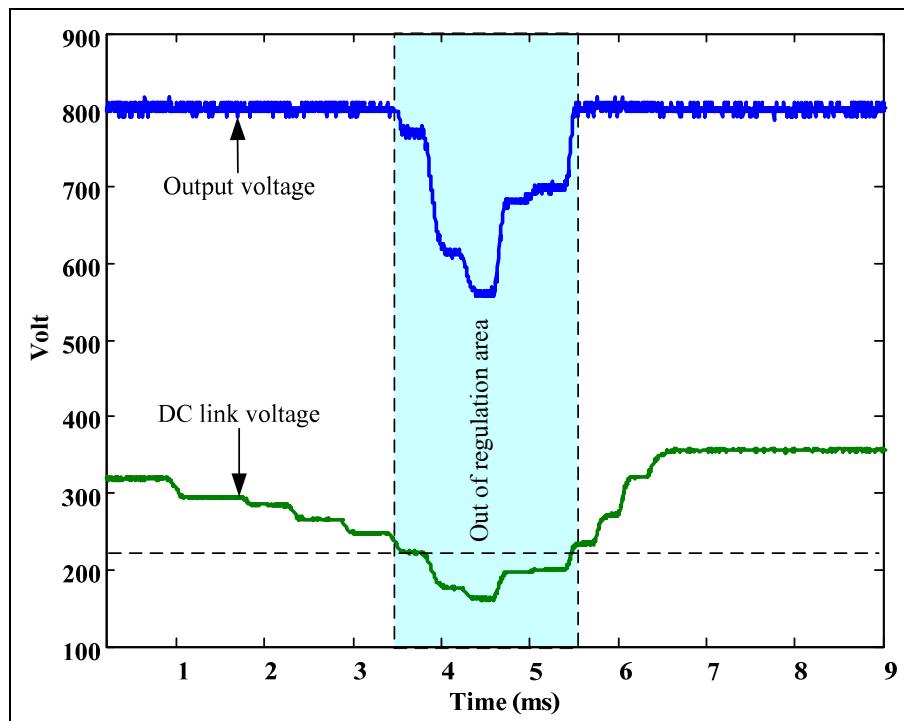
วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยวิทยาศาสตร์นี้ ถูกออกแบบให้ทำงานกับแรงดันอินพุต $311 \text{ V}_{\text{dc}}$ (แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซี) อย่างไรก็ตาม การนำ วงจรแปลงผันไปใช้งานจริงในทางปฏิบัติ ย่อมมีความเป็นไปได้ที่แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีมี การเปลี่ยนแปลงไปจาก $311 \text{ V}_{\text{dc}}$ อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ดังนั้น เพื่อตรวจสอบความสามารถในการคุณค่าแรงดันของระบบควบคุมวงปิด จึงได้ดำเนินการทดสอบ การทำงานของระบบภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีมีการเปลี่ยนแปลงในย่าน $345 \text{ V}_{\text{dc}}$ ถึง $210 \text{ V}_{\text{dc}}$ โดยอาศัยการปรับหม้อแปลงออโต ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.33 ขณะที่วงจร แปลงผันจ่ายโหลดคงที่เดิมพิกัด ($1,280 \Omega$) ตลอดการทดสอบ ผลที่ได้รวมรวมไว้ในตารางที่ 5.4 ภายใต้เงื่อนไขของข้อกำหนดทางเทคนิคในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3 ซึ่งระบุการคุณค่าแรงดัน เอาต์พุตไว้ไม่เกิน 1% ดังนั้น ในกรณีของวงจรแปลงผันไปใช้งานจริง แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีอาจมี ค่าต่ำสุดได้ประมาณ $225 \text{ V}_{\text{dc}}$ สำหรับรูปที่ 5.34 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต ขณะทดลองปรับหม้อแปลงออโตเพื่อให้แรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีมีค่าไม่ต่ำกว่า $225 \text{ V}_{\text{dc}}$ ระบบควบคุมสามารถรักษา แรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในช่วง $800 \text{ V}_{\text{dc}} \pm 1\%$ ได้เป็นอย่างดี จากผลการทดสอบในขั้นตอนนี้ อาจสรุป ได้ว่า วงจรแปลงผันมีความสามารถในการคุณค่าแรงดันเอาต์พุตได้ดีมาก เมื่ออินพุตที่เป็นแรงดัน เชื่อมโยงดีซีแปรไปในย่าน -28% ถึง $+11\%$ ($225 \text{ V}_{\text{dc}}$ ถึง $345 \text{ V}_{\text{dc}}$) ซึ่งประกันได้ว่า ในการใช้งานจริง ระบบยังคงสามารถทำงานได้ หากแรงดันที่จุด PCC มีการเปลี่ยนแปลงในย่าน $175 \text{ V}_{\text{rms}}$ ถึง $261 \text{ V}_{\text{rms}}$



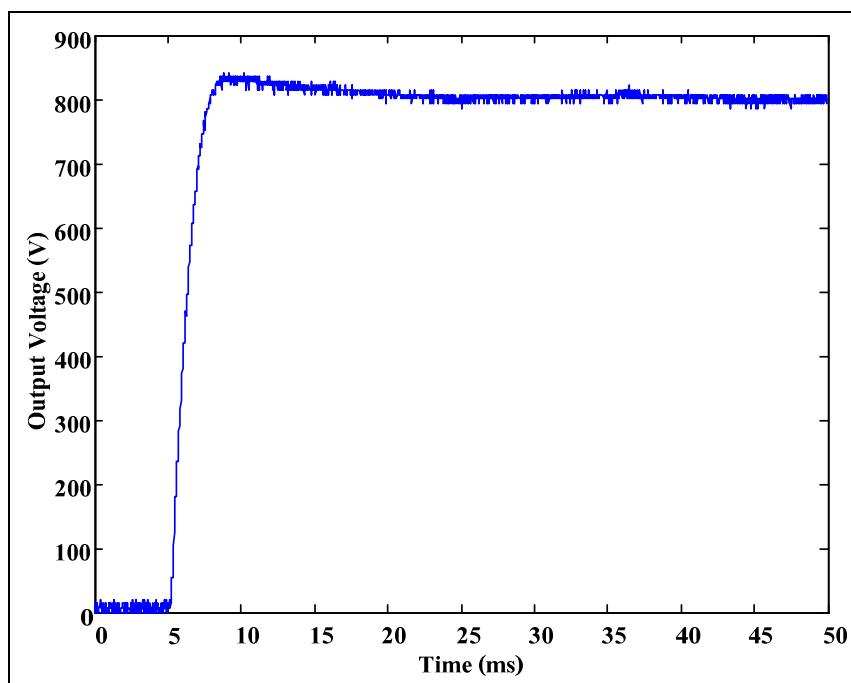
รูปที่ 5.33 การต่อวงจรเพื่อทดสอบการคุณค่าแรงดัน

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบการคุณค่าแรงดันเมื่อกำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อม โดยดีซีมีการเปลี่ยนแปลง

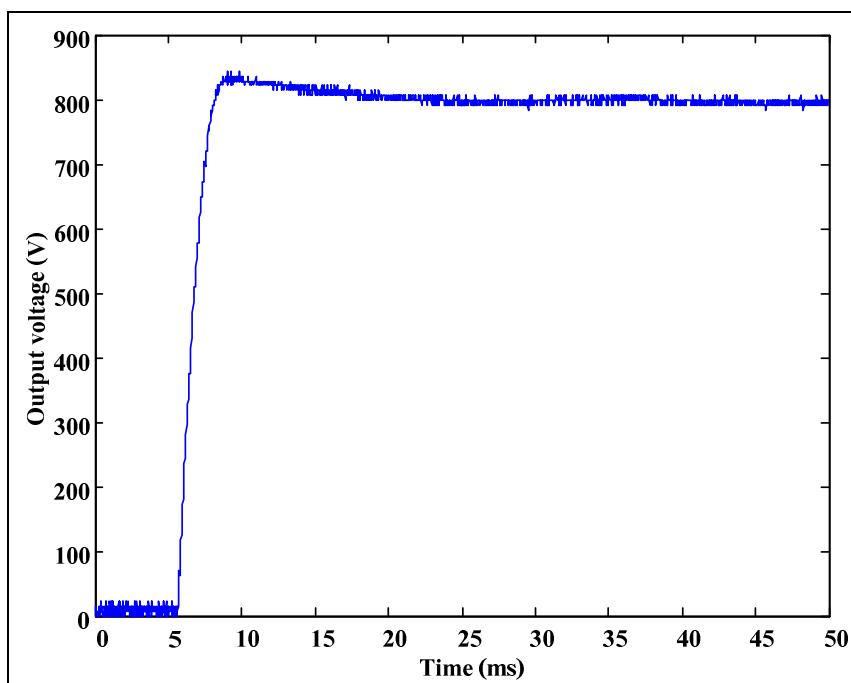
Rectifier input (V_{rms})	DC link voltage (V_{dc})	Output voltage (V_{dc})	% Regulation (compared to $800 V_{dc}$)
261	345	802	0.25
238	320	802	0.25
231	311	802	0.25
221	300	800	0
209	280	800	0
196	260	800	0
183	240	799	0.125
175	225	797	0.375
167	215	763	4.625
163	210	744	7



รูปที่ 5.34 แรงดันอาด์พูตเทียบกับแรงดันที่จุดเชื่อม โดยดีซี



รูปที่ 5.35 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด $1,700 \Omega$ ($e_{ss} = 0.38\%$)

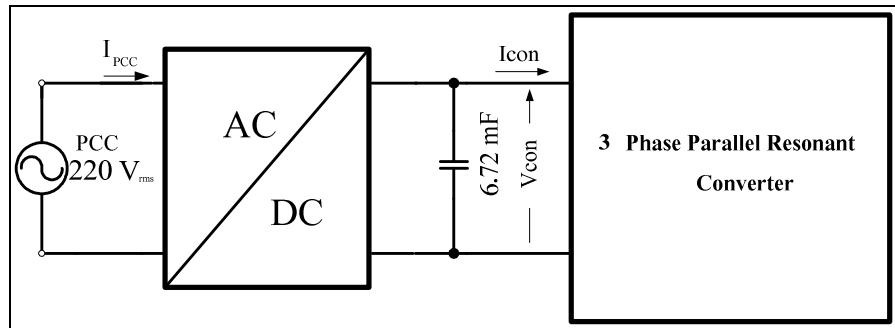


รูปที่ 5.36 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด $1,500 \Omega$ ($e_{ss} = 0.25\%$)

นอกเหนือจากการทดสอบการคุณค่าแรงดันภายในที่กำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อมโดยดิจิมีการเปลี่ยนแปลง ดังที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้นแล้วนั้น ยังได้ทำการทดสอบระบบภายในที่เดียวกันที่กำหนดให้แรงดันที่จุดเชื่อมโดยดิจิมีค่าคงที่ที่ $311 \text{ V}_{\text{dc}}$ ผลตอบสนองที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.35 และรูปที่ 5.36 จากการวัดแรงดันเออต์พุตของวงจรแปลงผันในสภาวะอยู่ด้วยได้ค่าเท่ากับ $803 \text{ V}_{\text{dc}}$ (โหลด 75%) และ $802 \text{ V}_{\text{dc}}$ (โหลด 85%) ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ ($800 \text{ V}_{\text{dc}}$) เพียง 0.38% และ 0.25% ตามลำดับ การทดสอบที่โหลดเบี่ยงเบนไปจากจุดปฏิบัติการปกติ มีได้ทดสอบในสภาวะที่สูงเกิน 100% ด้วยเหตุผลสองประการกล่าวคือ ในทางปฏิบัติการใช้งานสกринกริดจะไม่ถูกจ่ายโหลดเกิน และอีกประการหนึ่ง การออกแบบได้พิจารณาโหลดสมมูล $1,280 \Omega$ ซึ่งได้เพื่อความสามารถในการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้โหลดสกринกริดไว้แล้วประมาณ 8 - 9% หากพิจารณาที่ผลทดสอบ 460.8 W 571 mA $800 \text{ V}_{\text{dc}}$

5.6 การออกแบบของกรองสารมอนิก

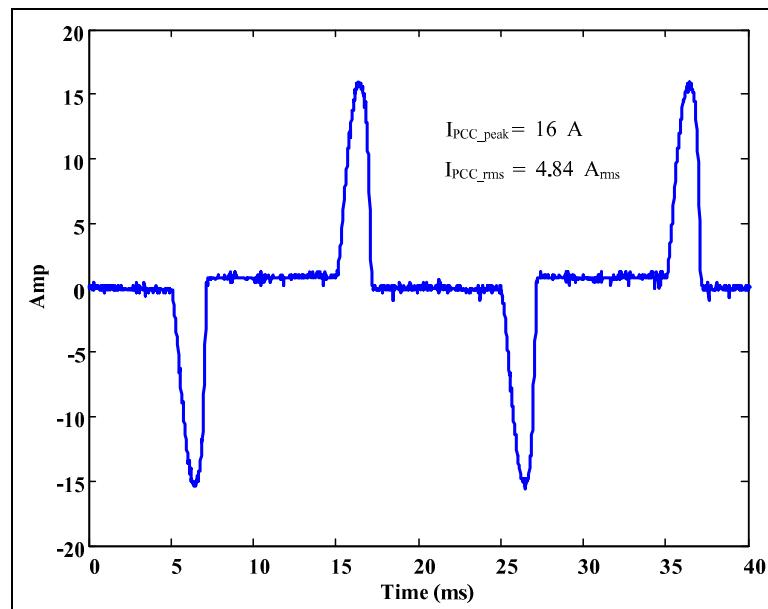
เนื่องจากการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดิจิมีในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ออกแบบให้ วงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส รับแรงดันอินพุตไฟตรง $311 \text{ V}_{\text{dc}}$ จากจุดเชื่อมโดยดิจิมี แรงดันอินพุตต่างกัน ได้มาจากการเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ ซึ่งรับแรงดันไฟสัลบ $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ 50 Hz 1 เฟส จากจุดต่อร่วม (PCC) ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า ธรรมชาติของวงจรเรียงกระแสที่มี การปรับเรียงแรงดันเออต์พุตด้วยตัวเก็บประจุ ส่งผลให้กระแสที่ให้จากจุดต่อร่วมเข้าสู่วงจรเรียงกระแสมีลักษณะผิดเพี้ยนไปกรูปضايان์ จากการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันที่พัฒนาขึ้น ตามแผนภาพรูปที่ 5.37 เพื่อวัดค่าแรงดันและกระแสสารมอนิกที่จุด PCC ด้วย Power Harmonics Analyzer (Fluke 41B) ผลที่ได้จากการทดสอบได้รวมไว้ในตารางที่ 5.5 เห็นได้ว่า ค่าเบอร์เซนต์ ความผิดเพี้ยนสารมอนิกรวมของกระแสที่จุด PCC (%THD) มีค่าสูงถึง 128% ลักษณะรูปคลื่นและスペกตรัมของกระแสที่จุด PCC ซึ่งวัดได้ขณะทดสอบวงจรแปลงผันแสดงไว้ในรูปที่ 5.38 และ 5.39 ตามลำดับ เห็นได้อย่างชัดเจนว่า รูปคลื่นกระแสที่จุด PCC มีลักษณะผิดเพี้ยนไปกรูปضايان์ เนื้อหาหลักในหัวข้อนี้ จึงกล่าวถึงการออกแบบของกรองกระแสสารมอนิกเพื่อนำมาใช้งานกับแหล่งจ่ายกำลังดิจิมีที่พัฒนาขึ้น



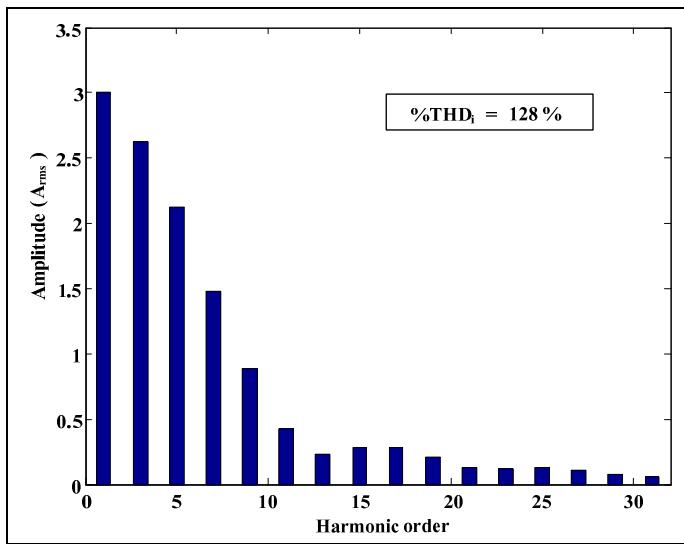
รูปที่ 5.37 แผนภาพการต่อวงจรเพื่อวัดแรงดันและกระแสหาร์มอนิก

ตารางที่ 5.5 ข้อมูลทางชาร์มอนิกก่อนติดตั้งวงจรกรอง

Converter Status	V_{PCC} (rms)	PCC %THD _v	I_{PCC} (rms)	PCC %THD _i	PCC PF	DC link voltage
OFF	228 V	2.2%	0.24 A	36.7%	0.79	311 Vdc
ON	226 V	2.3%	4.84 A	128%	0.61	301 Vdc



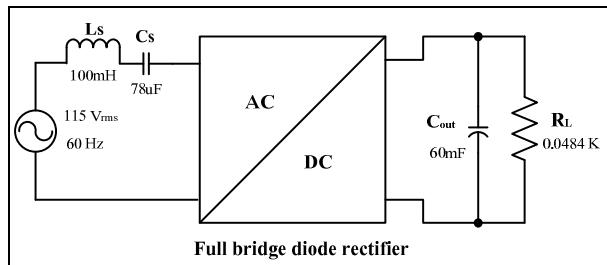
รูปที่ 5.38 กระแสที่จุด PCC จากการทดสอบวงจรแปลงผัน



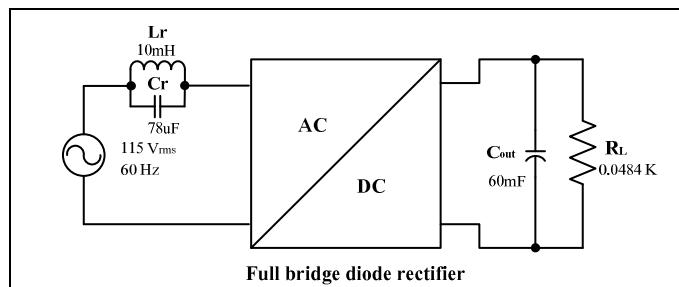
รูปที่ 5.39 สเปกตรัมของระrescoที่จุด PCC

จากการวิจัยของ Tella (Tella, 2008) ซึ่งได้จำลองผลการทำงานของจักรกลของชาร์มอนิก และปรับปรุงตัวประกอบกำลัง 4 รูปแบบ มีโครงสร้างดังที่แสดงไว้รูปที่ 5.40 - 5.43 สำหรับนำมาใช้กรองกระแสชาร์มอนิกและปรับปรุงตัวประกอบกำลังของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ 1 เฟส 115 V_{rms} 60 Hz ที่มีโหลดขนาด 1 kW ผลที่ได้สรุปไว้ในตารางที่ 5.6 เมื่อเปรียบเทียบความสามารถของวงจรกรองชาร์มอนิกแต่ละชนิด โดยใช้ค่า %THD_i เป็นเกณฑ์เห็นได้ว่า วงจรที่มีความสามารถในการกรองกระแสชาร์มอนิกได้ดีที่สุด คือ วงจรกรองชาร์มอนิกแยกทีฟแบบสร้างรูปคลื่น (รูปที่ 5.43) ซึ่งสามารถกำจัดกระแสชาร์มอนิกที่จุด PCC ให้เหลือค่า %THD_i เพียง 1.73% รองลงมา คือ วงจรกรองชาร์มอนิกพาราเซ็ฟแบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น (รูปที่ 5.42) ซึ่งสามารถกรองกระแสชาร์มอนิกที่จุด PCC ให้เหลือค่า %THD_i = 2.62% จากการศึกษาถึงความเหมาะสมในการนำวงจรกรองชาร์มอนิกแยกทีฟแบบสร้างรูปคลื่นมาประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่ได้พัฒนาขึ้น โดยจำลองผลการทำงานของจักรกลด้วยโปรแกรม PSIM พบว่างจรกรองชนิดนี้สามารถกรองกระแสชาร์มอนิกที่จุด PCC ซึ่งจากเดิมค่า %THD_i สูงถึง 128% ให้เหลือเพียง 1.48% (ผลการจำลองวงจรควบรวมไว้ในภาคผนวก ก.) อย่างไรก็ตามจากการจำลองการทำงานของวงจรกรองชาร์มอนิกแยกทีฟแบบสร้างรูปคลื่นในสภาพไฟฟ้าโหลดพบว่าระดับแรงดันที่จุดเชื่อมโยงดีซีในสภาพอยู่ตัวเพิ่มสูงขึ้นถึง 620 V_{dc} หากนำมาใช้ในทางปฏิบัติ แรงดันนี้อาจทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ เช่น ไอซีบีเกต IR2133 ของวงจรอินเวอร์เตอร์อาจเสียหาย เพราะสามารถทนแรงดันสูงสุดได้เพียง 600 V เป็นต้น

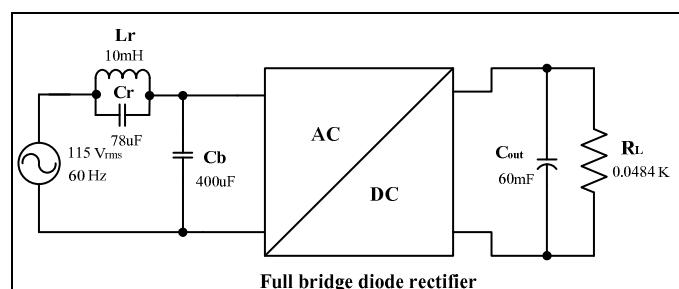
ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้วงจรกรองอาร์มอนิกพาสซีฟชนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่ มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น สำหรับกรองกระแสอาร์มอนิกที่จุด PCC ในสภาวะไฟโหลด วงจรกรอง อาร์มอนิกชนิดนี้ ไม่ส่งผลให้แรงดันที่จุดเชื่อม โยงดีซีสูงเกินพิกัดของไอซีขับเกต IR2133 และยังมี ข้อดีตรงที่โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน จึงง่ายต่อการออกแบบและสร้างชาร์ดแวร์



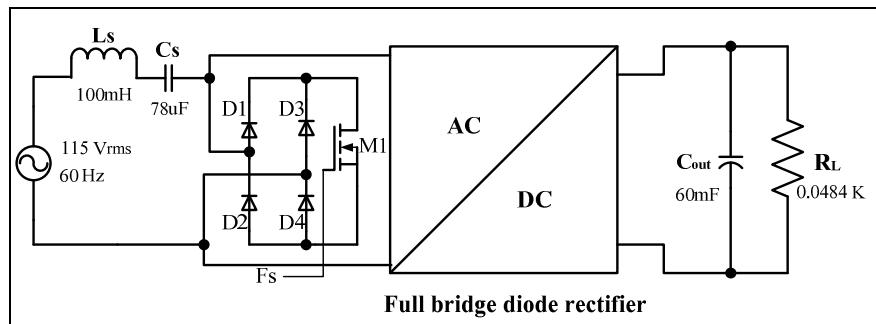
รูปที่ 5.40 วงจรกรองอาร์มอนิกแบบเรโซแนนซ์ในพล่องุกรом (series input resonant)



รูปที่ 5.41 วงจรกรองอาร์มอนิกพาสซีฟชนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่น (novel passive wave shaping)



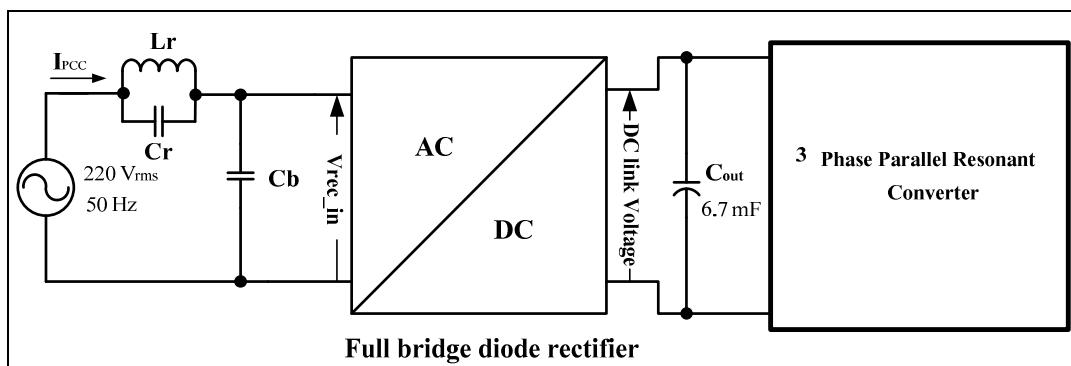
รูปที่ 5.42 วงจรกรองอาร์มอนิกพาสซีฟชนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น
(improved passive wave shaping)



รูปที่ 5.43 วงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น (active wave shaping)

ตารางที่ 5.6 ผลศึกษาโดย Tella ดังที่ปรากฏมา ก่อนแล้วในการแก้ปัญหากระแสสาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประจุของกำลังของวงจรได้โดยเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ที่มีโหลดขนาด 1 kW (Tella, 2008)

วิธีการ	%THD _i	PF
ก่อนติดตั้งวงจรกรอง	169.44	0.407
วงจรกรองสาร์มอนิกแบบเรโซแนนซ์อินพุต墩กรรม	10	0.948
วงจรกรองสาร์มอนิกพาราเซ็ฟชันดิจิตอลแบบสร้างรูปคลื่น	43.66	0.629
วงจรกรองสาร์มอนิกพาราเซ็ฟชันดิจิตอลแบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น	2.62	0.996
วงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น	1.73	1



รูปที่ 5.44 การประยุกต์ใช้วงจรกรองสาร์มอนิกพาราเซ็ฟชันดิจิตอลแบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้นกับวงจรแปลงผ่านเรโซแนนซ์แบบขنان 3 เฟส

การนำงจรกรองสาร์มอนิกพาร์ซีฟชนิดใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้นมา ประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส มีการต่อวงจรตามแผนภาพที่แสดงไว้ใน รูปที่ 5.44 เห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_r ตัวเก็บประจุ C_r และตัวเก็บ ประจุ C_b เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_r และตัวเก็บประจุ C_r ต่อขนานกัน ดังนั้น อิมพีเดนซ์ของ โครงข่าย $L_r - C_r$ ที่ปรากฏต่อกระแสสาร์มอนิกอันดับใด ๆ สามารถหาได้จากสมการ (5.7)

$$Z_n = \frac{jn\omega L_r \times \frac{1}{jn\omega C_r}}{jn\omega L_r - j\frac{1}{n\omega C_r}} \quad (5.7)$$

เมื่อ Z_n คือ อิมพีเดนซ์ของโครงข่าย L_r ขนานกับ C_r ที่ปรากฏต่อกระแสสาร์มอนิกใด ๆ (Ω)

n คือ อันดับของกระแสสาร์มอนิก

ω คือ ความถี่เชิงมุมของกระแสหลักมูล (rad/s)

L_r คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_r (H)

C_r คือ ค่าตัวเก็บประจุ C_r (F)

จากผลการวัดกระแสสาร์มอนิกขณะทดสอบวงจรแปลงผันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.39 เห็นได้ว่า กระแสสาร์มอนิกอันดับที่ 3 มีค่าสูงสุด ดังนั้น จึงเลือกออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำ L_r และตัวเก็บประจุ C_r ทำหน้าที่กำจัดกระแสสาร์มอนิกอันดับที่ 3 เป็นหลัก ซึ่งทำได้โดยการออกแบบให้อิมพีเดนซ์ Z_n ที่ปรากฏต่อกระแสสาร์มอนิกอันดับที่ 3 มีค่าเป็นอนันต์นั่นเอง เมื่อพิจารณาสมการ (5.7) เนื่องไป หนึ่งที่ทำให้อิมพีเดนซ์ Z_n ปรากฏค่าเป็นอนันต์ต่อกระแสสาร์มอนิกอันดับที่ 3 คือ

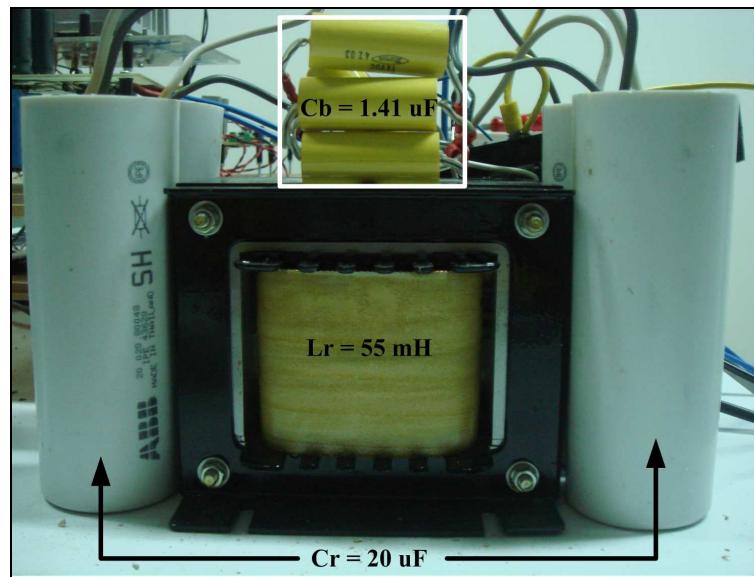
$$j3\omega L_r - j\frac{1}{3\omega C_r} = 0 \quad (5.8)$$

$$L_r = \frac{1}{9\omega^2 C_r} \quad (5.9)$$

หากเลือกกำหนดให้ตัวเก็บประจุ $Cr = 20 \mu F$ ดังนั้น อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการ (5.9) คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_r ได้เท่ากับ $56.3 mH$ ในทางปฏิบัติเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_r เท่ากับ $55 mH$ ซึ่งเป็นค่าที่มีจำหน่ายในห้องตลาด สำหรับตัวเก็บประจุ C_b ซึ่งต่อคร่อมข้ออินพุตของวงจรได้โดย เรียงกระแสเมื่อทำหน้าที่กำจัดกระแสสารมอนิกอันดับสูง ๆ (Yanchao, Xiaoping, and Zuuu, 1996) การเลือกขนาดตัวเก็บประจุ C_b งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาจากข้อมูลค่าตัวประกอบกำลัง และ ค่า THD_i ที่จุด PCC ซึ่งได้มาจากการทดสอบของวงจรกรองสารมอนิกกับวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์แบบ ขนาด 3 เฟส ที่พัฒนาขึ้น ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้วงจรแปลงผันทำงานแบบบางปิดที่โหลดเต็ม พิกัด การทดสอบเริ่มต้นจากปลดตัวเก็บประจุ C_b ออกจากวงจร จนนั้นจึงค่อย ๆ เพิ่มขนาดตัวเก็บ ประจุ C_b จนกระทั่งมีค่าถึง $4 \mu F$ โดยกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำ L_r และตัวเก็บประจุ Cr มีค่าคงที่ ($L_r = 55 mH$ และ $Cr = 20 \mu F$) ผลการทดสอบได้รวมไว้ในตารางที่ 5.7 เห็นได้ว่าการเพิ่มขนาด ความจุของตัวเก็บประจุ C_b ให้มีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้ค่า %THD_i ที่จุด PCC ลดลง อย่างไรก็ตาม เมื่อเพิ่มขนาดตัวเก็บประจุ C_b จนกระทั่งถึง $1.88 \mu F$ ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังที่จุด PCC เปลี่ยน สถานะเป็นล้าหน้า เมื่อพิจารณาข้อมูลในตารางที่ 5.7 เห็นได้ว่าค่า %THD_i มีค่าต่ำสุด เมื่อตัวเก็บประจุ C_b มีค่าเท่ากับ $1.41 \mu F$ ดังนั้น งานวิจัย วิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกตัวเก็บประจุ C_b ขนาด $1.41 \mu F$ สำหรับนำไปใช้งานจริง สาร์แวร์ของวงจรกรอง สารมอนิกพาราซิฟชานดิใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 5.45

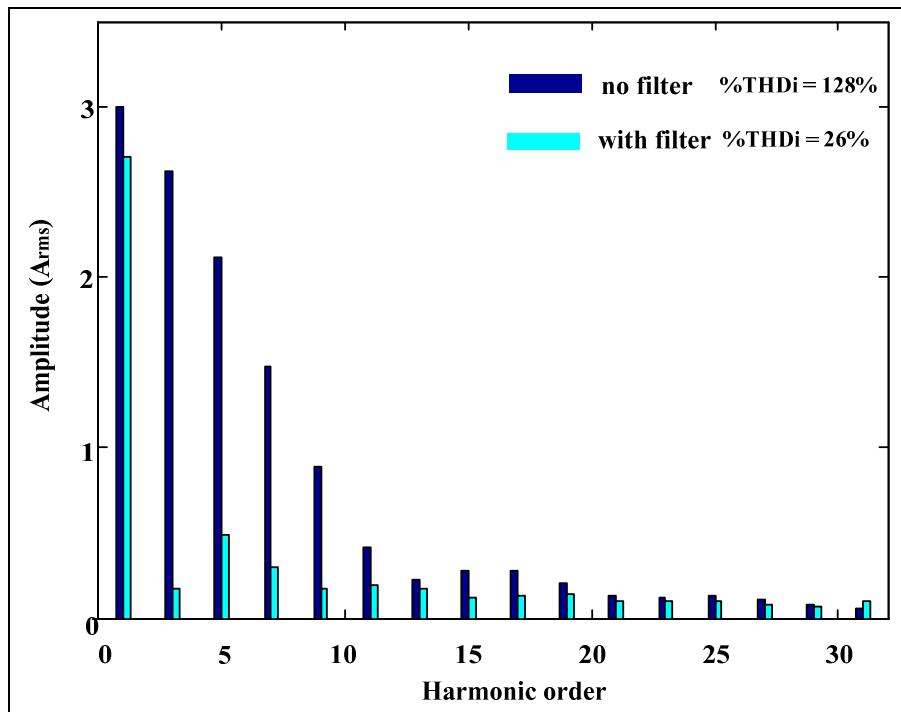
ตารางที่ 5.7 ผลทดสอบของวงจรกรองสารมอนิกพาราซิฟชานดิใหม่แบบสร้างรูปคลื่นที่มีการปรับปรุง ให้ดีขึ้น (ตัวเหนี่ยวนำ $L_r = 55 mH$ ตัวเก็บประจุ $Cr = 20 \mu F$)

$C_b (\mu F)$	No C_b	0.17	0.24	0.35	0.47	0.94	1.41	1.88	3	4
%THD _i	29.1	28.3	28.0	27.6	27.5	26.5	26.0	27.6	25.6	24.0
PF	0.96 lag.	0.96 lag.	0.96 lag.	0.96 lag.	0.96 lag.	0.96 lag.	0.97 lag.	0.96 lead.	0.97 lead.	0.96 lead.

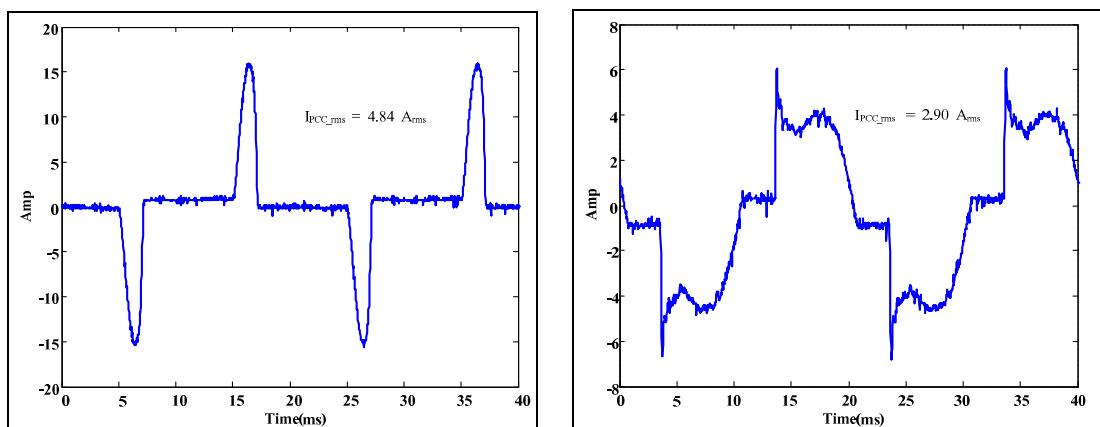


รูปที่ 5.45 อาร์คแวร์ของวงจรกรองชาร์มอนิกแบบพาสซีฟ

รูปที่ 5.46 แสดงสเปกตรัมของกระแสชาร์มอนิกที่จุด PCC ก่อนและหลังจากติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก ซึ่งวัดด้วย Power Harmonics Analyzer (Fluke 41B) เห็นได้ว่า วงจรกรองชาร์มอนิกที่สร้างขึ้นสามารถกำจัดกระแสชาร์มอนิกໄດ້เป็นที่น่าพอใจ สามารถลดค่า %THD_i จาก 128% ให้เหลือเพียง 26% รูปที่ 5.47 (ก) – (ข) เปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างของรูปคลื่นกระแสที่จุด PCC ก่อนและหลังติดตั้งวงจรกรอง เห็นได้ว่า หลังจากติดตั้งวงจรกรองรูปคลื่นกระแส มีลักษณะใกล้เคียงรูปழานมากขึ้น สำหรับตารางที่ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบค่า กระแส แรงดัน %THD รวมถึงตัวประกอบกำลังที่จุด PCC ก่อนและหลังติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก ผลจากการติดตั้งวงจรกรองสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังจาก 0.61 เป็น 0.97 กำลังไฟฟ้านิ่ยลดลง 6% สามารถลดกระแสอ้าร์ເອັມເອສຕົງໄດ້ 40% และลดกำลังไฟฟ້າປາກຄູລົງໄດ້ประมาณ 40% ເຊັ່ນກັນ



รูปที่ 5.46 สเปกตรัมของกระแสที่จุด PCC ก่อนและหลังติดตั้งวงจรกรองสาร์มอนิก

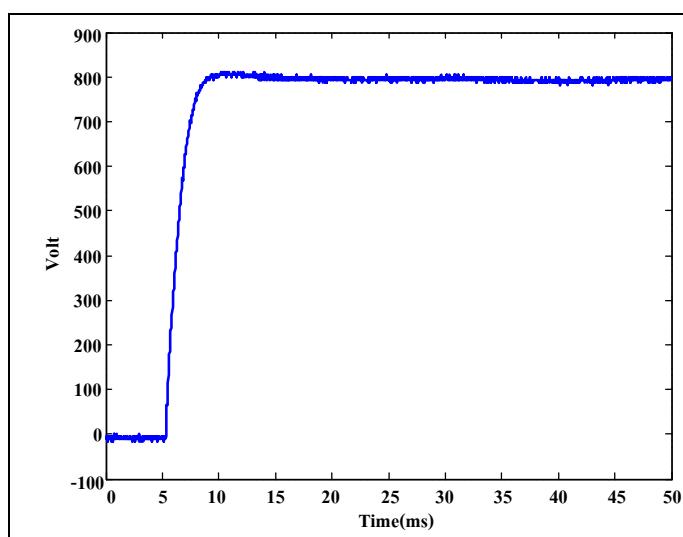


รูปที่ 5.47 รูปคลื่นกระแสที่จุด PCC (ก) ก่อนติดตั้งวงจรกรอง (ข) หลังติดตั้งวงจรกรอง

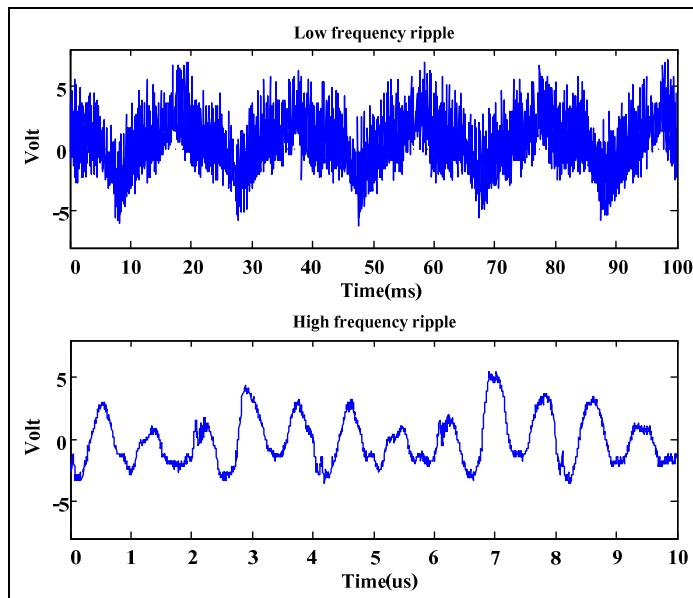
ตารางที่ 5.8 แรงดัน กระแส ค่า %THD และค่าตัวประกอบกำลังที่จุดต่อร่วม (PCC)

พารามิเตอร์	ก่อนติดตั้งวงจรกรอง	หลังติดตั้งวงจรกรอง
V_{PCC} (V_{rms})	226	223
%THD _{v_PCC}	2.3	2.2
I_{PCC} (A_{peak})	16	6
I_{PCC} (A_{rms})	4.84	2.90
%THD _{i_PCC}	128	26
PF _{PCC}	0.61	0.97

ผลการทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลาของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้นหลังจากติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก ในขณะที่มีโหลดเต็มพิกัด พบว่า แรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสามารถคงค่าที่ $800 V_{dc}$ ได้ภายใน $7 ms$ โดยปรกฏการพุ่งเกิน 1.47% และมีค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ต่ำ 0.25% ดังแสดงไว้ในรูปที่ 5.48 สำหรับรูปที่ 5.49 แสดงลักษณะการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซี ซึ่งวัดด้วยอุปกรณ์โซลิโอลสโคปทั้งในย่านความถี่ต่ำ ($50 Hz$) และย่านความถี่สูงที่เป็นผลมาจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ เห็นได้ว่า การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตอยู่ในช่วงประมาณ $\pm 5 V$ เมื่อเทียบกับแรงดันเอาต์พุตขนาด $800 V_{dc}$ พบว่า การกระเพื่อมของแรงดันของแรงดันยังคงน้อยกว่า 1% ซึ่งเป็นไปตามเกณฑ์ที่ได้กำหนดไว้ในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3



รูปที่ 5.48 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีหลังจากติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก



รูปที่ 5.49 การกระเพื่อنمของแรงดันເອົາຕີພຸດຂອງແຫລ່ງຈ່າຍກຳລັງດີຈີ

5.7 ສຽງ

ເນື້ອຫາໃນບທນີໄດ້ນຳເສັນວິທີກາຣອກແບນຮະບນຄວບຄຸມແບນວງປຶດ ເພື່ອຄຳແຮງດັນເອົາຕີພຸດຂອງງຈແປ່ງຜັນເຮົາໂຫຼນແນ່ນໜີແບນບනານ 3 ເຟສ ໃຫ້ເທົ່າກັບ $800 \text{ V}_{\text{dc}}$ ໂດຍໃຫ້ຕົວຄວບຄຸມພື້ນໄອແບນແອນະລອກ ກາຣອກແບນຕົວຄວບຄຸມາຊີວິທີກາຣແບນຄລາສສຶກ ດຳເນີນກາຣໃນໂດເມນຄວາມຄື ໂດຍພື້ນພາແບນຈໍາລອງຝຶກໜັກຕ່າຍໂອນ ARMAX ອັນດັບ 2 ທີ່ໄດ້ມາຈາກກາຣະນູເອກລັກຍົນ ຕົວຄວບຄຸມມີອັຕຣາຍຍາຍ $K_p = 3$ ແລະ $K_i = 900$ ອຸນວັດຕົວຍົງງຈຮອອປແອມປ່ອ LF351 ຈາກກາຣທດສອບສມຮອດນະຮະບນຄວບຄຸມໃນໂດເມນເວລາດ້ວຍສ້າງສູງລູານອິນພຸດແບນບັນຫຼາດ $8n(t) \text{ V}$ ໃນຂະໜາດ ວງຈແປ່ງຜັນຈ່າຍໂຫລດເຕີມພົກັດພົບວ່າ ແຮງດັນເອົາຕີພຸດສາມາດຄອງຕົວທີ່ $800 \text{ V}_{\text{dc}}$ ໄດ້ກາຍໃນ 6.76 ms ໂດຍທີ່ປຣາກຖາກພູ່ເກີນເພີ່ງ 2.3% ໃນໜ່ວງກາຣຕອບສັນອົງຊ່ວຍໆ ແລະມີຄ່າຜິດພາດໃນສກວະອູ່ຕົວຕໍ່ກວ່າ 1% ໃນສກວະທີ່ມີໂຫລດເຕີມພົກັດ ວງຈແປ່ງຜັນທີ່ສ໌ຮ້າງເຂົ້າສາມາດທໍາງານກັບແຮງດັນອິນພຸດທີ່ຈຸດເຊື່ອມໂຍງດີຈີ ໄດ້ຕັ້ງແຕ່ $225 \text{ V}_{\text{dc}}$ ລື້ງ $345 \text{ V}_{\text{dc}}$ ໂດຍທີ່ກາຣຄຸມຄ່າແຮງດັນເອົາຕີພຸດ $< 1\%$

ທັງຈາກໄດ້ດຳເນີນກາຣທດສອບງຈແປ່ງຜັນແບນເຮົາໂຫຼນແນ່ນໜີແບນບනານ 3 ເຟສ ພ້ອມຮະບນຄວບຄຸມວັງປຶດ ຜຶ່ງດື່ອເປັນສ່ວນປະກອບຫລັກຂອງແຫລ່ງຈ່າຍກຳລັງດີຈີທີ່ພັດນາເຂົ້າໃນງານວິຊຍີທີ່ພັນນີ້ແລ້ວເສົ້າງສມນູຮົນ ຈຶ່ງໄດ້ດຳເນີນກາຣອກແບນແລະສ໌ຮ້າງງຈຮອຮງຫາຮົມອົນິກໂດຍເລືອກໃຊ້ງຈຮອຮງຫາຮົມອົນິກພາສີຟື່ນິດໃໝ່ແບນສ໌ຮ້າງຮູປຄລື່ນທີ່ມີກາຣປັບປຸງໃຫ້ເຈິ້ນໂຄຮສ໌ຮ້າງຂອງງຈປະກອບດ້ວຍ ຕົວໜ່າຍນຳ $L_r = 55 \text{ mH}$ ຕັກົນປະຈຸ $C_r = 20 \mu\text{F}$ ແລະ $C_b = 1.41 \mu\text{F}$

วงจรกรองที่สร้างขึ้นสามารถลดทอนค่า %THD_i ของกระแสที่จุด PCC จาก 128% เหลือเพียง 26% มีค่าตัวประกอบกำลัง 0.97 ล้านลัง ที่ PCC จากการทดสอบสมรรถนะในโหมดเมนูเวลาของแหล่งจ่ายกำลังดีซีหลังจากที่ได้ติดตั้งวงจรกรองชาร์มอนิก พบว่า แรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสามารถลดลงค่าที่ 800 V_{dc} ได้ภายใน 7 ms โดยปรากฏการผุ่งเกิน 1.47% มีค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว 0.25% และมีการกระแสเพิ่มของแรงดันเอาต์พุตน้อยกว่า 1%

ผลจากการทดสอบคุณสมบัติต้านต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายกำลังดีซีต้นแบบสำหรับนำไปใช้งานกับสกรีนกริดของหลอดคเทโทรด RS2058CJ ในระบบขยายสัญญาณวิทยุกำลังสูงของเครื่องกำเนิดแสงสยามที่ได้นำเสนอไว้ในบทนี้ เป็นไปตามเกณฑ์ของข้อกำหนดทางเทคนิคที่ระบุไว้ในตารางที่ 3.1 ของบทที่ 3 ทุกประการ

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เกี่ยวข้องกับการพัฒนาเทคโนโลยีแหล่งจ่ายกำลังดีซี 800 V_{dc} 500 W โดยมีวัตถุประสงค์หลัก เพื่อใช้จ่ายกำลังดีซีให้หลอดเทโทรด RS2058CJ ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณ วิทยุกำลังสูง ให้กับเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสี การดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ดังกล่าว สำเร็จลุล่วงตามวัตถุประสงค์ โดยสามารถสรุปผลการดำเนินงานวิจัยและการพัฒนาทางวิศวกรรม เป็นข้อสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. ความสำคัญและที่มาของปัญหา ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 1 กล่าวถึง ความสำคัญของระบบ คลื่นวิทยุกำลังสูงต่อการผลิตแสงสี โครงการนี้ของเครื่องกำเนิดแสงสี นับถึงปัจจุบันนี้ระบบ คลื่นวิทยุกำลังสูงของเครื่องกำเนิดแสงสีมีอายุการใช้งานนานกว่า 10 ปี จึงประสบปัญหาในการซ่อมบำรุง เนื่องจากไม่สามารถจัดหาชิ้นส่วนอะไหล่ต่างๆ ได้ เพื่อให้เกิดการพึ่งพาตนเองอย่าง ยั่งยืนในด้านการพัฒนาเทคโนโลยีแหล่งจ่ายกำลังดีซี เรายังแนะนำ 3 เพส ขนาดพิกัด 800 V_{dc} 500 W สำหรับใช้งาน กับสกรีนกริดของหลอดเทโทรด RS2058CJ ที่ติดตั้งอยู่ในภาคขยายหลักของระบบผลิตคลื่นวิทยุ กำลังสูงของวงกับเก็บอนุภาคของเครื่องกำเนิดแสงสี

ประวัติความเป็นมาและความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับหลักการผลิตแสงสี โครงการนี้ของ เครื่องกำเนิดแสงสี หลักการทำงานของระบบคลื่นวิทยุในวงกับเก็บอิเล็กตรอน และหลักการทำงานของหลอดเทโทรด ได้รับการนำเสนอไว้ในบทที่ 2

2. การออกแบบและจำลองผลงานร่างแปลงผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เพส ได้รับการ รายงานไว้ในบทที่ 3 โดยเริ่มต้นจากการวิเคราะห์วงจรแปลงผันเพื่อหาสมการอัตราขยายและการ ลักษณะสมบัติทางความถี่ ซึ่งได้นำไปใช้ในการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำอนุกรมและตัวเก็บประจุ บานานที่ใช้ในโครงข่ายเรโซแนนซ์ 3 เพส มีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 71 kHz รวมถึงการคำนวณหา ความถี่สวิตชิ่งของวงจรแปลงผัน และค่าตัวประจุบนคุณภาพ Q = 4 การออกแบบได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_s = 233 μH ค่าตัวเก็บประจุ C_p = 21.50 nF ความถี่สวิตชิ่งเป็น 85.2 kHz ที่ความถี่ดังกล่าว แรงดัน เอาต์พุตของวงจรแปลงผันเป็น 800 V_{dc} หลังดำเนินการออกแบบเชิงทฤษฎีแล้วเสร็จ จึงจำลองผล

การทำงานของจระเบียบผังผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ที่ได้ออกแบบไว้ด้วยโปรแกรม PSIM พบว่าแรงดันเอาต์พุตของจระเบียบผังผันในสภาพะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับ 803 V_{dc}

การสร้างและทดสอบการทำงานของจระเบียบผังผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส ได้รับการรายงานไว้ในบทที่ 4 ว่างระเบียบผังที่สร้างขึ้นสามารถทำงานด้วยความถี่สวิตชิ่งในย่าน 77 kHz ถึง 150 kHz การสวิตช์ควบคุมด้วยคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2020 ผลการทดสอบแบบวงจรปิดที่ความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 85.2 kHz กับโหลด $1,280 \pm 5\% \Omega$ ที่เป็นความต้านทานสมมูลของสกรีนกริดของหลอดเทา โทรด RS2058CJ ขณะทำงานในสภาพะอยู่ตัว พบว่า แรงดันเอาต์พุตของจระเบียบผัง มีค่าเท่ากับ 835 V_{dc} คลาเดเกลื่อนไปจากค่าที่ต้องการ (800 V_{dc}) 4.38% ขณะทดสอบได้ว่าครูปคลีนกระแทกและแรงดันของอุปกรณ์สวิตชิ่ง ผลที่ได้ยืนยันถึงการทำงานแบบ ZVS ของอุปกรณ์สวิตชิ่ง

3. การออกแบบระบบควบคุมวงปิดของแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้น ได้รับการรายงานไว้ในบทที่ 5 ดำเนินการในโอดเมนความถี่ พิ่งพาฟังก์ชันถ่ายโอน ARMAX อันดับ 2 ที่ได้มาจากการระบุเอกสารลักษณะระบบด้วยวิธี step-transient การคำนวณใช้ System Identification Toolbox ของ MATLAB การปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมอาทัย SIMULINK จำลองระบบในสภาพะ เสมือนจริง (คำนึงถึงการอิ่มตัวของสัญญาณควบคุมที่ $\pm 13 \text{ V}_{dc}$) ซึ่งได้ค่าอัตราขยายที่เหมาะสมสำหรับตัวควบคุมคือ $K_p = 3$ และ $K_i = 900$ ตัวควบคุมแบบแอนะลอกอนุวัตติaway จรอปเปอเมป LF351

4. การกรองกระแสหาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม (PCC) สำหรับแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้น ได้รับการรายงานไว้ในบทที่ 5 วงจรกรองกระแสหาร์มอนิกเป็นชนิดพาสซีฟแบบสร้างรูปคลีนที่ มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น มีโครงสร้างประกอบด้วย โครงข่ายขนาด LC ใช้ L_r ขนาด 55 mH และ C_r ขนาด $20 \mu\text{F}$ ต่อเป็นตัวกรองแบบอนุกรม และตัวเก็บประจุ C_b ขนาด $1.41 \mu\text{F}$ ต่อขนาด เมื่อทดสอบกับแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่พัฒนาขึ้น วงจรกรองสามารถลดตอนค่า $\%THD_i$ จาก 128% ให้เหลือเพียง 26% จากการทดสอบสมรรถนะในโอดเมนเวลา ขณะที่แหล่งจ่ายกำลังดีซีจ่ายโหลดเต็ม พิกัด ด้วยสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดขนาด $8(u)t \text{ V}$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตสามารถเข้าสู่ค่าคงตัว 800 V_{dc} ได้ภายใน 6.76 ms ($\approx 7 \text{ ms}$) ปรากฏการผุ่งเกินเพียง 1.47% และมีค่าผิดพลาดในสภาพะอยู่ตัว 0.25%

6.2 ข้อเสนอแนะ

จากการดำเนินงานวิจัยและผลที่ได้ทำให้เกิดแนวคิดและข้อเสนอแนะในการดำเนินงานวิจัยต่อไปในอนาคต ดังต่อไปนี้

1. การวิเคราะห์ของจระเบียบผังผันเรโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส เพื่อหารสมการอัตราขยายและกราฟลักษณะสมบัติทางความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ พิจารณากระแสและแรงดันของโครงข่าย

เรโโซนแนนซ์เจพาร์คองค์ประกอบของหลักมูล ดังนั้น ควรศึกษาแนวทางการวิเคราะห์ห่วงจรแปลงผันโดยคำนึงถึงองค์ประกอบของกระแสและแรงดันที่มีความถี่สูงกว่าความถี่หลักมูลด้วย ทั้งนี้ เพื่อให้ได้สมการอัตราขยายและการฟลักยอนและสมบัติทางความถี่ของวงจรแปลงผันที่มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

2. ควรศึกษาวิจัยเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้เทคนิคหาค่าเหมาะสมที่สุด สำหรับนำมาใช้ปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของระบบความคุมวงปิด เพื่อหาค่าอัตราขยาย K_p และ K_i ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับตัวควบคุม แนวทางดังกล่าวนี้ สามารถค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับตัวควบคุมได้ดีกว่าวิธีการปรับแต่งพารามิเตอร์แบบลองผิดลองถูก

3. ควรศึกษาวิจัยเบริญเที่ยบสมรรถนะของระบบควบคุมวงปิด เมื่อใช้ตัวควบคุมชนิดอื่นๆ เช่น ตัวควบคุม PID ตัวควบคุม PIDA และตัวควบคุมฟซช์ล็อกอิก เป็นต้น ทั้งนี้ เพื่อประโยชน์ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบวงปิด

4. ควรศึกษาวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีที่มีระบบควบคุมแบบดิจิตอล โดยการประยุกต์ใช้เทคโนโลยีด้วยประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DSP) หรือ FPGA ซึ่งสามารถประมวลผลด้วยความเร็วสูง เอื้ออำนวยต่อการออกแบบให้วงจรแปลงผันของแหล่งจ่ายกำลังดีซีทำงานในย่านความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งส่งผลให้ขนาดของอุปกรณ์ เช่น หม้อแปลงความถี่สูง ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่ใช้ในวงจรแปลงผันมีขนาดเล็กลง นอกเหนือจากนี้ ระบบควบคุมแบบดิจิตอลสามารถทบทวนต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าระบบควบคุมแบบแอนะล็อก

5. ควรศึกษาวิจัยเพิ่มเติมเกี่ยวกับผลกระทบทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในขณะที่แหล่งกำเนิดดำเนินการ รวมถึงความทนทานของแหล่งจ่ายกำลังดีซีต่อการรับผลกระทบทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นผลมาจากการทำงานของระบบต่าง ๆ ของเครื่องกำนันดแสงสยาม

รายการอ้างอิง

- ยืน ภู่วรรณ. (2544). **ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์**. กรุงเทพมหานคร: ชีเอ็คยูเคชั่น.
- ศุภกร รักใหม่. (2548). ระบบผลิตและเร่งอนุภาค. **ฟิสิกส์และวิศวกรรม**. ศูนย์ปฏิบัติการวิจัยเครื่องกำเนิดแสงซินไฮดรอนแท่งชาติ.
- สถาบันวิจัยแสงซินไฮดรอน (องค์การมหาชน). (2552). **รายงานประจำปี 2551**. นครราชสีมา: ไฮดรอน แมร์เก็ตติ้ง แอนด์ โปรดักชั่น.
- สราชฎิ สุจิตรา. (2546). การควบคุมอัตโนมัติ. กรุงเทพมหานคร: เพียร์สัน เอ็คคูเคชั่น อินโดไชน่า.
- สุวัฒน์ ดัน. (2537). **เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย**. กรุงเทพมหานคร: เออนเทลไทย จำกัด.
- Akre, S., Egan, M., and Willers, M.J. (2000). Practical design methodology for a new three-phase DC-DC fully resonant converter employing LCC-type tank circuit. In **Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)**: (pp 340-345).
- Batarseh, I. (2004). **Power electronic circuits**. NJ: John Wiley & Sons Inc.
- Bhat, A. K. S., (1993). Analysis and design of a modified series resonant converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 8(4): 423-430.
- Bhat, A. K. S., (1998). A generalized steady-state analysis of resonant converters using two-port model and Fourier-series approach. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 13(1): 142-151.
- Bhat, A. K. S., and Swamy, R. L. (1989). Analysis of parallel resonant converter operating above resonance. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**. 25(4): 449-458.
- Bhat, A. K. S., and Zheng, R. L. (1996). A three-phase series-parallel resonant converter – analysis, design, simulation, and experimental results. **IEEE Transactions on Industry Application**. 32(4): 951-960.
- Bhat, A. K. S., and Zheng, R. L. (1998). Analysis and design of a three-phase LCC-type resonant converter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**. 34(2): 508-519.

- Bryant, P. J. (1990). Performance requirements for accelerators. In **CAS - CERN Accelerator School : Power converters for particle accelerators. (CERN90-07)**. (pp 1-15).
- Bühler, H. (1990). Performance requirements for accelerators. In **CAS - CERN Accelerator School : Power converters for particle accelerators. (CERN90-07)**. (pp 16-37).
- Erickson, R. W. (1997). **Fundamentals of power electronics**. NY: Chapman & Hall.
- International Rectifier (2005). **IR2133/IR2135(J&S)&(PbF) IR2233/IR2235(J&S)&(PbF)** [On-line]. Available: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2133.pdf>
- International Rectifier (n.d.). **HV floating MOS-gate driver ICs** [On-line]. Available: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>
- IXYS (2000). **Advanced technical information: High voltage, high gain, IXBH 16N170A** [On-line]. Available: <http://ixdev.ixys.com/DataSheet/98707.pdf>
- Khilar, P. L., et al. (2006). Design and development of DC power supply system for 1.5 MW, 40 MHz, RF amplifier. In **Power Modulator Symposium, 2006. Conference Record of the 2006 Twenty-Seventh International**. (pp 264-267).
- Klysubun, P., et al. (2008). Present status of the Siam Photon Source. In **Proceeding of EPAC08**. (pp 2061-2603).
- Lin, L. (1995). **LNLS synchrotron light source parameter list version 3**. Laborato'rio Nacional de Luz Sincrotron, Brazil.
- Ljung, L. (1999). **System identification: Theory for the user**. 2 nd ed.. N.J.: Prentice Hall.
- Microchip Technology Inc. (2006). **dsPIC30F1010/202X Data sheet** [On-line]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70178C.pdf>
- Mitsubishi Electric Corporation (n.d.). **Instruction manual for RF power supply**. Mitsubishi Electric Corporation
- Phillips, C.L., and Harbor, R.D. (1988). **Feedback control systems**. New Jersey : Prentice Hall.
- Singh, K. J., Bachmann, G., Doradla, S.R., Mutschler, P., and Ghosh, R. (2002). An LCLC resonant DC-DC converter with PWM control- analysis, simulation, and implementation. In **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE**. (pp 1113-1119).
- Steigerwald, R. (1988). A comparision of half-bridge resonant converter topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**. 3(2): 174-182.

- Suryawanshi, H. M., and Tarnekar, S. G. (1998). Improvement of power factor using modified series-parallel resonant converter. In **Proc. IEEE Conference. on Power Quality.** (pp 103-109).
- Tanavade, S.S., Suryawanshi, H.M., Thakre, K.L., and Chaudhari, M A. (2005). Application of three-phase resonant converter in high power DC supplies. **IEE Proc.- Electr. Power Appl.** 152(6): 1401-1409.
- Tella, P.C. (2008). **The study of single phase diode rectifiers with high power factor and low total harmonic distortion.** M.S. Thesis, University of Missouri, Columbia.
- Theraja, B.L., and Theraja, A.K. (1994) **A text-book of electrical technology.** (21st ed.). New Delhi: Nirja Construction & Development C0. (P) Ltd.
- Thompson, D.J., and Dykes, D.M. (1994). R.F. Systems. Winick, H. (ed.). **Synchrotron radiation sources - A primer.** (87-118). Singapore: Word Scientific Publishing Co Pte Ltd.
- Whitaker, J.C. (1999). **Power vacuum tube handbook.** (2nd ed.). USA: CRC Press.
- Yanchao, J., Xiaobing, J., Zhusuo, L., Jisheng, J., and Xinhua, L. (1996). An improved passive input current waveshaping method for single-phase diode rectifier. In **Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on.** (pp 695-699).

ภาคผนวก ก.

**โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีสำหรับ dsPIC30F2020 และโปรแกรม MATLAB
สำหรับระบุเอกสารกักษณ์วิจารแปลงผันธ์โซนช์แบบบาน 3 เฟส**

โปรแกรมแօສเซมบลีสำหรับ dsPIC30F2020 เพื่อควบคุมการทำงานอินเวอร์เตอร์
พัฒนาโดย นายวิวे�ก ภาชีรักษ์ สาขาวิชาศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

.include "p30f2020.inc"
;-----รีเซต dsPIC30F2020-----;
.global _reset
;-----;

;-----กำหนดค่าเริ่มต้น-----;
config_FOSC, CSW_FSCM_ON & FRC_HI_RANGE ;ปีดระบบสัญญาณนาฬิกาภายใน
config_FOSCSEL,FRC_PLL ;ปีดระบบเฟสเล็อกลูป
config_FGS, CODE_PROT_OFF ;ปีดระบบป้องกันการแก้ไขโปรแกรม
config_FPOR, PWRT_128 ;กำหนดเพาเวอร์-อัป ไทเมอร์ = 128 mS
;-----;

;-----โปรแกรมหลัก-----;
.text
__reset:    CLR W14          ;เคลียร์จีสเตอร์ W14 และ W15 เพื่อเตรียมไว้
            CLR W15          ;เก็บข้อมูลชั่วคราว
            MOV #0X800,W15   ;กำหนดค่าตัวชี้สแต็ก
            LNK #0XA0
            NOP
;-----;

;-----กำหนดพอร์ตของ dsPIC30f2020-----;
CLR LATA      ;เคลียร์จีสเตอร์ LATA
CLR LATB      ;เคลียร์จีสเตอร์ LATB
CLR LATD      ;เคลียร์จีสเตอร์ LATD
CLR LATE      ;เคลียร์จีสเตอร์ LATE

```

CLR LATF	;เคลียร์รีจิสเตอร์ LATF
MOV #0xFFFF, W0	;โหลดค่า FFFF ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0
MOV W0, ADPCFG	;กำหนดค่าข้อมูลในรีจิสเตอร์ ADPCFG ให้มีค่า = FFFF ₁₆ เป็นการกำหนดให้พอร์ตอินพุตແอนาคตทำงานในโหมดดิจิตอล
MOV W0, TRISB	;กำหนดค่าข้อมูลในรีจิสเตอร์ TRISB ให้มีค่า = FFFF ₁₆
BCLR TRISB, #7	;กำหนดให้พอร์ต RB7 ทำหน้าที่เป็นพอร์ตเอาต์พุต
MOV W0, TRISE	;โหลดค่า FFFF ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ TRISE
MOV W0, TRISA	;โหลดค่า FFFF ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ TRISA
MOV #0X0040, W0	;โหลดค่า 40 ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0
MOV W0, TRISF	;กำหนดให้พอร์ต RB6 ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต และ RF7-8 เป็นพอร์ตเอาต์พุต
MOV #0xFFFF, W0	;โหลดค่า FFFF ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0
MOV W0, TRISD	;โหลดค่า FFFF ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ TRISD เพื่อกำหนดให้พอร์ต RD ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต
;	-----;

-----กำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโมดูล PWM-----;

MOV #0X0400, W0	;โหลดค่า 400 ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0
MOV W0, PTCON	;โหลดค่า 400 ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ PTCON เพื่อหยุดการอัปเดตค่าความเวลาของโมดูล PWM
MOV #0X2328, W0	;โหลดค่า 2328 ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0
MOV W0, PTPER	;โหลดค่า 2328 ₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ PTPER เพื่อกำหนดให้โมดูล PWM สร้างความถี่เริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับ 70 kHz
MOV #2, W2	;โหลด 2 ลงในรีจิสเตอร์ W2
REPEAT #17	;คำสั่งหารค่าในรีจิสเตอร์ W0 ด้วย 2 แล้วเก็บผลลัพธ์ไว้ในรีจิสเตอร์ W0
DIV.UW W0, W2	;โหลดผลลัพธ์จากการหารลงในรีจิสเตอร์ MDC เพื่อกำหนดค่าดิจิต์ใช้เก็บของสัญญาณขั้บเกรตที่ออกจากโมดูล PWM ให้มีค่าเท่ากับ 50%
MOV W0, MDC	;;

BSET, PWMCON1,#8 ;ชุดบิต 8 ของรีจิสเตอร์ PWMCON1 เป็นการกำหนดให้ดิวตี้ไซเกลของสัญญาณ PWM1 มีค่าเท่ากับค่าที่กำหนดไว้ในรีจิสเตอร์ MDC

BSET, PWMCON2,#8 ;ชุดบิต 8 ของรีจิสเตอร์ PWMCON2 เป็นการกำหนดให้ดิวตี้ไซเกลของสัญญาณ PWM2 มีค่าเท่ากับค่าที่กำหนดไว้ในรีจิสเตอร์ MDC

BSET, PWMCON3,#8 ;ชุดบิต 8 ของรีจิสเตอร์ PWMCON3 เป็นการกำหนดให้ดิวตี้ไซเกลของสัญญาณ PWM3 มีค่าเท่ากับค่าที่กำหนดไว้ในรีจิสเตอร์ MDC

MOV #00, W0 ;โหลด 0 ลงในรีจิสเตอร์ W0

MOV W0, PHASE3 ;กำหนดเฟสของสัญญาณ PWM3H เป็น 0°

MOV PTPER, W1 ;โหลดค่าความเวลาจากรีจิสเตอร์ PTPER ลงในรีจิสเตอร์ W1

MOV #6, W2 ;โหลด 6 ลงในรีจิสเตอร์ W2

REPEAT #17 ;คำสั่งหารค่าในรีจิสเตอร์ W1 ด้วยค่าในรีจิสเตอร์ W2 (2) ซึ่งผลลัพธ์ถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ W0

DIV.UW W1, W2 ;นำผลลัพธ์จากการหาร โหลดลงในรีจิสเตอร์ ,PHASE2 เป็นการกำหนดเฟสของสัญญาณ PWM2H ให้นำหน้าจุดอ้างอิง 60°

MOV W0, PHASE2 ;กำหนดเฟสของสัญญาณ PWM2H ให้นำหน้าจุดอ้างอิง 60°

MOV PTPER, W1 ;โหลดค่าความเวลาจากรีจิสเตอร์ PTPER ลงในรีจิสเตอร์ W1

MOV #3, W2 ;โหลด 3 ลงในรีจิสเตอร์ W2

REPEAT #17 ;คำสั่งหารค่าในรีจิสเตอร์ W1 ด้วยค่าในรีจิสเตอร์ W2 (3) ซึ่งผลลัพธ์ถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ W0

DIV.UW W1, W2 ;นำผลลัพธ์จากการหาร โหลดลงในรีจิสเตอร์ ,PHASE1 เป็นการกำหนดเฟสของสัญญาณ PWM1H ให้นำหน้าจุดอ้างอิง 120°

MOV #0XC000, W0 ;โหลดค่า C000₁₆ ลงในรีจิสเตอร์ W0 จากนั้นจึงโหลดค่า C000₁₆

MOV W0, IOCON1 ;จากรีจิสเตอร์ W0 ลงในรีจิสเตอร์ ลงในรีจิสเตอร์

MOV W0, IOCON2 ;IOCON1, IOCON2 และ IOCON3 เป็นกำหนดให้ขา PWM1H-

MOV W0, IOCON3 ;PWM3H และ PWM1L-PWM3L ถูกควบคุมด้วยไมโคร_PWM ในลักษณะ active high และมีการคิสເອເປີດ override

BSET PTCON, #15 ;ชุดบิต 15 ของรีจิสเตอร์ PTCON เพื่อสั่งให้ไมโคร_PWM ทำงาน-----;

;-----โปรแกรมควบคุม ADC MAX174 -----;

ADC_LOOP: BCLR LATF,#8 ;ชุดให้ ADC MAX174 ทำงานในโหมด conversion

BCLR LATB,#7 ;ชุดให้ ADC MAX174 แปลงสัญญาณ โหมด 12 บิต

BSET LATF,#7 ;สั่งให้ ADC MAX174 เริ่มแปลงสัญญาณ

REPEAT #1 ;ทำงานตามคำสั่ง No Operation ข้า 1 ครั้ง

NOP

BSET LATF,#8 ;ชุดให้ ADC MAX174 ทำงานในโหมด reading

BCLR LATF,#7 ;CE=0

REPEAT #147 ;ทำงานตามคำสั่ง No Operation ข้า 1 ครั้ง เพื่อรอ ADC

NOP ;MAX174 แปลงสัญญาณและลอกเป็นสัญญาณ
;ดิจิตอล 12 บิต เป็นเวลาประมาณ 10 μS

;-----โปรแกรมอ่านข้อมูลดิจิตอล 12 บิต จาก ADC MAX174 ไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ W3-----;

ADC_READ: BSET LATF, #7 ;เริ่มอ่านข้อมูลดิจิตอล 12 บิต จาก ADC MAX174

REPEAT #5

NOP

MOV PORTB, W0 ;ข้อมูลดิจิตอล 12 ที่อ่านจาก ADC MAX174 ถูกนำมา

MOV PORTA, W1 ;เก็บไว้ในรีจิสเตอร์ W0, W1, W2, W3, และ W7 เพื่อจัด

MOV PORTE, W2 ;รูปแบบและเก็บข้อมูลทั้งชุดไว้ในรีจิสเตอร์ W3 เพียง

MOV PORTF, W3 ;รีจิสเตอร์เดียว

MOV PORTD, W7

AND #0X0001,W7

RRNC W7, W7

BCLR PORTF, #7

MOV #0X0200,W4

AND W4, W1, W1

RRNC W1, W5

MOV #0X00C0,W4

AND W4, W2, W2

```

MOV #0X0040,W4
AND W4, W3, W3
RRNC W3, W6
IOR W5, W2, W2
IOR W2, W6, W6
RRNC W6, W2
SWAP W0
MOV #0X7F00,W1
AND W0, W1, W0
IOR W0, W7, W3
IOR W2, W3, W3
RRNC W3, W0
RRNC W0, W3
RRNC W3, W0
RRNC W0, W3      ;ข้อมูลค่าความเวลาสำหรับอัพเดตโ้มดูล PWM ชั่งอ่าน
                  ;มาจาก ADC MAX174 ถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ W3
;-----;

```

```

;----- โปรแกรมอัพเดตค่าพารามิเตอร์ของโ้มดูล PWM-----;
MOV #0X0FA0, W0      ;โหลด 132916 ซึ่งเป็นค่าความเวลาอฟเซตที่ให้ความถี่
                      ;77 kHz ลงในรีจิสเตอร์ W070
ADD W0, W3, W3
MOV #2, W2
REPEAT #17          ;คำนวณค่าดิวตี้ไซเกิล 50 %
DIV.UW W3, W2
MOV W0, W4          ;เก็บค่าดิวตี้ไซเกิลไว้ในรีจิสเตอร์ W4
MOV W3, W1
MOV #6, W2
REPEAT #17          ;คำนวณค่าเฟสของ PWM2H
DIV.UW W1, W2

```

MOV W0, W5	;เก็บค่าเฟสของ PWM2H ไว้ในรีจิสเตอร์ W5
MOV W3, W1	
MOV #3, W2	
REPEAT #17	;คำนวณค่าเฟสของ PWM3H
DIV.UW W1, W2	
MOV W0, W6	;เก็บค่าเฟสของ PWM1H ไว้ในรีจิสเตอร์ W6
MOV W3, PTPER	;โหลดค่าความเวลาให้กับโมดูล PWM
MOV W4, MDC	;โหลดค่าดิจิต์ไซเกิลให้กับโมดูล PWM
MOV W5, PHASE2	;โหลดค่า PHASE2 ให้กับโมดูล PWM
MOV W6, PHASE1	;โหลดค่า PHASE1 ให้กับโมดูล PWM
CLRWDT	;เคลียร์ watchdog timer
GOTO ADC_LOOP	;กลับไปเริ่มต้นทำงานที่ลูป ADC_LOOP ใหม่
.end	

โปรแกรม MATLAB สำหรับระบบทอแอกลักษณ์วงจรแปลงผันรีโซแนนซ์แบบบานาน 3 เฟส
พัฒนาโดย นายวิเวก ภาชีรักษ์ สาขาวิชาศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

clear all;clc

%%%%%%%%%%%%%%%
%%% ผลทดสอบวงจรแปลงผันแบบ step transient ถูกเก็บไว้ในไฟล์ชื่อ EXP_data.xls %%%
%%%%%%

%%%%%%%
% จัดเตรียมข้อมูลอินพุต-เอาต์พุต %%%%%%
EXP_data = xlsread('EXP_data'); % อ่านไฟล์ EXP_data.xls เก็บไว้ในตัวแปรชื่อ EXP_data
ts = EXP_data(2,1)-EXP_data(1,1); % คำนวนค่าเวลาชักสัญญาณ (ข้อมูลเวลาถูกเก็บอยู่ใน
% คอลัมน์ที่ 1 ของตัวแปร EXP_data )

Vin1 = EXP_data(:,2); % Vin1 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 1 ในคอลัมน์ที่ 2 ของ EXP_data
Vo1 = 3*EXP_data(:,3); % Vo1 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 1 ในคอลัมน์ที่ 3 ของ EXP_data

Vin2 = EXP_data(:,4); % Vin2 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 2 ในคอลัมน์ที่ 4 ของ EXP_data
Vo2 = 3*EXP_data(:,5); % Vo2 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 2 ในคอลัมน์ที่ 5 ของ EXP_data

Vin3 = EXP_data(:,6); % Vin3 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 3 ในคอลัมน์ที่ 6 ของ EXP_data
Vo3 = 3*EXP_data(:,7); % Vo3 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 3 ในคอลัมน์ที่ 7 ของ EXP_data

Vin4 = EXP_data(:,8); % Vin4 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 4 ในคอลัมน์ที่ 8 ของ EXP_data
Vo4 = 3*EXP_data(:,9); % Vo4 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 4 ในคอลัมน์ที่ 9 ของ EXP_data

Vin5 = EXP_data(:,10); % Vin5 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 5 ในคอลัมน์ที่ 10 ของ EXP_data
Vo5 = 3*EXP_data(:,11); % Vo5 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 5 ในคอลัมน์ที่ 11 ของ EXP_data

Vin6 = EXP_data(:,12); % Vin6 = ข้อมูลอินพุตชุดที่ 6 ในคอลัมน์ที่ 12 ของ EXP_data
Vo6 = 3*EXP_data(:,13); % Vo6 = ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 6 ในคอลัมน์ที่ 13 ของ EXP_data

```

$Vin7 = EXP_data(:,14); \%Vin7 =$ ข้อมูลอินพุตชุดที่ 7 ในคอลัมน์ที่ 14 ของ EXP_data
 $Vo7 = 3*EXP_data(:,15); \%Vo7 =$ ข้อมูลเอาต์พุตชุดที่ 7 ในคอลัมน์ที่ 15 ของ EXP_data
 $Vin = (Vin1+Vin2+Vin3+Vin4+Vin5+Vin6+Vin7)/7; \%$ คำนวณค่าเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต

%หมายเหตุ : เนื่องจากข้อมูลผลตอบสนองวัดจากการจำลองแบบเรียบ แต่ต้องใช้เวลา 3:1 ดังนั้น

%ผลตอบสนองจริง เท่ากับ ข้อมูลจากการทดสอบคูณด้วย 3

%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%% จัดเตรียมข้อมูลอินพุต-เอาต์พุต สำหรับการระบุเอกสารลักษณ์%%%%%

$ID_data1 = iddata(Vo1,Vin1,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 1

$ID_data2 = iddata(Vo2,Vin2,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 2

$ID_data3 = iddata(Vo3,Vin3,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 3

$ID_data4 = iddata(Vo4,Vin4,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 4

$ID_data5 = iddata(Vo5,Vin5,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 5

$ID_data6 = iddata(Vo6,Vin6,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 6

$ID_data7 = iddata(Vo7,Vin7,ts);$ %ข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ชุดที่ 7

%%% ผนวกข้อมูลสำหรับระบุเอกสารลักษณ์ทั้ง 7 ชุด เข้าด้วยกัน และเก็บไว้ในตัวแปร ID_data %%%

$ID_data = merge(ID_data1, ID_data2, ID_data3, ID_data4, ID_data5, ID_data6, ID_data7);$

$Na = 2;$ %กำหนดค่าพารามิเตอร์ Na ให้กับแบบจำลอง ARMAX

$Nb = 2;$ %กำหนดค่าพารามิเตอร์ Nb ให้กับแบบจำลอง ARMAX

$Nc = 2;$ %กำหนดค่าพารามิเตอร์ Nc ให้กับแบบจำลอง ARMAX

$Nk = 0;$ %กำหนดค่าพารามิเตอร์ Nk ให้กับแบบจำลอง ARMAX

$armaxmodel = armax(ID_data,[Na Nb Nc Nk]);$ %คำสั่งสร้างแบบจำลอง ARMAX

$present(armaxmodel);$ %คำสั่งให้แสดงแบบจำลอง ARMAX บน work space

%%%%%คำสั่งให้แสดงการเปรียบเทียบข้อมูลจากการทดสอบกับแบบจำลอง ARMAX%%%%%

figure(1)

grid

$compare(ID_data,armaxmodel)$ %เปรียบเทียบข้อมูลที่ได้จากการทดสอบกับแบบจำลอง ARMAX

$ylabel('Amplitude(volt)')$

```

xlim([0 0.12])
ylim([0 900])
xlabel('Time(S)')

%%%%%%%%%%%%% ชุดคำสั่งสร้างแบบจำลองในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน %%%%%%
[A,B,C,D,K,X0] = th2ss(armaxmodel); %!แปลงรูปของแบบจำลองจาก THETA เป็น state-space
[Ac,Bc,Cc,Dc] = d2cm(A,B,C,D,ts,'tustin'); %แปลงระบบเวลาไม่ต่อเนื่องเป็นระบบเวลาต่อเนื่อง
[NUMs,DENs] = ss2tf( Ac,Bc,Cc,Dc); %แปลงรูปของแบบจำลองจาก state-space เป็น ฟังก์ชัน
%ถ่ายโอน

converter_TF = tf(NUMs,DENs)      %สร้างฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผัน และเก็บไว้ใน
%ตัวแปร converter_TF

%%%%%%%%%%%%%  การประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง%%%%%
%%%% ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง 3 ชุด ถูกเก็บไว้ในไฟล์ Valid_data.xls %%
%% คอลัมน์ที่ 1 เก็บข้อมูลเวลา คอลัมน์ที่ 2,3,4 เก็บข้อมูลสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องชุดที่ 1
%% ชุดที่ 2 และชุดที่ 3 ตามลำดับ ซึ่งวัดด้วยวงจรเบ่งแรงดันอัตราส่วน 3:1

Valid_data = xlsread('Valid_data'); %อ่านไฟล์ Valid_data.xls เก็บไว้ในตัวแปรชื่อ Valid_data
Valid_dat1 = 3*Valid_data(:,2); %Valid_dat1 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 1
Valid_dat2 = 3*Valid_data(:,3); %Valid_dat2 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 2
Valid_dat3 = 3*Valid_data(:,4); %Valid_dat3 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 3
t = Valid_data (:,1); %t = ข้อมูลเวลา

[model,t]=lsim(converter_TF,Vin,t); %คำสั่งหาผลตอบสนองจากแบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอน

% ประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการคำนวณหาค่า mean square error ระหว่าง
% ผลตอบสนองจากแบบจำลองกับข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องแต่ละชุด
rqrt_err1 = sqrt(sum((Valid_dat1(:)-model(:)).^2)/numel(model))
rqrt_err2 = sqrt(sum((Valid_dat2(:)-model(:)).^2)/numel(model))
rqrt_err3 = sqrt(sum((Valid_dat3(:)-model(:)).^2)/numel(model))

t = t*1000; %แปลงหน่วยข้อมูลเวลาให้อยู่ในหน่วย ms

```

%%%%% การประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง%%%%%

%%%% ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง 3 ชุด ถูกเก็บไว้ในไฟล์ Valid_data.xls %%

%% คอลัมน์ที่ 1 เก็บข้อมูลเวลา คอลัมน์ที่ 2,3,4 เก็บข้อมูลสำหรับใช้ประเมินความถูกต้องชุดที่ 1

%% ชุดที่ 2 และชุดที่ 3 ตามลำดับ ซึ่งวัดด้วยวงจรเบ่งแรงดันอัตราส่วน 3:1

Valid_data = xlsread('Valid_data'); %อ่านไฟล์ Valid_data.xls เก็บไว้ในตัวแปรชื่อ Valid_data

Valid_dat1 = 3*Valid_data(:,2); %Valid_dat1 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 1

Valid_dat2 = 3*Valid_data(:,3); %Valid_dat2 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 2

Valid_dat3 = 3*Valid_data(:,4); %Valid_dat3 = ข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องชุดที่ 3

t = Valid_data (:,1); %t = ข้อมูลเวลา

[model,t]=lsim(converter_TF,Vin,t); %คำสั่งหาผลตอบสนองจากแบบจำลองฟังก์ชันถ่ายโอน

% ประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง โดยการคำนวณหาค่า mean square error ระหว่าง

% ผลตอบสนองจากแบบจำลองกับข้อมูลสำหรับประเมินความถูกต้องแต่ละชุด

rqrt_err1 = sqrt(sum((Valid_dat1(:)-model(:)).^2)/numel(model))

rqrt_err2 = sqrt(sum((Valid_dat2(:)-model(:)).^2)/numel(model))

rqrt_err3 = sqrt(sum((Valid_dat3(:)-model(:)).^2)/numel(model))

t = t*1000; %แปลงหน่วยข้อมูลเวลาให้อยู่ในหน่วย ms

figure(2) %ผลตอบสนองจากแบบจำลองเทียบกับข้อมูลประเมินความถูกต้องชุดที่ 1

plot(t,model,t,Valid_dat1)

ylabel('Output(V)')

xlabel('Time(mS)')

legend('Model','Validation 1')

figure(3) %ผลตอบสนองจากแบบจำลองเทียบกับข้อมูลประเมินความถูกต้องชุดที่ 2

plot(t,model,t,Valid_dat2)

ylabel('Output(V)')

xlabel('Time(mS)')

legend('Model','Validation 2')

figure(4) %ผลตอบสนองจากแบบจำลองเทียบกับข้อมูลประเมินความถูกต้องชุดที่ 3

plot(t,model,t,Valid_dat3)

ylabel('Output(V)')

xlabel('Time(mS)')

legend('Model','Validation 3')

%%%%%%%%%%%%%%

ภาคผนวก ข.

รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีตันแบบ

รายละเอียดไอซีขั้นเทพ IR2133 (International Rectifier, 2005)

**International
IR Rectifier**

Data Sheet No. PD60107 revX
**IR2133/IR2135(J&S)&(PbF)
IR2233/IR2235(J&S)&(PbF)**

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +600V or +1200V
- Tolerant to negative transient voltage
- dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10V/12V to 20V DC and up to 25V for transient
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shut down turns off all six drivers
- Independent 3 half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs
- All parts are also available LEAD-FREE

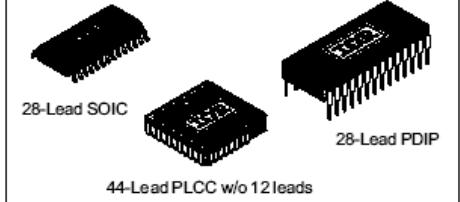
Product Summary

V_{OFFSET}	600V or 1200V max.
I_{O+/-}	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V or 12 - 20V
t_{on/off} (typ.)	750/700 ns
Deadtime (typ.)	250 ns

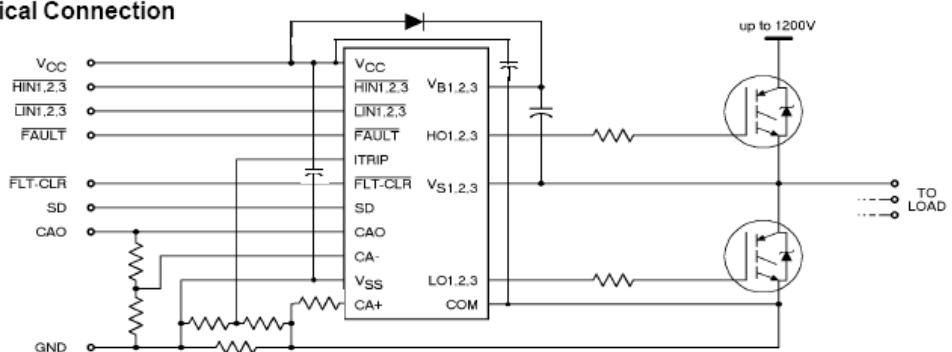
Description

The IR2133/IR2135/IR2233/IR2355 (J&S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high side and low side referenced output channels for 3-phase applications. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. An independent operational amplifier provides an analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs can also be derived from this resistor. A shutdown function is available to terminate all six outputs. An open drain FAULT signal is provided to indicate that an over-current or undervoltage shutdown has occurred. Fault conditions are cleared with the FLT-CLR lead. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operates up to 600 volts or 1200 volts.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only.
Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

www.irf.com

1

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235(J&S)&(PbF)

International
IGR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage (IR2133/IR2135) (IR2233/IR2235)	-0.3	625	
		-0.3	1225	
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	$V_{B1,2,3} - 25$	$V_{B1,2,3} + 0.3$	
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage	$V_{S1,2,3} - 0.3$	$V_{B1,2,3} + 0.3$	
V_{CC}	Fixed supply voltage	-0.3	25	
V_{SS}	Logic ground	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{LO1,2,3}$	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	$V_{SS} - 0.3$	($V_{SS} + 15$) or ($V_{CC} + 0.3$) whichever is lower	
V_{INAMP}	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	
V_{FLT}	FAULT output voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	
dV_s/dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ (28 Lead PDIP)	—	1.5	
	(28 Lead SOIC)	—	1.6	
	(44 lead PLCC)	—	2.0	
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient (28 Lead PDIP)	—	83	
	(28 Lead SOIC)	—	78	
	(44 lead PLCC)	—	63	
T_J	Junction temperature	—	125	
T_S	Storage temperature	-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The VS offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Min.	Max.	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage	$V_{S1,2,3} + 10/12$	$V_{S1,2,3} + 20$	
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage (IR2133/IR2135) (IR2233/IR2235)	Note 1	600	
		Note 1	1200	
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage	$V_{S1,2,3}$	$V_{B1,2,3}$	
V_{CC}	Fixed supply voltage	10 or 12	20	
V_{SS}	Low side driver return	-5	5	
$V_{LO1,2,3}$	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
V_{INAMP}	Op amp input voltage (CA+ & CA-)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$	
V_{FLT}	FAULT output voltage	V_{SS}	V_{CC}	

Note 1: Logic operational for V_S of COM - 5V to COM + 600V/1200V. Logic state held for V_S of COM -5V to COM -VBS. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: All input pins, op amp input and output pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

International
IGR Rectifier

IR2133/IR2135/IR2233/IR2235(J&S)&(PbF)

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{S1,2,3}) = 15V, V_{S1,2,3} = V_{SS}, T_A = 25°C and C_L = 1000 pF unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-on propagation delay	500	750	1000	ns	V _{IN} = 0 & 5V V _{S1,2,3} = 0 to 600V or 1200V
t _{off}	Turn-off propagation delay	450	700	950		
t _r	Turn-on rise time	—	90	150		
t _f	Turn-off fall time	—	40	70		
t _{sd}	SD to output shutdown propagation delay	500	750	1000		V _{IN} , V _{SD} = 0 & 5V
t _{trip}	ITRIP to output shutdown propagation delay	600	850	1100		V _{IN} , V _{ITRIP} = 0 & 5V
t _{bl}	ITRIP blanking time	—	400	—		ITRIP = 1V
t _{flt}	ITRIP to FAULT propagation delay	400	650	900		V _{IN} , V _{ITRIP} = 0 & 5V
t _{fil,in}	Input filter time (HIN, LIN and SD)	—	310	—		V _{IN} = 0 & 5V
t _{fltclr}	FLT-CLR to FAULT clear time	600	850	1100		V _{IN} , V _{ITRIP} = 0 & 5V
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-off to LS turn-on	100	250	400		V _{IN} = 0 & 5V
SR+	Amplifier slew rate (positive)	5	10	—	V/μs	
SR-	Amplifier slew rate (negative)	2	2.5	—		

NOTE: For high side PWM, HIN pulse width must be $\geq 1\mu\text{ sec}$

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{S1,2,3}) = 15V unless otherwise specified and T_A = 25°C. All static parameters other than I_O and V_O are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (H_{S1,2,3} & L_{S1,2,3}). The V_O and I_O parameters are referenced to COM and V_{S1,2,3} and are applicable to the respective output leads: H_{O1,2,3} or L_{O1,2,3}.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{IH}	Logic "0" Input Voltage (OUT = LO)	2.2	—	—	V	
V _{IL}	Logic "1" Input Voltage (OUT = HI)	—	—	0.8		
V _{FCLR,H}	Logic "0" Fault Clear Input Voltage	2.2	—	—		
V _{FCLR,L}	Logic "1" Fault Clear Input Voltage	—	—	0.8		
V _{SD,TH+}	SD Input Positive Going Threshold	1.6	1.9	2.2		
V _{SD,TH-}	SD Input Negative Going Threshold	1.4	1.7	2.0		
V _{IT,TH+}	ITRIP Input Positive Going Threshold	470	570	670		
V _{IT,TH-}	ITRIP Input Negative Going Threshold	360	460	560		
V _{OH}	High Level Output Voltage, V _{BIAS} - V _O	—	—	100	mV	V _{IN} = 0V, I _O = 0A
V _{OL}	Low Level Output Voltage, V _O	—	—	100		V _{IN} = 5V, I _O = 0A
I _{lk}	Offset Supply Leakage Current (IR2133/IR2135) (IR2233/IR2235)	—	—	50		V _{B1,2,3} =V _{S1,2,3} = 600V
I _{QBS}	Quiescent V _{BS} Supply Current	—	50	100		V _{B1,2,3} =V _{S1,2,3} = 1200V
I _{QCC}	Quiescent V _{CC} Supply Current	—	4	8		V _{IN} = 0V or 5V
I _{IN+}	Logic "1" Input Bias Current (OUT = HI)	—	200	350		V _{IN} = 0V
I _{IN-}	Logic "0" Input Bias Current (OUT = LO)	—	100	250		V _{IN} = 5V
I _{SD+}	"High" Shutdown Bias Current	—	30	100		SD = 5V
I _{SD-}	"Low" Shutdown Bias Current	—	—	100		SD = 0V
I _{ITRIP+}	"High" ITRIP Bias Current	—	30	100	nA	I _{ITRIP} = 5V
I _{ITRIP-}	"Low" ITRIP Bias Current	—	—	100		I _{ITRIP} = 0V

รายละเอียดการออกแบบวงจรขับเกต (International Rectifier, 2007)

International
IR Rectifier

APPLICATION NOTE

1. GATE DRIVE REQUIREMENTS OF HIGH-SIDE DEVICES

The gate drive requirements for a power MOSFET or IGBT utilized as a high-side switch (the drain is connected to the high voltage rail, as shown in Figure 1) driven in full enhancement (i.e., lowest voltage drop across its terminals) can be summarized as follows:

1. Gate voltage must be 10 V to 15 V higher than the source voltage. Being a high-side switch, such gate voltage would have to be higher than the rail voltage, which is frequently the highest voltage available in the system.
2. The gate voltage must be controllable from the logic, which is normally referenced to ground. Thus, the control signals have to be level-shifted to the source of the high-side power device, which, in most applications, swings between the two rails.
3. The power absorbed by the gate drive circuitry should not significantly affect the overall efficiency.

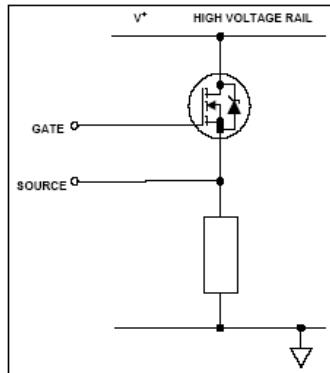


Figure 1: Power MOSFET in the High-Side Configuration

With these constraints in mind, several techniques are presently used to perform this function, as shown in principle in Table I (see pg. 29). Each basic circuit can be implemented in a wide variety of configurations.

International Rectifier's family of MOS-gate drivers (MGDs) integrate most of the functions required to drive one high-side and one low-side power MOSFET or IGBT in a compact, high performance package. With the addition of few components, they provide very fast switching speeds, as shown in Table II (see pg. 30) for the IRS2110, and low power dissipation. They can operate on the bootstrap principle or with a floating power supply. Used in the bootstrap mode, they can operate in most applications from frequencies in the tens of Hz up to hundreds of kHz.

2. TYPICAL BLOCK DIAGRAM

The block diagram of the IRS2110 will be used to illustrate the typical structure of most MGDs; this is shown in Figure 2. It comprises a drive circuit for a ground referenced power transistor, another for a high-side one, level translators and input logic circuitry

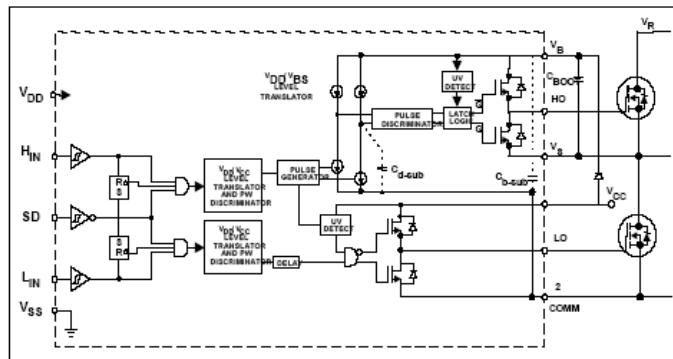


Figure 2: Block Diagram of the IRS2110

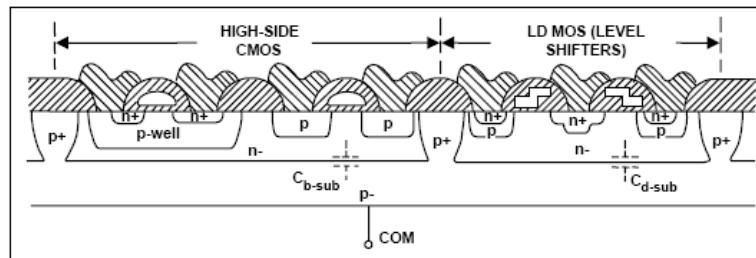


Figure 3: Silicon Cross-Section Showing the Parasitic Capacitances

2.1 Input Logic

Both channels are controlled by TTL/CMOS compatible inputs. The transition thresholds are different from device to device. Some MGDs, (e.g., IRS211x) have the transition threshold proportional to the logic supply V_{DD} (3 to 20 V) and Schmitt trigger buffers with hysteresis equal to 10% of V_{DD} to accept inputs with long rise time. Other MGDs (e.g., IRS210x, IRS212x, and IRS213x devices) have a fixed transition from logic 0 to logic 1 between 1.5 V to 2 V. Some MGDs can drive only one high-side power device (e.g., IRS2117, IRS2127, and IRS21851). Others can drive one high-side and one low-side power device. Others can drive a full three-phase bridge (e.g., the IRS213x and IRS263x families). It goes without saying that any high-side driver can also drive a low-side device. Those MGDs with two gate drive channel can have dual, hence independent, input commands or a single input command with complementary drive and predetermined deadtime.

Those applications that require a minimum deadtime should use MGDs with integrated deadtime (half-bridge driver) or a high- and low-side driver in combination with passive components to provide the needed deadtime, as shown in Section 12. Typically, the propagation delay between input command and gate drive output is approximately the same for both channels at turn-on as well as turn-off (with temperature dependence as characterized in the datasheet). For MGDs with a positive high shutdown function (e.g., IRS2110), the outputs are shutdown internally, for the remainder of the cycle, by a logic 1 signal at the shut down input.

The first input command after the removal of the shutdown signal clears the latch and activates its channel. This latched shutdown lends itself to a simple implementation of a cycle-by-cycle current control, as exemplified in Section 12. The signals from the input logic are coupled to the individual channels through high noise immunity level translators. This allows the ground reference of the logic supply (V_{SS}) to swing by ± 5 V with respect to the power ground (COM). This feature is of great help in coping with the less than ideal ground layout of a typical power conditioning circuit. As a further measure of noise immunity, a pulse-width discriminator screens out pulses that are shorter than 50 ns or so.

2.2 Low-Side Channel

The driver's output stage is implemented either with two n-channel MOSFETs in the totem pole configuration (source follower as a current source and common source for current sinking), or with an n-channel and a p-channel CMOS inverter stage. Each MOSFET can sink or source gate currents from 0.12 A to 4 A, depending on the MGD. The source of the lower driver is independently brought out to the COM pin so that a direct connection can be made to the source of the power device for the return of the gate drive current. The relevance of this will be seen in Section 5. An undervoltage lockout prevents either channel from operating if V_{CC} is below the specified value (typically 8.6/8.2 V).

Any pulse that is present at the input pin for the low-side channel when the UV lockout is released turns on the power transistor from the moment the UV lockout is released. This behavior is different from that of the high-side channel, as we will see in the next subsection.

2.3 High-Side Channel

This channel has been built into an "isolation tub" (Figure 3) capable of floating from 500 V or 1200 V to -5 V with respect to power ground (COM). The tub "floats" at the potential of V_S . Typically this pin is connected to the source of the high-side device, as shown in Figure 2 and swings with it between the two rails.

If an isolated supply is connected between V_B and V_S , the high-side channel will switch the output (HO) between the positive of this supply and its ground in accordance with the input command.

One significant feature of MOS-gated transistors is their capacitive input characteristic (i.e., the fact that they are turned on by supplying a charge to the gate rather than a continuous current). If the high-side channel is driving one such device, the isolated supply can be replaced by a bootstrap capacitor (C_{BOOT}), as shown in Figure 2.

The gate charge for the high-side MOSFET is provided by the bootstrap capacitor which is charged by the 15 V supply through the bootstrap diode during the time when the device is off (assuming that V_S swings to ground during that time, as it does in most applications). Since the capacitor is charged from a low voltage source the power consumed to drive the gate is small. The input commands for the high-side channel have to be level-shifted from the level of COM to whatever potential the tub is floating at which can be as high as 1200 V. As shown in Figure 2 the on/off commands are transmitted in the form of narrow pulses at the rising and falling edges of the input command. They are latched by a set/reset flip-flop referenced to the floating potential.

The use of pulses greatly reduces the power dissipation associated with the level translation. The pulse discriminator filters the set/reset pulses from fast dv/dt transients appearing on the V_S node so that switching rates as high as 50 V/ns in the power devices will not adversely affect the operation of the MGD. This channel has its own undervoltage lockout (on some MGDs) which blocks the gate drive if the voltage between V_B and V_S (i.e., the voltage across the upper totem pole) is below its limits. The operation of the UV lockout differs from the one on V_{CC} in one detail: the first pulse after the UV lockout has released the channel changes the state of the output. The high voltage level translator circuit is designed to function properly even when the V_S node swings below the COM pin by a voltage indicated in the datasheet (typically 5 V). This occurs due to the forward recovery of the lower power diode or to the Ldi/dt induced voltage transient. Section 5 gives directions on how to limit this negative voltage transient.

2.4 Supply Clamp

Many of the MGDs feature integrated supply clamps of 20 V or 25 V to protect against supply transients. Exceeding this clamp voltage for a substantial period of time will cause irreversible damage to the control IC.

3. HOW TO SELECT THE BOOTSTRAP COMPONENTS

As shown in Figure 2, the bootstrap diode and capacitor are the only external components strictly required for operation in a standard PWM application. Local decoupling capacitors on the V_{CC} (and digital) supply are useful in practice to compensate for the inductance of the supply lines.

The voltage seen by the bootstrap capacitor is the V_{CC} supply only. Its capacitance is determined by the following constraints:

1. Gate voltage required to enhance MGT
2. I_{QBS} - quiescent current for the high-side driver circuitry
3. Currents within the level shifter of the control IC
4. MGT gate-source forward leakage current
5. Bootstrap capacitor leakage current

International
IR Rectifier

APPLICATION NOTE

Factor 5 is only relevant if the bootstrap capacitor is an electrolytic capacitor, and can be ignored if other types of capacitor are used. Therefore it is always better to use a non-electrolytic capacitor if possible. For more detailed information on bootstrap component selection see *D798-2a "Bootstrap Component Selection for Control IC's."*

The minimum bootstrap capacitor value can be calculated from the following equation:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{QBS(\max)}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{CBS(\text{leak})}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Mn}}$$

where:

Q_g = Gate charge of high-side FET

f = frequency of operation

$I_{CBS(\text{leak})}$ = bootstrap capacitor leakage current

$I_{QBS(\max)}$ = Maximum V_{BS} quiescent current

V_{CC} = Logic section voltage source

V_f = Forward voltage drop across the bootstrap diode

V_{LS} = Voltage drop across the low-side FET or load

V_{Mn} = Minimum voltage between V_B and V_S .

Q_{LS} = level shift charge required per cycle (typically 5 nC for 500 V/600 V MGDs and 20 nC for 1200 V MGDs)

The bootstrap diode must be able to block the full voltage seen in the specific circuit; in the circuits of Figures 25, 28 and 29 this occurs when the top device is on and is about equal to the voltage across the power rail. The current rating of the diode is the product of gate charge times switching frequency. For an IRF450 HEXFET power MOSFET operating at 100 kHz it is approximately 12 mA.

The high temperature reverse leakage characteristic of this diode can be an important parameter in those applications where the capacitor has to hold the charge for a prolonged period of time. For the same reason it is important that this diode have an ultra-fast recovery to reduce the amount of charge that is fed back from the bootstrap capacitor into the supply.

4. HOW TO CALCULATE THE POWER DISSIPATION IN AN MGD

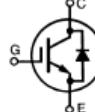
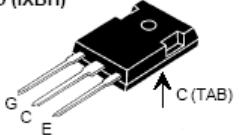
The total losses in an MGD result from a number of factors that can be grouped under low voltage (static and dynamic) and high voltage (static and dynamic) conditions.

- a) Low voltage static losses ($P_{D,Q(LV)}$) are due to the quiescent currents from the low voltage supplies (e.g., V_{DD} , V_{CC} and V_{SS}). In a typical 15 V application these losses amount to approximately 3.5 mW at 25 °C and increase to approximately 5 mW at $T_J = 125$ °C.
- b) Low voltage dynamic losses ($P_{D,SW(LV)}$) on the V_{CC} supply are due to two different components:

1. Whenever a capacitor is charged or discharged through a resistor, half of the energy that goes into charging the capacitance is dissipated in the resistor. Thus, the losses in the gate drive resistance (internal and external to the MGD) for one complete cycle is the following:

$$P_G = V \cdot Q_G \cdot f$$

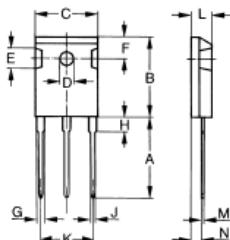
รายละเอียดมอสทรานซิสเตอร์ IXBH16N170A (IXYS, 2000)

IXYS		Advanced Technical Information		
High Voltage, High Gain BIMOSFET™ Monolithic Bipolar MOS Transistor		IXBH 16N170A IXBT 16N170A	$V_{CES} = 1700 \text{ V}$ $I_{C25} = 16 \text{ A}$ $V_{CE(sat)} = 6.0 \text{ V}$ $t_{fi(typ)} = 50 \text{ ns}$	
				
Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings		
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	1700	V	
V_{GEG}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	1700	V	
V_{GES}	Continuous	±20	V	
V_{GEM}	Transient	±30	V	
I_{C26}	$T_c = 25^\circ\text{C}$	16	A	
I_{C90}	$T_c = 90^\circ\text{C}$	10	A	
I_{CM}	$T_c = 25^\circ\text{C}, 1 \text{ ms}$	40	A	
SSOA (RBSSOA)	$V_{GE} = 15 \text{ V}$, $T_w = 125^\circ\text{C}$, $R_g = 33 \Omega$ Clamped inductive load	$I_{CM} = 40 \text{ A}$ $V_{CES} = 1350 \text{ V}$		
t_{sc}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$, $V_{CES} = 1200 \text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_g = 33 \Omega$ non repetitive	10	μs	
P_c	$T_c = 25^\circ\text{C}$	150	W	
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$	
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$	
T_{tab}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$	
Maximum Lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$	
Maximum tab temperature for soldering SMD devices for 10 s		260	$^\circ\text{C}$	
M_d	Mounting torque (M3) (TO-247)	1.13/10 Nm/lb.in.		
Weight	TO-247	6	g	
	TO-268	4	g	
TO-268 (IXBT) 				
TO-247 AD (IXBH) 				
G = Gate, C = Collector, E = Emitter, TAB = Collector				
Features <ul style="list-style-type: none"> • Monolithic fast reverse diode • High Blocking Voltage • JEDEC TO-268 surface mount and JEDEC TO-247 AD packages • Low switching losses • High current handling capability • MOS Gate turn-on <ul style="list-style-type: none"> - drive simplicity • Molding epoxies meet UL 94V-0 flammability classification 				
Applications <ul style="list-style-type: none"> • AC motor speed control • Uninterruptible power supplies (UPS) • Switched-mode and resonant-mode power supplies • Capacitor discharge circuits 				
Advantages <ul style="list-style-type: none"> • Lower conduction losses than MOSFETs • High power density • Suitable for surface mounting • Easy to mount with 1 screw, (isolated mounting screw hole) 				
<small>IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions. © 2000 IXYS All rights reserved</small>				
<small>98707 (02/23/00) 1 - 2</small>				

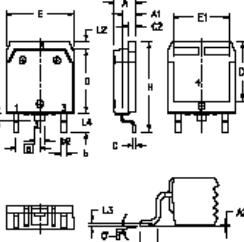

**IXBH 16N170A
IXBT 16N170A**

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values			
		($T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)	min.	typ.	
g_{fs}	$I_c = I_{CSD}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$	8	12.5	S	
C_{lec}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	1400		pF	
C_{rec}		90		pF	
C_{rec}		31		pF	
Q_g	$I_c = I_{CSD}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.5\text{ }V_{CES}$	65		nC	
Q_{ge}		13		nC	
Q_{go}		22		nC	
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_c = I_{CSD}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$ $V_{CE} = 0.8\text{ }V_{CES}$, $R_G = R_{off} = 10\Omega$	15		ns	
t_{rl}		25		ns	
$t_{d(on)}$		160	250	ns	
t_{rl}		50	100	ns	
E_{off}		1.2	2.5	mJ	
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_j = 125^\circ\text{C}$ $I_c = I_{CSD}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$ $V_{CE} = 0.8\text{ }V_{CES}$, $R_G = R_{off} = 10\Omega$	15		ns	
t_{rl}		28		ns	
E_{on}		2.0		mJ	
$t_{d(on)}$		220		ns	
t_{rl}		150		ns	
E_{off}		2.6		mJ	
R_{INJC}			0.83	kW	
R_{THICK}	(TO-247)	0.25		kW	
Reverse Diode					
Characteristic Values ($T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)					
Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.	
V_F	$I_F = I_{CSD}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$		5.0	V	
I_{RM}	$I_F = I_{CSD}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $-di_F/dt = 50\text{ A/us}$ $V_R = 100\text{ V}$	10		A	
t_{rr}		360		ns	
Notes:					
1. Device must be heatsunk for high temperature leakage current measurements to avoid thermal runaway.					
2. Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.					
Min. Recommended Footprint					
© 2000 IXYS All rights reserved					
IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents: 4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715 4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,361,025					
2 - 2					

TO-247 AD Outline



Dim.	Millimeter Min.	Max.	Inches Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

TO-268AA (D³ PAK)

Dim.	Millimeter Min.	Max.	Inches Min.	Max.
A	4.9	5.1	.193	.201
A ₁	2.7	2.9	.108	.114
A ₂	.02	.25	.001	.010
b	1.15	1.45	.045	.057
b ₂	1.9	2.1	.075	.083
C	.4	.65	.018	.026
D	13.80	14.00	.543	.551
E	15.85	16.05	.624	.632
E ₁	13.3	13.6	.524	.535
e	5.45 BSC		.215 BSC	
H	18.70	19.10	.738	.762
L	2.40	2.70	.094	.106
L ₁	1.20	1.40	.047	.055
L ₂	1.00	1.15	.039	.045
L ₃	0.25 BSC		.010 BSC	
L ₄	3.80	4.10	.150	.161

รายละเอียดไอซีชิปอย่างโดย ISO127 (Burr-Brown corporation, 1997)




ISO124

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_o = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

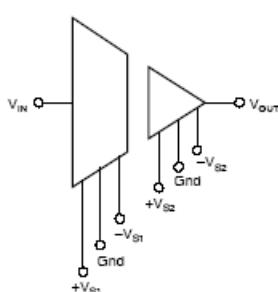
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and 200 μ V/ $^{\circ}$ C V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-552-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 056-6491 • FAX: (520) 885-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

©1997 Burr-Brown Corporation

PDS-1405A

Printed in U.S.A. September, 1997

SPECIFICATIONS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION					
Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test ⁽¹⁾	1s, 5pC PD 60Hz	1500 2400	140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18	0.5	Vac Vac dB $\Omega \parallel pF$ $\mu\text{A rms}$
Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	$V_{ISO} = 240\text{Vrms}$				
GAIN	$V_o = \pm 10\text{V}$				
Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity ⁽²⁾			1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V $\% \text{FSR}$ $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ $\% \text{FSR}$
INPUT OFFSET VOLTAGE				± 50	
Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT		± 10	± 12.5 200		V $\text{k}\Omega$
Voltage Range Resistance					
OUTPUT		± 10	± 12.5 ± 5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE					
Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_o = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz $\text{V}/\mu\text{s}$ μs μs μs
POWER SUPPLIES					
Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40	100 65	+85 +85 +85	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

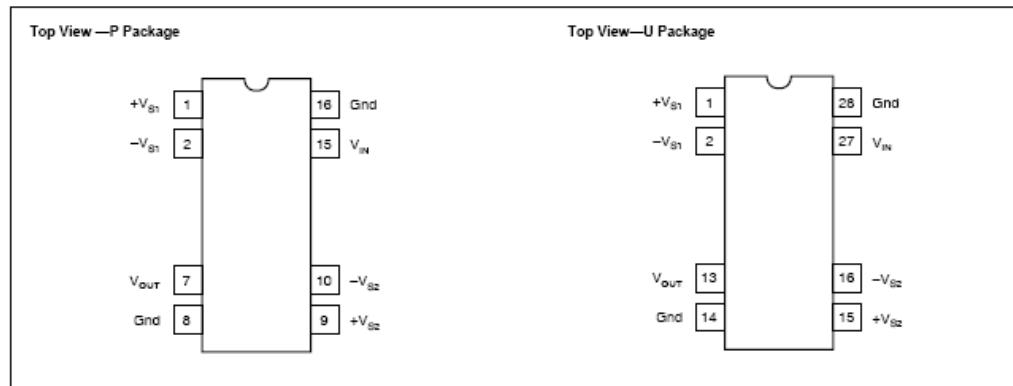
NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



ISO124

CONNECTION DIAGRAM



PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	238
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	217-1

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
V _{IN}	±100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	+85°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short to Common	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	NONLINEARITY MAX %FSR
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	±0.010
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	±0.010

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

รายละเอียดไอซี ADC MAX174 (MAXIM, 1993)

19-2765; Rev 2; 2/93


**Industry Standard Complete
12-Bit A/D Converters**

General Description

The MAX174 and the MX574A/MX674A are complete 12-bit analog-to-digital converters (ADCs) that combine high speed, low-power consumption, and on-chip clock and voltage reference. The maximum conversion times are 8µs (MAX174), 15µs (MX674A) and 25µs (MX574A). Maxim's BiCMOS construction reduces power dissipation 3 times (150mW) over comparable devices. The internal buried zener reference provides low-drift and low-noise performance. External component requirements are limited to only decoupling capacitors and fixed resistors. The versatile analog input structure allows for 0V to +10V or 0V to +20V unipolar or ±5V or ±10V bipolar input ranges with pin strapping.

The MAX174/MX574A/MX674A use standard microprocessor interface architectures and can be interfaced to 8-, 12- and 16-bit wide buses. Three-state data outputs are controlled by CS, CE and R/C logic inputs.

Features

- ◆ Complete ADC with Reference and Clock
- ◆ 12-Bit Resolution and Linearity
- ◆ No Missing Codes Over Temperature
- ◆ 150mW Power Dissipation
- ◆ 8µs (MAX174), 15µs (MX674A) and 25µs (MX574A) Max Conversion Times
- ◆ Precision Low TC Reference: 10ppm/°C
- ◆ Monolithic BiCMOS Construction
- ◆ 150ns Maximum Data Access Time

Applications

- Digital Signal Processing
- High-Accuracy Process Control
- High-Speed Data Acquisition
- Electro-Mechanical Systems

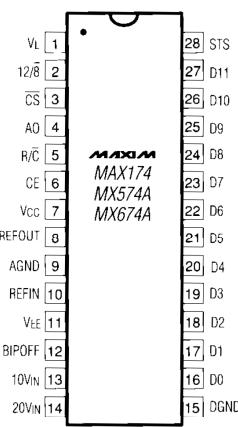
Ordering Information

PART	PIN-PACKAGE	LINEARITY (LSBs)	TEMPCO (ppm/°C)
8µs Maximum Conversion Time			
TEMP. RANGE: 0°C to +70°C			
MAX174ACPI	28 Plastic DIP	1/2	10
MAX174BCPI	28 Plastic DIP	1/2	27
MAX174CCPI	28 Plastic DIP	1	50
MAX174ACWI	28 Wide SO	1/2	10
MAX174BCWI	28 Wide SO	1/2	27
MAX174CCWI	28 Wide SO	1	50
MAX174BC/D	Dice*	1/2	--

*Consult factory for dice specifications.
Ordering information continued

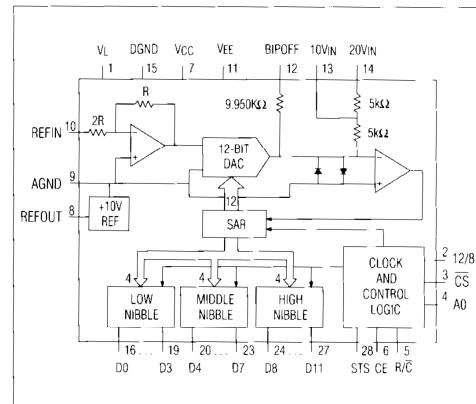
Pin Configurations

TOP VIEW



DIP/SO

Functional Diagram



Pin Configurations continued on page 15.

MAXIM

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

Maxim Integrated Products 1

MAX174/MX574A/MX674A

Industry Standard Complete 12-Bit A/D Converters

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC} to DGND	0V to +16.5V
V _{EE} to DGND	0V to -16.5V
V _L to DGND	0V to +7V
DGND to AGND	±1V
Control Inputs to DGND (CE, CS, A0, 12/8, R/C)	-0.3V to V _{CC} +0.3V
Digital Output Voltage to DGND (DB11-DB0, STS)	-0.3V, V _L +0.3V
Analog Inputs to AGND (REFIN, BIPOFF, 10VIN)	±16.5V

20VIN to AGND	±24V
REFOUT	Indefinite short to V _{CC} or AGND
Power Dissipation (any package) to +75°C	1000mW
Derates Above +75°C by	10mW/C
Operating Temperature Ranges:	
MAX174_C, MX_74AJ/K/L	0°C to +70°C
MAX174_E, MX_74AJE/KEL/E	-40°C to +85°C
MAX174_M, MX_74AS/T/U	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS – MAX174

(V_L = +5V, V_{CC} = +15V or +12V, V_{EE} = -15V or -12V; T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ACCURACY						
Resolution	RES		12			Bits
Integral Nonlinearity	INL	TA = +25°C MAX174A/B MAX174C			±1/2 ±1	
		TA = T _{MIN} to T _{MAX} MAX174AC/BC MAX174AE/BE/AM/BM MAX174C			±1/2 ±3/4 ±1	LSB
Differential Nonlinearity	DNL	12 bits, no missing codes over temp			±1	LSB
Unipolar Offset Error (Note 1)		MAX174A/B MAX174C			±1 ±2	LSB
Bipolar Offset Error (Notes 2, 3)		MAX174A MAX174B/C			±2 ±4	LSB
Full-Scale Calibration Error (Note 3)					±0.25	%
TEMPERATURE COEFFICIENTS (Using Internal Reference, Notes 2, 3, 4)						
Unipolar Offset Change		MAX174A/B MAX174C			±1 ±2	LSB
Bipolar Offset Change		MAX174AC/BC MAX174CC			±1 ±2	
		MAX174AE/AM MAX174BE/BM MAX174CE/CM			±1 ±2 ±4	LSB

Note 1: Adjustable to zero.

Note 2: With 50Ω fixed resistor from REFOUT to BIPOFF. Adjustable to zero.

Note 3: With 50Ω fixed resistor from REFOUT to REFIN. Adjustable to zero.

Note 4: Maximum change in specification from T_A = +25°C to T_{MIN} or T_A = +25°C to T_{MAX}.

Note 5: External load current should not change during a conversion. For ±12V supply operation, REFOUT need not be buffered except when external load in addition to REFIN and BIPOFF inputs have to be driven.

รายละเอียดดิจิตอลซิกแนลคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2020 (Microchip Technology Inc., 2006)


MICROCHIP **dsPIC30F1010/202X**

**28/44-Pin dsPIC30F1010/202X Enhanced Flash
SMPS 16-Bit Digital Signal Controller**

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- 83 base instructions with flexible addressing modes
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 12 Kbytes on-chip Flash program space
- 512 bytes on-chip data RAM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPS operation:
 - Dual Internal RC
 - 9.7 and 14.55 MHz ($\pm 1\%$) Industrial Temp
 - 6.4 and 9.7 MHz ($\pm 1\%$) Extended Temp
 - 32X PLL with 480 MHz VCO
 - PLL inputs $\pm 3\%$
 - External EC clock 6.0 to 14.55 MHz
 - HS Crystal mode 6.0 to 14.55 MHz
- 32 interrupt sources
- Three external interrupt sources
- 8 user-selectable priority levels for each interrupt
- 4 processor exceptions and software traps

DSP Engine Features:

- Modulo and Bit-Reversed modes
- Two 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit \times 17-bit single-cycle hardware fractional/integer multiplier
- Single-cycle Multiply-Accumulate (MAC) operation
- 40-stage Barrel Shifter
- Dual data fetch

Peripheral Features:

- High-current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Three 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- One 16-bit Capture input functions
- Two 16-bit Compare/PWM output functions
 - Dual Compare mode available
- 3-wire SPI modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- UART Module:
 - Supports RS-232, RS-485 and LIN 1.2
 - Supports IrDA® with on-chip hardware endec
 - Auto wake-up on Start bit
 - Auto-Baud Detect
 - 4-level FIFO buffer

Power Supply PWM Module Features:

- Four PWM generators with 8 outputs
- Each PWM generator has independent time base and duty cycle
- Duty cycle resolution of 1.1 ns at 30 MIPS
- Individual dead time for each PWM generator:
 - Dead-time resolution 4.2 ns at 30 MIPS
 - Dead time for rising and falling edges
- Phase-shift resolution of 4.2 ns @ 30 MIPS
- Frequency resolution of 8.4 ns @ 30 MIPS
- PWM modes supported:
 - Complementary
 - Push-Pull
 - Multi-Phase
 - Variable Phase
 - Current Reset
 - Current-Limit
- Independent Current-Limit and Fault Inputs
- Output Override Control
- Special Event Trigger
- PWM generated ADC Trigger

© 2006 Microchip Technology Inc. Preliminary DS70178C-page 1

dsPIC30F1010/202X

Analog Features:

ADC

- 10-bit resolution
- 2000 Ksps conversion rate
- Up to 12 input channels
- "Conversion pairing" allows simultaneous conversion of two inputs (i.e., current and voltage) with a single trigger
- PWM control loop:
 - Up to six conversion pairs available
 - Each conversion pair has up to four PWM and seven other selectable trigger sources
- Interrupt hardware supports up to 1M interrupts per second

COMPARATOR

- Four Analog Comparators:
 - 20 ns response time
 - 10-bit DAC reference generator
 - Programmable output polarity
 - Selectable input source
 - ADC sample and convert capable
- PWM module interface
 - PWM Duty Cycle Control
 - PWM Period Control
 - PWM Fault Detect
- Special Event Trigger
- PWM-generated ADC Trigger

Special Microcontroller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100k (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe clock monitor operation
- Detects clock failure and switches to on-chip low power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- Selectable Power Management modes
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash technology
- 3.3V and 5.0V operation ($\pm 10\%$)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

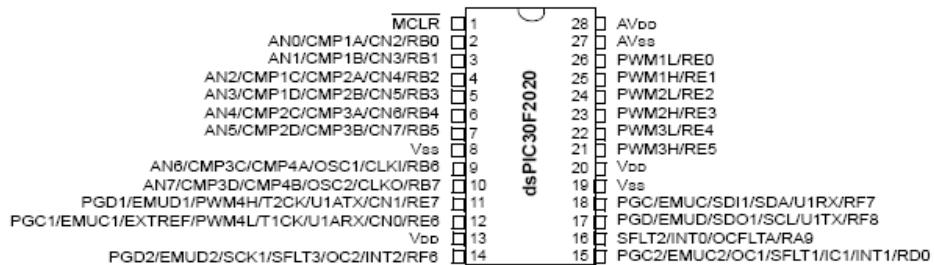
dsPIC30F SWITCH MODE POWER SUPPLY FAMILY

Product	Pins	Packaging	Program Memory (Bytes)	Data SRAM (Bytes)	Timers	Capture	Compare	UART	SPI	I ² C™	PWM	ADCs	S & H	A/D Inputs	Analog Comparators	GPIO
dsPIC30F1010	28	SDIP	6K	256	2	0	1	1	1	1	2x2	1	3	6 ch	2	21
dsPIC30F1010	28	SOIC	6K	256	2	0	1	1	1	1	2x2	1	3	6 ch	2	21
dsPIC30F1010	28	QFN-S	6K	256	2	0	1	1	1	1	2x2	1	3	6 ch	2	21
dsPIC30F2020	28	SDIP	12K	512	3	1	2	1	1	1	4x2	1	5	8 ch	4	21
dsPIC30F2020	28	SOIC	12K	512	3	1	2	1	1	1	4x2	1	5	8 ch	4	21
dsPIC30F2020	28	QFN-S	12K	512	3	1	2	1	1	1	4x2	1	5	8 ch	4	21
dsPIC30F2023	44	QFN	12K	512	3	1	2	1	1	1	4x2	1	5	12 ch	4	35
dsPIC30F2023	44	TQFP	12K	512	3	1	2	1	1	1	4x2	1	5	12 ch	4	35

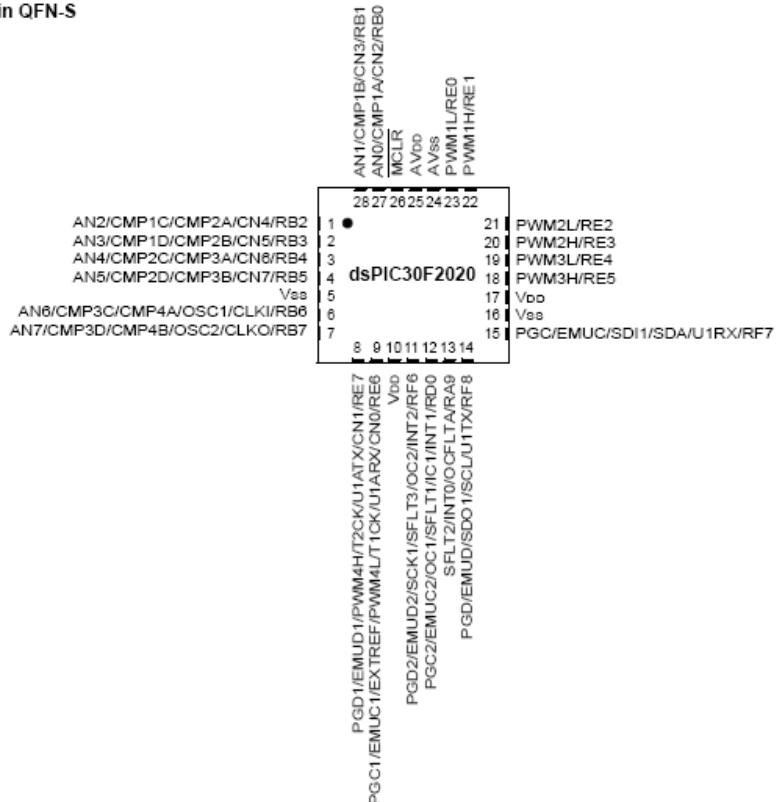
dsPIC30F1010/202X

Pin Diagrams

28-Pin SDIP and SOIC

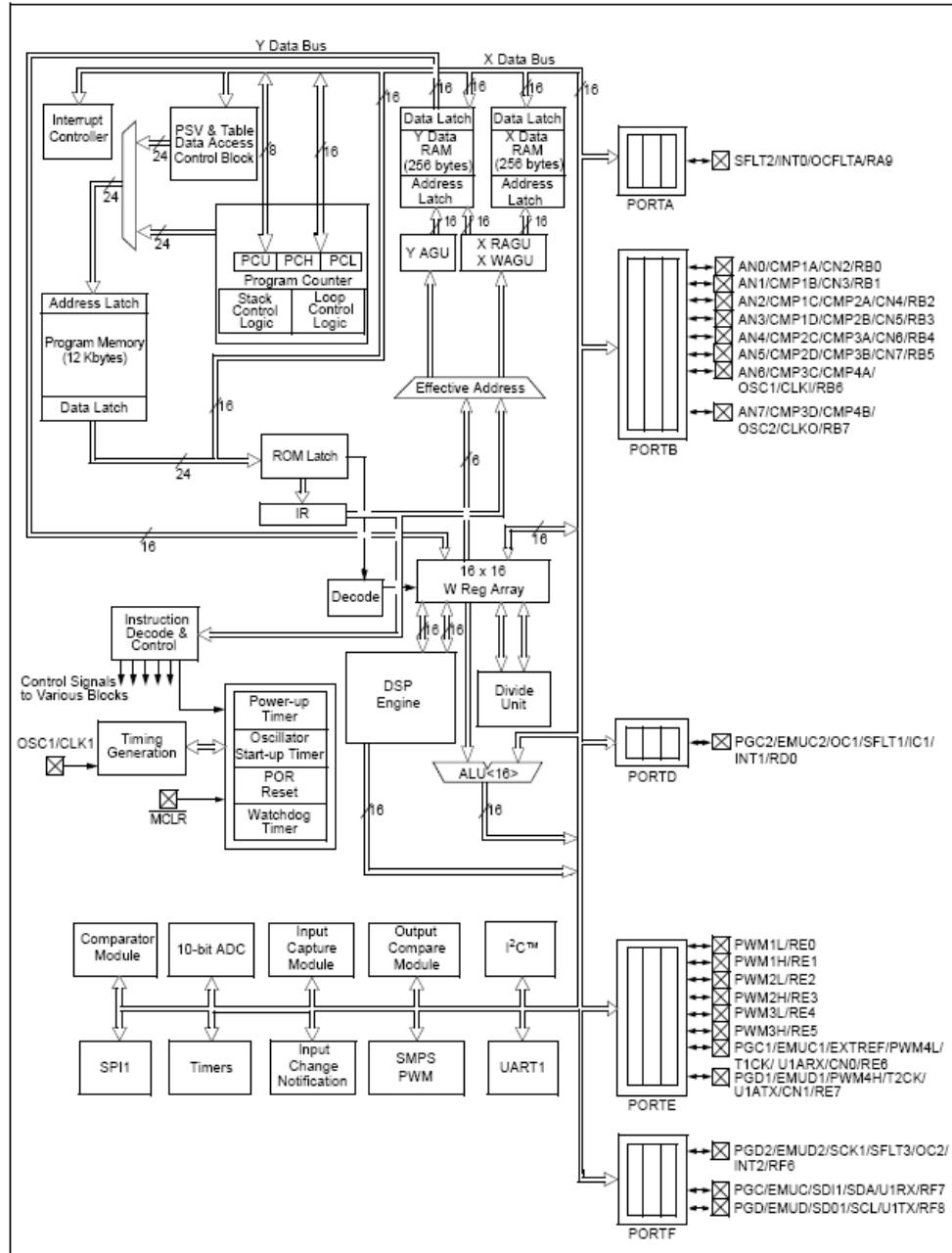


28-Pin QFN-S

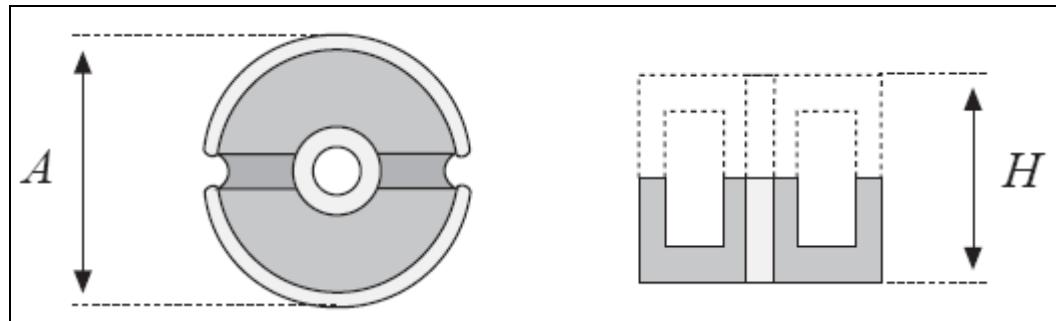


dsPIC30F1010/202X

FIGURE 1-2: dsPIC30F2020 BLOCK DIAGRAM

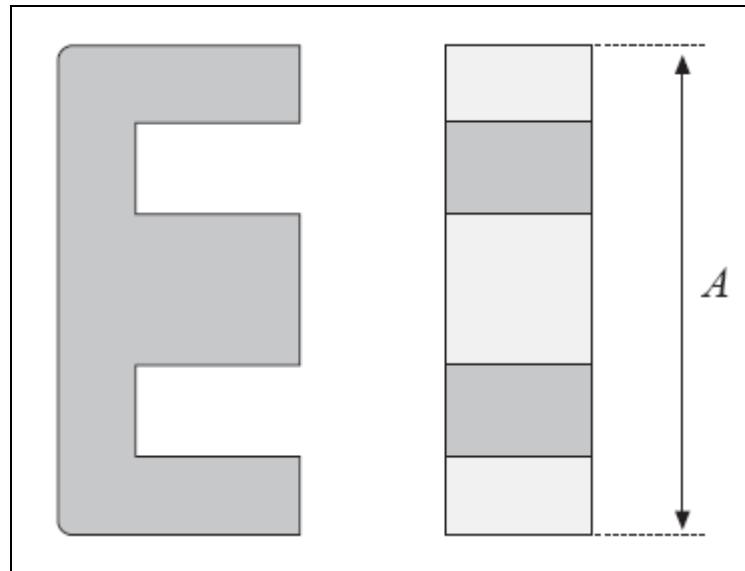


รายละเอียดแกนเฟอร์เรต์แบบ POT (Erickson, 1997)



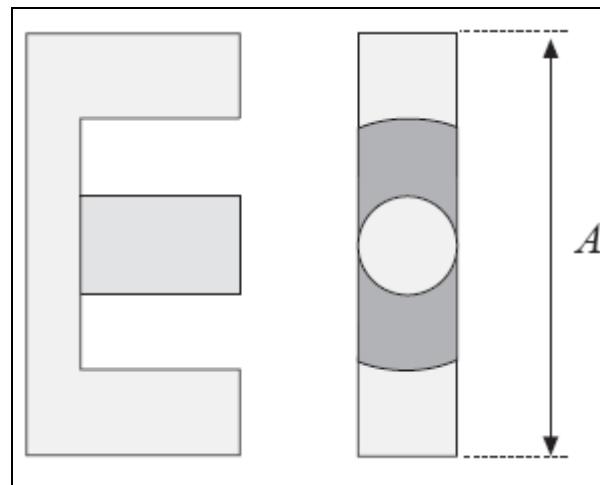
Core type (AH) (mm)	Geometrical constant K_g cm ⁵	Geometrical constant K_{gfe} cm ³	Cross-sectional area A_c (cm ²)	Bobbin winding area W_A (cm ²)	Mean length per turn MLT (cm)	Magnetic path length l_m (cm)	Thermal resistance R_{rh} (°C/W)	Core weight (g)
704	$0.738 \cdot 10^{-6}$	$1.61 \cdot 10^{-6}$	0.070	$0.22 \cdot 10^{-3}$	1.46	1.0		0.5
905	$0.183 \cdot 10^{-3}$	$256 \cdot 10^{-6}$	0.101	0.034	1.90	1.26		1.0
1107	$0.667 \cdot 10^{-3}$	$554 \cdot 10^{-6}$	0.167	0.055	2.30	1.55		1.8
1408	$2.107 \cdot 10^{-3}$	$1.1 \cdot 10^{-3}$	0.251	0.097	2.90	2.00	100	3.2
1811	$9.45 \cdot 10^{-3}$	$2.6 \cdot 10^{-3}$	0.433	0.187	3.71	2.60	60	7.3
2213	$27.1 \cdot 10^{-3}$	$4.9 \cdot 10^{-3}$	0.635	0.297	4.42	3.15	38	13
2616	$69.1 \cdot 10^{-3}$	$8.2 \cdot 10^{-3}$	0.948	0.406	5.28	3.75	30	20
3019	0.180	$14.2 \cdot 10^{-3}$	1.38	0.587	6.20	4.50	23	34
3622	0.411	$21.7 \cdot 10^{-3}$	2.02	0.748	7.42	5.30	19	57
4229	1.15	$41.1 \cdot 10^{-3}$	2.66	1.40	8.60	6.81	13.5	104

รายละเอียดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE (Erickson, 1997)



Core type (A) (mm)	Geometrical constant K_g cm ⁵	Geometrical constant K_{gfe} cm ³	Cross-sectional area A_c (cm ²)	Bobbin winding area W_A (cm ²)	Mean length per turn MLT (cm)	Magnetic path length l_m (cm)	Core weight (g)
EE12	$0.731 \cdot 10^{-3}$	$0.458 \cdot 10^{-3}$	0.14	0.085	2.28	2.7	2.34
EE16	$2.02 \cdot 10^{-3}$	$0.842 \cdot 10^{-3}$	0.19	0.190	3.40	3.45	3.29
EE19	$4.07 \cdot 10^{-3}$	$1.3 \cdot 10^{-3}$	0.23	0.284	3.69	3.94	4.83
EE22	$8.26 \cdot 10^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{-3}$	0.41	0.196	3.99	3.96	8.81
EE30	$85.7 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	1.09	0.476	6.60	5.77	32.4
EE40	0.209	$11.8 \cdot 10^{-3}$	1.27	1.10	8.50	7.70	50.3
EE50	0.909	$28.4 \cdot 10^{-3}$	2.26	1.78	10.0	9.58	116
EE60	1.38	$36.4 \cdot 10^{-3}$	2.47	2.89	12.8	11.0	135
EE70/68/19	5.06	$127 \cdot 10^{-3}$	3.24	6.75	14.0	9.0	280

รายละเอียดแกนเฟอร์เรต์แบบ ETD (Erickson, 1997)



Core type	Geometrical constant (A) (mm)	K_{g_s} cm ⁵	Geometrical constant K_{gfe} cm ³	Cross-sectional area A_c (cm ²)	Bobbin winding area W_A (cm ²)	Mean length per turn MLT (cm)	Magnetic path length l_m (cm)	Thermal resistance R_{th} (°C/W)	Core weight (g)
ETD29	0.0978		$8.5 \cdot 10^{-3}$	0.76	0.903	5.33	7.20		30
ETD34	0.193		$13.1 \cdot 10^{-3}$	0.97	1.23	6.00	7.86	19	40
ETD39	0.397		$19.8 \cdot 10^{-3}$	1.25	1.74	6.86	9.21	15	60
ETD44	0.846		$30.4 \cdot 10^{-3}$	1.74	2.13	7.62	10.3	12	94
ETD49	1.42		$41.0 \cdot 10^{-3}$	2.11	2.71	8.51	11.4	11	124

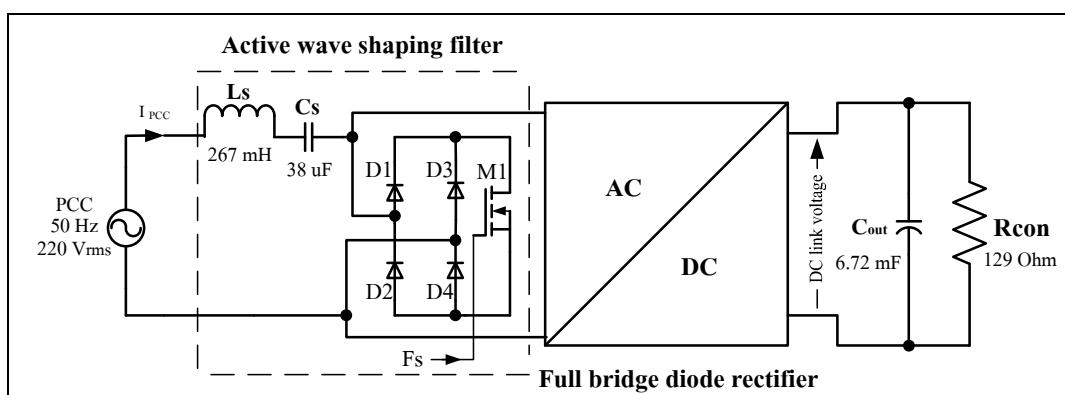
ตารางที่ ข.1 ข้อมูลความต้านทานของสายไฟฟ้า (Erickson, 1997)

AWG#	Bare area, 10^{-3} cm^2	Resistance, $10^{-6} \Omega/\text{cm}$	Diameter, cm
0000	1072.3	1.608	1.168
000	850.3	2.027	1.040
00	674.2	2.557	0.927
0	534.8	3.224	0.825
1	424.1	4.065	0.735
2	336.3	5.128	0.654
3	266.7	6.463	0.583
4	211.5	8.153	0.519
5	167.7	10.28	0.462
6	133.0	13.0	0.411
7	105.5	16.3	0.366
8	83.67	20.6	0.326
9	66.32	26.0	0.291
10	52.41	32.9	0.267
11	41.60	41.37	0.238
12	33.08	52.09	0.213
13	26.26	69.64	0.190
14	20.02	82.80	0.171
15	16.51	104.3	0.153
16	13.07	131.8	0.137
17	10.39	165.8	0.122
18	8.228	209.5	0.109
19	6.531	263.9	0.0948
20	5.188	332.3	0.0874
21	4.116	418.9	0.0785
22	3.243	531.4	0.0701
23	2.508	666.0	0.0632
24	2.047	842.1	0.0566
25	1.623	1062.0	0.0505
26	1.280	1345.0	0.0452
27	1.021	1687.6	0.0409
28	0.8046	2142.7	0.0366
29	0.6470	2664.3	0.0330
30	0.5067	3402.2	0.0294
31	0.4013	4294.6	0.0267
32	0.3242	5314.9	0.0241
33	0.2554	6748.6	0.0236
34	0.2011	8572.8	0.0191
35	0.1589	10849	0.0170
36	0.1266	13608	0.0152
37	0.1026	16801	0.0140
38	0.08107	21266	0.0124
39	0.06207	27775	0.0109
40	0.04869	35400	0.0096
41	0.03972	43405	0.00863
42	0.03166	54429	0.00762
43	0.02452	70308	0.00685

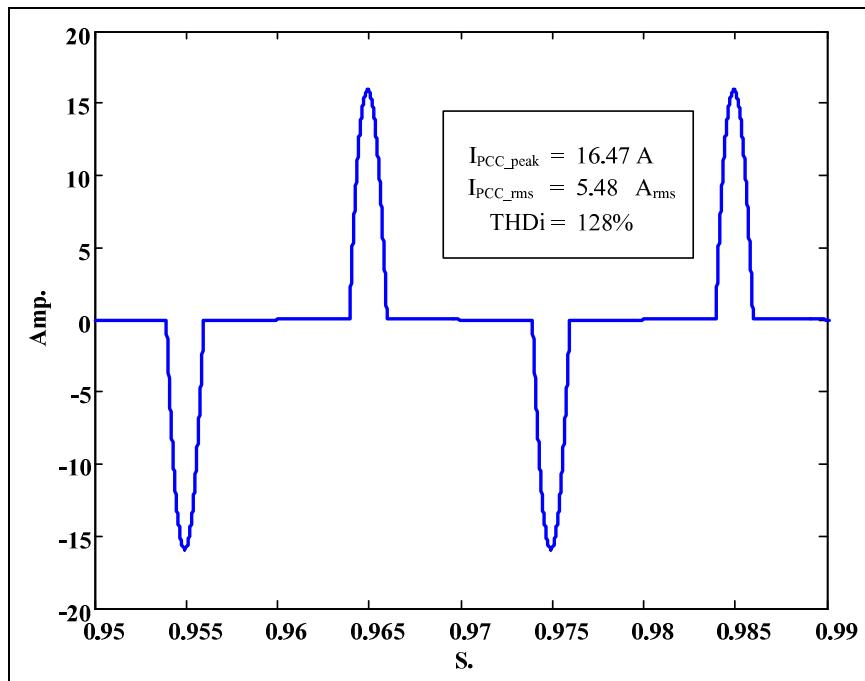
ภาคผนวก ๓.

ผลการจำลองวงจรกรองอาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น

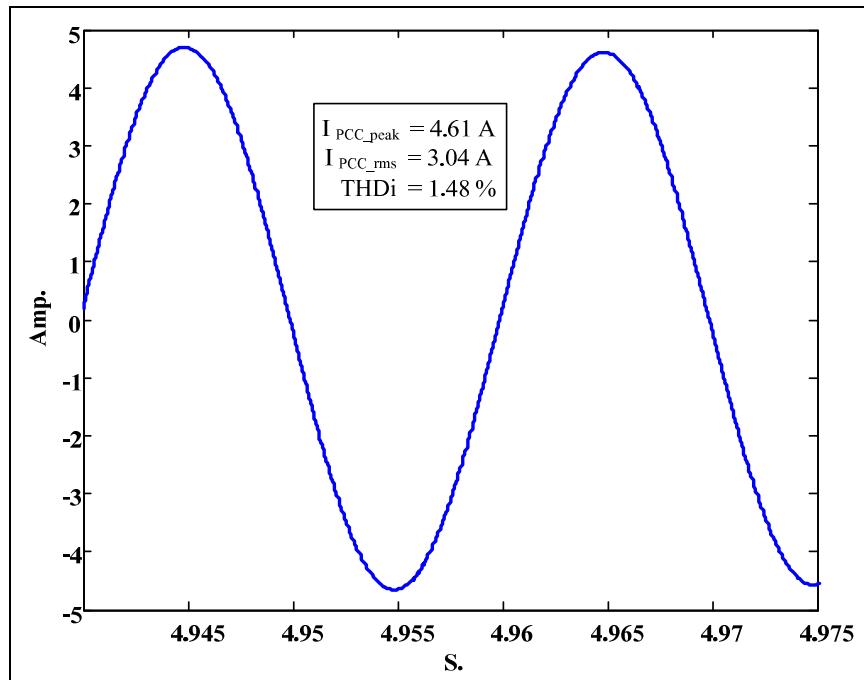
วงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่นที่ได้ศึกษาและออกแบบไว้ในเบื้องต้นมีโครงสร้างดังแสดงด้วยแผนภาพวงจรในรูปที่ ค.1 (ส่วนที่ล้อมกรอบด้วยเส้นประ) ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_s ขนาด 267 mH ตัวเก็บประจุ C_s ขนาด $38 \mu\text{F}$ ชุดไอดิโอดเรียงกระแส D1-D4 และสวิตซ์ M1 ซึ่งทำงานที่ความถี่สวิตซ์ $F_s = 4 \text{ kHz}$ ในการออกแบบวงจรกรองได้แทนวงจรแปลงผันเรโซแนนซ์ 3 เฟส ด้วยความต้านทานสมมูลขนาด 129Ω จากการจำลองผลวงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่นที่ได้ออกแบบไว้ด้วยโปรแกรม PSIM พบว่า วงจรกรองชนิดนี้มีความสามารถในการกำจัดกระแสสาร์มอนิกที่จุดต่อร่วม (PCC) ได้เป็นอย่างดี สามารถลดทอนค่า THD_i จาก 128% (ผลจากการจำลองวงจรก่อนติดตั้งวงจรกรอง) ให้เหลือเพียง 1.48% เห็นได้ว่ารูปคลื่นของกระแสที่จุด PCC หลังจากติดตั้งวงจรกรอง ซึ่งแสดงไว้รูปที่ ค.3 มีลักษณะใกล้เคียงรูปซ้ายนี้ อย่างไรก็ตาม การทำงานของวงจรกรองสาร์มอนิกชนิดนี้ส่งผลให้ระดับแรงดันที่จุดเชื่อมโinglyดีซีมีค่าค่อนข้างสูง ดังตัวอย่างในรูปที่ ค.4 ซึ่งแสดงแรงดันที่จุดเชื่อมโinglyดีซีที่ได้จากการจำลองวงจรกรองให้ทำงานในสภาวะที่มีโหลดเต็มพิกัด (กำหนดให้ $R_{con} = 129 \Omega$) เห็นได้ว่า ในสภาวะชั่วครู่ แรงดันที่จุดเชื่อมโinglyดีซีมีค่าสูงถึง 587 V_{dc} และเมื่อทดลองจำลองผลให้วงจรกรองทำงานในสภาวะไร้โหลด (กำหนดให้ $R_{con} = 1 \text{ M}\Omega$) พบว่า ในสภาวะอยู่ตัวระดับแรงดันที่จุดเชื่อมโinglyดีซีมีค่าสูงถึง 620 V_{dc} (รูปที่ ค.5) ซึ่งสูงเกินพิกัดที่ไอซีบัมเกต IR2133 ที่ใช้งานอยู่ในวงจร อินเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังดีซีสามารถทนได้ (600 V) ดังนั้น จึงเป็นไปได้ที่ไอซีบัมเกต IR2133 จะได้รับความเสียหายจากแรงดันที่จุดเชื่อมโinglyดีซีสูงเกินพิกัด ด้วยเหตุตั้งกล่าวข้างต้น วงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น จึงไม่เหมาะสมสำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่าย กำลังดีซีที่พัฒนาขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้



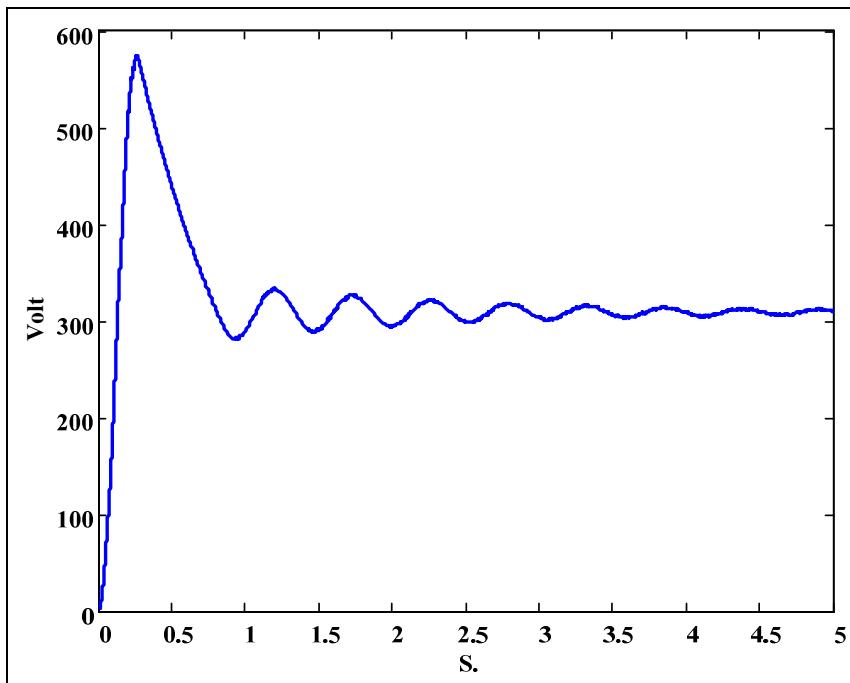
รูปที่ ค.1 แผนภาพวงจรกรองสาร์มอนิกแอคทีฟแบบสร้างรูปคลื่น



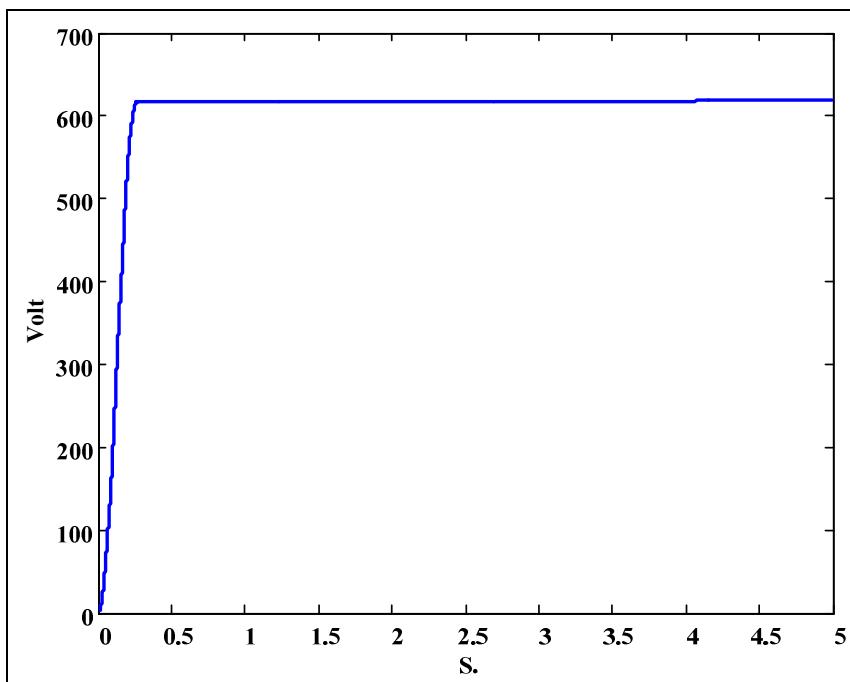
รูปที่ ค.2 รูปคลื่นกระแสที่จุด PCC ก่อนติดตั้งวงจรรองจากการจำลองผล



รูปที่ ค.3 รูปคลื่นกระแสที่จุด PCC หลังติดตั้งวงจรรองจากการจำลองผล



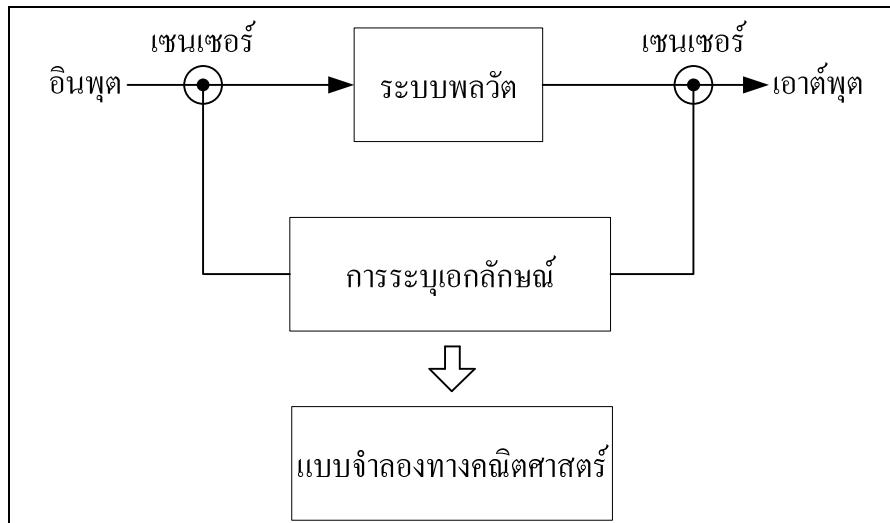
รูปที่ ค.4 แรงดันที่จุดเชื่อมโಯงดีซีจากการจำลองผลให้แหล่งจ่ายกำลังดีซีมีโหลดเต็มพิกัด



รูปที่ ค.5 แรงดันที่จุดเชื่อมโโยงดีซีจากการจำลองผลให้แหล่งจ่ายกำลังดีซีทำงานในสภาวะไร้โหลด

ภาคผนวก จ.

ทบทวนการระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลองกล่องดำเนินการ



รูปที่ จ.1 แผนภาพการระบุเอกสารลักษณ์ระบบ

หลักการระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลองของระบบพลวัต อาจสามารถอธิบายได้ด้วยแผนภาพในรูปที่ จ.1 ซึ่งข้อมูลอินพุตและเอาต์พุตของระบบพลวัตจะถูกตรวจสอบด้วยเซนเซอร์ ข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการวนการระบุเอกสารลักษณ์ ซึ่งเป็นกระบวนการทางคณิตศาสตร์ เพื่อคำนวณหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ โดยปกติแล้วข้อมูลอินพุตและเอาต์พุตของระบบถูกบันทึกแบบชักตัวอย่าง (sampled) ดังนั้น แบบจำลองแบบกล่องคำนิดเวลาเต็มหน่วยแบบเชิงเส้นอาจเขียนได้ดังสมการ (จ.1) (สัญลักษณ์ t ที่ใช้ในภาคผนวก จ. มีความหมายถึงเวลาเต็มหน่วย)

$$y(t) = \eta(t) + \omega(t) \quad (\text{จ.1})$$

ซึ่ง $\eta(t)$ คือ แบบจำลองเอาต์พุตที่เป็นอิสระต่อสัญญาณรบกวน และ $\omega(t)$ คือ แบบจำลองของสัญญาณรบกวน ดังแสดงในสมการ (จ.2) และ (จ.3) ตามลำดับ

$$\eta(t) = G(q, \theta)u(t) \quad (\text{จ.2})$$

$$\omega(t) = H(q, \theta)e(t) \quad (\text{จ.3})$$

เมื่อ $n(t)$ คือ สัญญาณอินพุต $e(t)$ คือ สัญญาณรบกวนขาว $y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต และ θ คือ เวகเตอร์ของพารามิเตอร์ในแบบจำลอง

กำหนดให้ $G(q, \theta)$ และ $H(q, \theta)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวปฏิบัติการเลื่อน q ดังแสดง ในสมการ (4.4) และ (4.5) ตามลำดับ

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{F(q)} = \frac{b_1 q^{-nk} + b_2 q^{-nk-1} + \cdots + b_{nb} q^{-nk-nb+1}}{1 + f_1 q^{-1} + \cdots + f_{nf} q^{-nf}} \quad (4.4)$$

$$H(q, \theta) = \frac{C(q)}{D(q)} = \frac{1 + c_1 q^{-1} + \cdots + c_{nc} q^{-nc}}{1 + d_1 q^{-1} + \cdots + d_{nd} q^{-nd}} \quad (4.5)$$

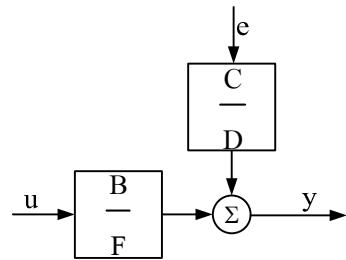
ดังนั้น จึงอาจเขียนสมการ (4.2) ได้ในอีกรูปแบบหนึ่ง ดังนี้

$$\eta(t) + f_1 \eta(t-1) + \cdots + f_{nf} \eta(t-nf) = b_1 u(t-nk) + \cdots + b_{nb} u[t-(nb+nk-1)] \quad (4.6)$$

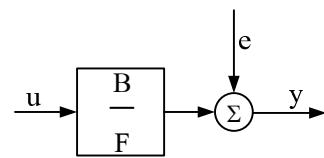
เมื่อ nk คือ เวลาประวิชของการซักตัวอย่าง หากกำหนดให้ T เป็นความเวลาของการซักตัวอย่าง ซึ่งมี ค่าคงที่ ดังนั้น สมการ (4.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$y(t) = G(q, \theta)u(t) + H(q, \theta)e(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (4.7)$$

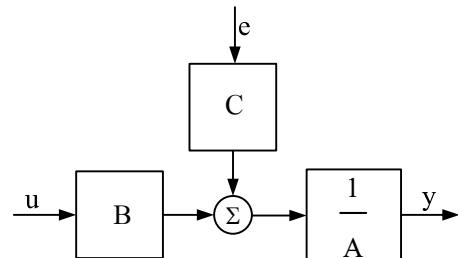
เมื่อ θ คือ เวกเตอร์ของพารามิเตอร์ b_i , c_i , d_i และ f_i ของฟังก์ชันถ่ายโอน อาจสังเกตเห็นได้ว่า แบบจำลองแบบกล่องคำจะถูกกำกับด้วยอันดับของพหุนามจำนวน 5 คำ คือ nb , nc , nd , nf และ nk แบบจำลองตามสมการ (4.7) เป็นที่รู้จักในนามของแบบจำลอง Box-Jenkins (BJ) ซึ่งมีโครงสร้าง ดังแสดงด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 4.2 (ก)



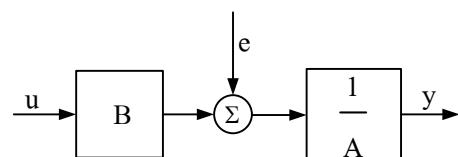
(ก) แบบจำลอง BJ



(ข) แบบจำลอง OE



(ก) แบบจำลอง ARMAX



(จ) แบบจำลอง ARX

รูปที่ 4.2 โครงสร้างของแบบจำลองกล่องคำเชิงเส้น

ในกรณีที่ไม่นำคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนมาสร้างแบบจำลอง และกำหนดให้ $H(q) = 1$ นั่นคือ $nc = nd = 0$ ดังนั้น สมการ (4.7) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (4.8) ซึ่งได้แบบจำลองที่รู้จักกันในนามของแบบจำลอง output error (OE) และมีโครงสร้างดังแสดงด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 4.2 (ข)

$$y(t) = G(q, \theta)u(t) + e(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + e(t) \quad (4.8)$$

หากกำหนดให้พหุนามเทอมส่วนของ G และ H ของสมการ (4.7) มีค่าเป็น $A(q)$ ดังแสดงในสมการ (4.9) จากนั้นคุณสมการ (4.7) ทั้งสองด้านด้วย $A(q)$ จึงได้สมการ (4.10) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่รู้จักกันในนามของแบบจำลอง ARMAX (auto regressive-moving average with eXogenous) โดยมีโครงสร้างดังแสดงด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 4.2 (ค)

$$A(q) = F(q) = D(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_{na} q^{-na} \quad (4.9)$$

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t) \quad (4.10)$$

ในกรณีที่เทอม $C(q)$ ของสมการ (4.10) มีค่าเป็น 1 จะได้แบบจำลองตามสมการ (4.11) ที่รู้จักกันในนามของแบบจำลอง ARX (auto regressive with eXogenous variable) ซึ่งมีโครงสร้างดังแสดงด้วยแผนภาพล็อกในรูปที่ 4.2 (ง)

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + e(t) \quad (4.11)$$

จากแบบจำลองแบบกล่องคำเชิงเส้นทั้ง 4 รูปแบบ ที่กล่าวมาข้างต้น แบบจำลอง ARMAX และ ARX เหมาะสำหรับการจำลองระบบที่มีสัญญาณรบกวนโหลด (load disturbance) เข้าสู่ระบบทางด้านอินพุต แบบจำลอง BJ เหมาะสำหรับการจำลองระบบที่พลวัตของระบบและสัญญาณรบกวนไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกันโดยตรงตามธรรมชาติ เช่น ระบบที่ประสบสัญญาณรบกวนทางด้านเอ้าต์พุต และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการวัด (measurement noise) สำหรับแบบจำลอง OE มีข้อดีตรงที่แบบจำลองเอ้าต์พุตอิสระต่อสัญญาณรบกวน พลวัตของระบบและแบบจำลองของสัญญาณ

รับกวนแยกส่วนกันอย่างเดีดขาด ส่งผลให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ถูกต้องแม่นยำ หากมีการทดสอบระบบแบบวงปีดอย่างแท้จริง

เมื่อกำหนดให้ $\hat{y}(t|\theta)$ คือ การทำนายค่าเอาต์พุต $y(t)$ ดังนั้น จากแบบจำลอง OE ดังสมการ (4.8) สามารถทำนายค่าเอาต์พุต $y(t)$ ได้ดังสมการ (4.12)

$$\hat{y}(t|\theta) = G(q, \theta)u(t) \quad (4.12)$$

ในกรณีของแบบจำลอง ARX ดังสมการ (4.11) สามารถเขียนสมการเอาต์พุต $y(t)$ ได้ดังนี้

$$y(t) = -a_1y(t-1) - \dots - a_{na}y(t-na) + b_1u(t-nk) + \dots + b_{nb}u(t-nk-nb+1) + e(t) \quad (4.13)$$

จากสมการ (4.13) สามารถทำนายค่าเอาต์พุต $y(t)$ ของแบบจำลอง ARX ได้ดังสมการ (4.14)

$$\hat{y}(t|\theta) = -a_1y(t-1) - \dots - a_{na}y(t-na) + b_1u(t-nk) + \dots + b_{nb}u(t-nk-nb+1) \quad (4.14)$$

อาจสังเกตเห็นได้ว่า การทำนายค่าเอาต์พุตปัจจุบันของแบบจำลอง OE ใช้ข้อมูลอินพุตแต่เพียงอย่างเดียว ในขณะที่การทำนายค่าเอาต์พุตปัจจุบันของแบบจำลอง ARX จำเป็นต้องใช้ค่าเอาต์พุตเก่า ประกอบการทำนายด้วย

จากแบบจำลองดังสมการ (4.7) หากนำอินเวอร์สของ $H(q, \theta)$ คูณทั้งสองด้านของสมการจะได้ว่า

$$H^{-1}(q, \theta)y(t) = H^{-1}(q, \theta)G(q, \theta)u(t) + e(t) \quad (4.15)$$

$$y(t) = [1 - H^{-1}(q, \theta)]y(t) + H^{-1}(q, \theta)G(q, \theta)u(t) + e(t) \quad (4.16)$$

และสามารถทำนายค่าเอาต์พุต $y(t)$ ของสมการ (4.16) ได้ดังนี้

$$\hat{y}(t|\theta) = \left[1 - H^{-1}(q, \theta) \right] y(t) + H^{-1}(q, \theta) G(q, \theta) u(t) \quad (\text{4.17})$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (4.17) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของแบบจำลองการทดถอยเชิงเส้นได้ดังนี้

$$\hat{y}(t|\theta) = \theta^T \varphi(t) \quad (\text{4.18})$$

เมื่อ θ คือ คอลัมน์เวกเตอร์ของพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า และ $\varphi(t)$ คือ เป็นคอลัมน์เวกเตอร์ของอินพุตและเอาต์พุตเก่า ซึ่งเรียกว่า เวกเตอร์ถดถอย (regression vector) และมีสมาชิกเป็นตัวถดถอย (regressor)

ในกรณีของแบบจำลอง ARX เมื่อเขียนให้อยู่ในแบบของแบบจำลองการทดถอยเชิงเส้นตามสมการ (4.18) จะได้ค่า θ และ $\varphi(t)$ ดังสมการ (4.19) และ (4.20) ตามลำดับ

$$\theta = [a_1 \ a_2 \ \cdots a_{na} \ b_1 \ b_2 \ \cdots b_{nb}]^T \quad (\text{4.19})$$

$$\varphi(t) = [-y(t-1) \cdots -y(t-na) \ u(t-nk) \cdots u(t-nk-nb+1)]^T \quad (\text{4.20})$$

การประเมินแบบจำลองว่ามีความถูกต้องเหมาะสมหรือไม่ สามารถพิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อนที่ช่วงเวลาต่าง ๆ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างค่าจริงกับค่าที่ทำนาย ซึ่งเขียนแทนด้วย $\varepsilon(t, \theta)$ ดังสมการ (4.21)

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \hat{y}(t|\theta) \quad (\text{4.21})$$

เมื่อกำหนดให้ $V_N(\theta)$ เป็น ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ย ตลอดช่วงเวลาที่สนใจ ($t = 1, \dots, N$) ดังนั้น จะได้ว่า

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon^2(t, \theta) \quad (\text{4.22})$$

ค่าพารามิเตอร์ θ ที่ทำให้สมการ (4.23) มีค่าน้อยที่สุด เรียกว่าดังนี้

$$\hat{\theta}_N = \arg \min_{\theta} V_N(\theta) \quad (\text{4.23})$$

เมื่อพิจารณาแบบจำลองโดยใช้เส้นตามสมการ (4.18) สามารถหาค่าความคลาดเคลื่อน $\varepsilon(t, \theta)$ และค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ย $V_N(\theta)$ ได้จากสมการ (4.24) และ (4.25) ตามลำดับ

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \theta^T \varphi(t) \quad (\text{4.24})$$

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y^2(t) - 2\theta^T f_N + \theta^T R_N \theta \quad (\text{4.25})$$

เมื่อ f_N เป็นเวกเตอร์คอลัมน์ และ R_N เป็นเมตริกซ์ซึ่งแสดงได้ดังสมการ (4.26) และ (4.27) ตามลำดับ

$$f_N = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) y(t) \quad (\text{4.26})$$

$$R_N = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \quad (\text{4.27})$$

ถ้า R_N สามารถอินเวิร์ตได้ (invertible) สมการ (4.26) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y^2(t) - f_N^T R_N^{-1} f_N + \left[(\theta - R_N^{-1} f_N)^T R_N (\theta - R_N^{-1} f_N) \right] \quad (3.28)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (3.28) เห็นได้ว่า ค่า $V_N(\theta)$ จะมีค่าน้อยที่สุด เมื่อเทอมทางด้านขวาสุดมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือ

$$\theta = \hat{\theta}_N - R_N^{-1} f_N \quad (3.29)$$

ซึ่ง สามารถคำนวณหาค่า $\hat{\theta}_N$ ได้โดยอาศัยวิธีระบบสมการเชิงเส้น

ในการนี้แบบจำลอง ARX สามารถเมติกซ์ R_N และเวกเตอร์ f_N สามารถเขียนอยู่ในรูปต่าง ๆ ดังสมการ (3.30) ซึ่ง $\hat{\theta}_N$ ได้มาจากการฟังก์ชันแปรปรวนร่วม (covariance function) ระหว่างค่าอินพุตและเอาต์พุตของระบบ

$$\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y(t-j)u(t-k), \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y(t-j)y(t-k), \text{ หรือ } \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N u(t-j)u(t-k) \quad (3.30)$$

การคำนวณ $\hat{\theta}_N$ ที่ทำให้ $V_N(\theta)$ มีค่าน้อยที่สุด สามารถอาศัยการคำนวณเชิงตัวเลขตามระเบียบวิธีของนิวตัน-ราฟสัน (Newton-Raphson method) หากพิจารณาสมการ (3.32)

$$g(x) = 0 \quad (3.32)$$

ค่า x ซึ่งเป็นผลเฉลยของสมการ (3.32) สามารถหาได้โดยการคำนวณแบบวนซ้ำ ดังสมการ (3.33)

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - \left[g'(x^{(i)}) \right]^{-1} g(x^{(i)}) \quad (3.33)$$

เมื่อ $g'(x)$ คือ อนุพันธ์ของ $g(x)$ เทียบกับ x

กำหนดให้ μ เป็นช่วงการปรับการคำนวณแบบวนซ้ำ เพื่อปรับปรุงค่า $x^{(i+1)}$ ให้เป็นคำตอบที่ดีกว่า $x^{(i)}$ ดังนั้น สมการ (4.33) จึงเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$x^{(i+1)} = x^{(i)} - \mu \left[g' \left(x^{(i)} \right) \right]^{-1} g \left(x^{(i)} \right) \quad (4.34)$$

ในการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธีของนิวตัน-raphson $V_N(\theta)$ จะมีค่าน้อยที่สุด ก็ต่อเมื่อ

$$\frac{d}{d\theta} V_N(\theta) = 0 \quad (4.35)$$

เมื่อ $V_N(\theta)$ เป็นฟังก์ชันค่าจริงที่ถูกทำอนุพันธ์เทียบกับ θ มีผลเฉลยเป็นค่าล้มเหลวเตอร์ ดังนั้น ในการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธีนิวตัน-raphson สามารถหาผลเฉลย $\hat{\theta}^{(i+1)}$ ได้จากสมการ (4.36)

$$\hat{\theta}^{(i+1)} = \hat{\theta}^{(i)} - \mu \left[V''_N \left(\hat{\theta}^{(i)} \right) \right]^{-1} V'_N \left(\hat{\theta}^{(i)} \right) \quad (4.36)$$

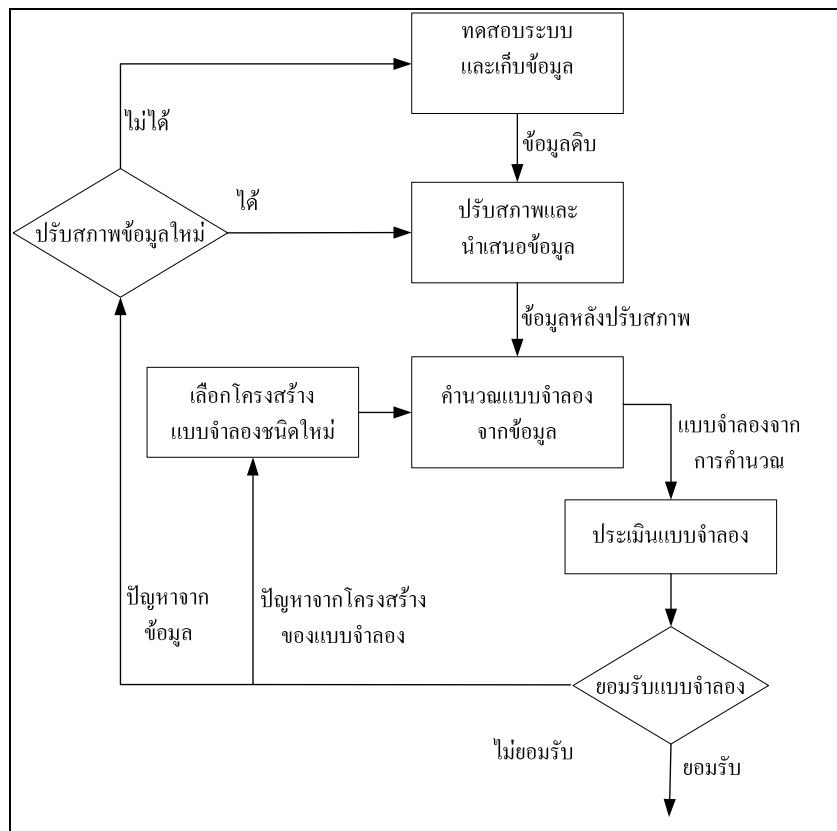
เมื่อ $V''_N(\theta)$ คือ อนุพันธ์อันดับสองของ $V_N(\theta)$ เทียบกับ θ $V'_N(\theta)$ คือ อนุพันธ์อันดับหนึ่งของ $V_N(\theta)$ เทียบกับ θ และ $\mu^{(i)}$ คือ ช่วงของการปรับซ้ำ

สำหรับระเบียบวิธีการระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลอง โดยทั่วไป อาจแสดงได้แผนภูมิการดำเนินงานดังรูปที่ 4.3 โดยมีรายละเอียดการดำเนินงานในแต่ละขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 เริ่มต้นจากการทดสอบระบบเพื่อทำการเก็บข้อมูล ซึ่งเป็นข้อมูลอินพุตและเอ้าด์พุตของระบบ

ขั้นตอนที่ 2 หากพิจารณาเห็นว่าข้อมูลที่ได้จากการทดสอบระบบข้างไม่เหมาะสม สมสำหรับนำไปใช้ในการระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลอง เช่น ระดับข้อมูลบางส่วนอาจมีการเลื่อน (drift) ไปจากกลุ่มข้อมูลหลัก หรือข้อมูลอาจได้รับการรบกวนจากสัญญาณรบกวนความถี่สูง เป็นต้น ในกรณีเช่นนี้ อาจจำเป็นต้องทำการปรับปรุงข้อมูลโดยอาศัยเทคนิคการกรองแบบต่าง ๆ ที่มีความเหมาะสม ก่อนที่จะนำข้อมูลไปคำนวณหาแบบจำลองของระบบต่อไป โดยปกติแล้วข้อมูลจากการทดสอบระบบจะถูกจัดแบ่งออกเป็นสองส่วน กล่าวคือ ส่วนในสามส่วนของข้อมูลที่ได้จากการทดสอบ

ระบบจะนำໄປໃใชในการคำนวณหาแบบจำลองระบบ ส่วนข้อมูลส่วนที่เหลือจะนำໄປໃใชในการประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง (Ljung, 1999)



รูปที่ ง.3 แผนภูมิการดำเนินงานระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลองระบบ

ขั้นตอนที่ 3 ในขั้นตอนนี้เป็นการคำนวณหาแบบจำลองโดยอาศัยข้อมูลจากการทดสอบระบบที่ได้จัดเตรียมไว้ในขั้นตอนที่ 2 โดยเลือกโครงสร้างของแบบจำลองตามความเหมาะสม เช่น BJ OE ARX และ ARMAX เป็นต้น

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินความถูกต้องของของแบบจำลองที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 โดยเปรียบเทียบกับข้อมูลการทดสอบระบบในส่วนที่ได้จัดเตรียมไว้สำหรับประเมินแบบจำลอง หากแบบจำลองที่ได้สามารถแสดงผลวัดของระบบได้อย่างถูกต้องเป็นที่พอใจ ก็สามารถนำแบบจำลองที่ได้ไปใช้ประโยชน์ตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการต่อไป ซึ่งถือว่าเสร็จสิ้นกระบวนการระบุเอกสารลักษณ์อย่างไรก็ตาม หากแบบจำลองที่ได้มาซึ่งไม่เป็นที่พอใจ ก็จำเป็นต้องพิจารณาหาข้อผิดพลาดตามขั้นตอนต่อไป

ขั้นตอนที่ 5 ตรวจสอบสาเหตุที่ทำให้แบบจำลองที่ได้มีข้อผิดพลาด หากพบว่าสาเหตุเกิดจากการเลือกโครงสร้างของแบบจำลองไม่เหมาะสมก็ให้ย้อนกลับไปดำเนินการตามขั้นตอนที่ 3 อีกครั้ง หากพบว่าข้อผิดพลาดของแบบจำลองเกิดจากข้อมูลที่ใช้ระบุเอกสารลักษณ์ไม่เหมาะสมให้ดำเนินการตามขั้นตอนที่ 6

ขั้นตอนที่ 6 พิจณาดูว่าข้อมูลที่ใช้คำนวณหาแบบจำลองสามารถปรับปรุงและแก้ไขเพิ่มเติมได้อีกหรือไม่ หากสามารถทำได้ให้ดำเนินการตามขั้นตอนที่ 2 อีกครั้ง อย่างไรก็ตาม หากเห็นว่าไม่สามารถปรับปรุงข้อมูลต่อไปได้ ให้ย้อนกลับไปทดสอบระบบและเก็บข้อมูลตามขั้นตอนที่ 1 ใหม่อีกครั้ง

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีคอมพิวเตอร์ทั้งด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ได้มีการพัฒนาไปอย่างก้าวไก ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นเครื่องมือในการดำเนินงานเพื่อระบุเอกสารลักษณ์แบบจำลองระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขั้นตอนของการปรับปรุงข้อมูล การคำนวณแบบจำลอง และการประเมินความถูกต้องของแบบจำลอง เป็นต้น

ภาคผนวก จ.

การเผยแพร่ผลงานวิจัยในขณะศึกษา

วิเวก ภาชีรักษ์ ประพงษ์ คล้ายสุบรรณ์ และ สราชุติ สุจิตjar (2552). แหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับหลอดเทโทรดในเครื่องกำเนิดแสงสยาม. วิศวกรรมสารสนับวิจัยและพัฒนา วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์ (วสท.). (ตอบรับแล้ว)

 ที่ R&D 157/2552 7 ตุลาคม 2552 เรื่อง ผลการพิจารณาบทความลงตีพิมพ์ในวิศวกรรมสารสนับวิจัยและพัฒนา เรียน นายวิเวก ภาชีรักษ์ ตามที่ท่านได้ส่งบทความเรื่อง “แหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับหลอดเทโทรดในเครื่องกำเนิดแสงสยาม” เพื่อพิจารณาลงตีพิมพ์ในวิศวกรรมสาร “สนับวิจัยและพัฒนา” นั้น กองบรรณาธิการฯ มีความยินดีที่จะแจ้งให้ท่านทราบว่า บทความที่ท่านเสนอมาได้รับการพิจารณาประเมินจากผู้ทรงคุณวุฒิให้ “ลงตีพิมพ์ได้” ในวิศวกรรมสารสนับวิจัยและพัฒนา ปีที่ 20 ฉบับที่ 3 พ.ศ. 2552 จึงเรียนมาเพื่อโปรดทราบ ขอแสดงความนับถือ  (รศ.วัชรินทร์ กาสิตัก) ประธานคณะกรรมการวิศวกรรมสารสนับวิจัยและพัฒนา <div style="background-color: #800000; color: white; text-align: center; padding: 5px;"> วิศวกรรมสถาปัตย์และประติมาศไทย ไปรษณีย์ปักบัด (อสก) The Engineering Institute of Thailand under H.M. The King's Patronage 487 ถนนค้านแขวง 39 (โทรศัพท์) ถนนค้านแขวง แขวงวังหิน เขตวังหิน กรุงเทพฯ 10310 โทรศัพท์ : (662) 319 2410-3, (662) 319 2807-9, (662) 184 4600-9 โทรสาร : (662) 319 2710-1, www.eitor.th E-mail : eit@eitor.th </div>

ประวัติผู้เขียน

นายวิวे�ก ภาชีรักษ์ เกิดเมื่อวันที่ 31 กรกฎาคม พ.ศ. 2517 ที่ ตำบลปากพูน อําเภอเมือง จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (ไฟฟ้ากำลัง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี (มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรีในปัจจุบัน) เมื่อปี พ.ศ. 2540 มีประสบการณ์การทำงานในตำแหน่งวิศวกร โครงการ บริษัท โกลบอลเทค จำกัด เป็นเวลา 3 ปี และตำแหน่งวิศวกร ไฟฟ้า บริษัท รถไฟฟ้า (ประเทศไทย) จำกัด เป็นเวลาประมาณ 2 ปี ในปัจจุบันเป็นเจ้าหน้าที่ของรัฐ ตำแหน่งวิศวกร 1 ฝ่ายเทคโนโลยีเครื่องเร่งอนุภาค สถาบันวิจัยแสง ชนิ โครงการ (องค์การมหาชน) ในปี พ.ศ. 2549 ได้รับทุนพัฒนาบุคลากรของศูนย์ปฏิบัติการวิจัย เครื่องกำเนิดแสงชนิ โครงการแห่งชาติในขณะนี้ เพื่อศึกษาต่อระดับบัณฑิตศึกษา โดยได้เข้า ศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารี และได้ทำวิจัยวิทยานิพนธ์ในหัวข้อ การพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับสกรีนกริด ของหลอดเท TORT RS2058CJ ในระบบคลื่นวิทยุของเครื่องกำเนิดแสงสยาม และได้เสนอ บทความวิจัยลงตีพิมพ์ในวิศวกรรมสารสนเทศวิจัยและพัฒนา วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์ (วสท.) เรื่อง แหล่งจ่ายกำลังดีซีสำหรับหลอดเท TORT ในเครื่องกำเนิด แสงสยาม นอกจากนี้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ระหว่างการศึกษาได้สอนวิชาปฏิบัติการของ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ได้แก่ ปฏิบัติการวงจรและอุปกรณ์ ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า 1 และปฏิบัติการระบบควบคุม