



ใบรับรองวิทยานิพนธ์
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง
แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน
โดย นายสุเทพ สันหลี

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงศ์)

21 พฤษภาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก)

กรรมการ

(อาจารย์ ดร.ธีรธรรม บุญยะกุล)

กรรมการ

(อาจารย์ ดร.เชิดชัย ประภาณวรัตน์)

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง
แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน

นายสุเทพ สันหลี่

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายสุเทพ สันหลี่
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำ
กระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำ กระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายประเภทแรงดันต่ำ กระแสสูงที่สามารถประยุกต์ใช้ในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงสำหรับไมโครโพรเซสเซอร์ ระบบสื่อสาร หรือระบบการกระจายแหล่งจ่ายกำลังอื่นๆ วงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊กมีข้อดีคือ ลดการเกิดกำลังสูญเสียที่สวิตช์กำลังและมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรบั๊กธรรมดา วงจรแปลงผันแต่ละวงจรออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสชดวต่อเนื่อง การควบคุมอยู่ภายใต้สมมติฐานที่ว่าวงจรแปลงผันแต่ละวงจรมีค่าพารามิเตอร์ภายในแต่ละวงจรเท่ากัน เป้าหมายของการควบคุมคือ รักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ สามารถจ่ายกระแสสูงและการแบ่งจ่ายกระแสของแต่ละวงจรไปยังภาระมีค่าเท่ากัน มีประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือสูง

จากการศึกษาและออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง - ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงต้นแบบแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนานกัน 4 วงจร ถูกออกแบบให้ทำงานที่แรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 1.5 V มีพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด 90 W ผลการทดสอบพบว่า วงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุตเป็นไปตามข้อกำหนดได้ สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 60 A วัดค่าแฟกเตอร์การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตได้น้อยกว่า 3.45 % วัดประสิทธิภาพสูงสุดได้ 72.5 % การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตจากการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 45 W ไปที่ 90 W อยู่ที่ 1.33 % และสามารถจ่ายแรงดันและกระแสต่อไปได้เมื่อเกิดความเสียหายขึ้นกับวงจรใดวงจรหนึ่ง

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 87 หน้า)

คำสำคัญ : วงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก, การแบ่งจ่ายกระแส

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr.Suthep Sunlee
Thesis Title : Analysis and Design of Paralleling Synchronous Buck for Low Voltage
High Current DC-DC Converter
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Associate Professor Dr.Viboon Chunkag
Academic Year : 2006

Abstract

This thesis presents the analysis and design of a paralleling synchronous buck for low voltage high current dc-dc converter. This low voltage high current power supply is applicable in switching power supply for microprocessor, communication or distributed power supply system. The advantage of synchronous buck topology is low power loss in power switching and high efficiency. Each converter operates in continuous conduction mode. Assumption for designing this converter is that each converter is identical. The objectives are to keep output voltage to be constant, high output current and current sharing in each converter is equal, high efficiency and reliability.

The prototype system of a four paralleling module synchronous buck converter has been designed to operate at 12 V input voltage, 1.5 V output voltage and 90 W maximum output power are given. The experimental results showed that the proposed converter gave a 60 A maximum output current, less than 3.45% ripple factor of the output voltage, 72.5% maximum efficiency and 1.33% output voltage regulation and even one module defect, the system can continuing to supply power for the existing load.

(Total 87 pages)

Keywords : Synchronous buck converter, Current sharing

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือของบุคคลหลายฝ่าย ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ช่วยเหลือในการแก้ปัญหาต่างๆ ในงานวิจัย ตลอดจนให้การสนับสนุนในทุกๆ ด้านจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ทุกท่านที่อำนวยความสะดวกในการยืมเครื่องมือต่างๆ ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่สนับสนุนเครื่องมือและห้องทำวิจัย ตลอดจน พี่ๆ เพื่อนๆ และ น้องๆ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ แนะนำและสนับสนุนตลอดมาจนวิทยานิพนธ์นี้เสร็จสิ้น

การวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนบางส่วนจากทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อทำวิทยานิพนธ์สำหรับนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ดังนั้น ผู้เขียนขอขอบคุณเป็นอย่างสูง

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และพี่ทุกๆ ท่าน ที่ได้ให้โอกาสทางการศึกษา และการสนับสนุนในทุกๆ ด้าน จนประสบความสำเร็จในการศึกษา

สุเทพ สันหลี

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ฅ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.4 วิธีการวิจัย	4
1.5 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้	4
1.6 ประโยชน์ของการวิจัย	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 บทนำ	5
2.2 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์	6
2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบบ๊ิก	7
2.4 สรุป	13
บทที่ 3 การวิเคราะห์และการจำลองระบบ	15
3.1 สมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดียว	15
3.2 สมการทางคณิตศาสตร์ของการขนานวงจรแปลงผัน	19
3.3 การควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน	23
3.4 การจำลองการทำงาน	38
3.5 สรุป	44
บทที่ 4 การออกแบบและสร้างระบบต้นแบบ	45
4.1 วงจรภาคควบคุม	46
4.2 วงจรภาคกำลัง	52
4.3 วงจรควบคุมแรงดันและกระแส	56
4.4 สรุป	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การทดสอบวงจรต้นแบบ	61
5.1 การทดสอบวงจรแปลงผันทำงานแบบวงจรเดี่ยว	61
5.2 การทดสอบวงจรแปลงผันทำงานแบบขนานวงจร	64
5.3 การทดสอบการเสียหายของวงจรแปลงผัน	68
5.4 ประสิทธิภาพของวงจร	69
5.5 สรุป	71
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	73
6.1 สรุปผลการวิจัย	73
6.2 ข้อเสนอแนะ	74
เอกสารอ้างอิง	75
ภาคผนวก ก	79
ภาคผนวก ข	83
ประวัติผู้วิจัย	87

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1-1 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน	3
3-1 ค่าสัมประสิทธิ์ k ต่อมุมเฟสล่าช้า (Phase Lag)	29
3-2 รายการและข้อกำหนดทั่วไปของวงจรแปลงผันที่ใช้จำลองการทำงาน	39
3-3 รายการและข้อกำหนดทั่วไปที่ใช้จำลองการขนานวงจรแปลงผัน	42
4-1 รายการและข้อกำหนดทั่วไปของวงจรแปลงผันที่นำมาขนาน	53
5-1 รายการและข้อกำหนดทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยว	61
5-2 รายการและข้อกำหนดทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบขนาน	64
5-3 การทดสอบการขนานวงจรแปลงผันแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครนัสบั๊ก	70
ก-1 คุณสมบัติของวงจรแปลงผันที่ออกแบบ	80

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 แผนภูมิแสดงจำนวนทรานซิสเตอร์ที่ถูกบรรจุภายในโปรเซสเซอร์	5
2-2 แนวโน้มของแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสของโปรเซสเซอร์	6
2-3 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์	6
2-4 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์ในอนาคต	7
2-5 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบบ๊ิก	7
2-6 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบ๊ิกและสัญญาณขับนำเกต	8
2-7 การทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบ๊ิก	11
2-8 สัญญาณกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบ๊ิก	11
2-9 สัญญาณกระแสและแรงดันสำหรับการวิเคราะห์ค่า C_o	13
3-1 วงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบ๊ิกเมื่อพิจารณาค่าความต้านทานภายในของอุปกรณ์กำลัง	15
3-2 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบ๊ิก	16
3-3 วงจรสมมูลของการทำงานในสถานะที่ 1	16
3-4 วงจรสมมูลของการทำงานในสถานะที่ 2	18
3-5 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แบบซิงโครนัสบ๊ิก ที่มีการขนานกัน 4 วงจร	20
3-6 วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 1	20
3-7 วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 2	22
3-8 การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบ๊ิก	24
3-9 วงจรกรองทางด้านเอาต์พุต	24
3-10 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุต	25
3-11 อัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผันและมอดูเลต	26
3-12 วงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3	27
3-13 การตอบสนองความถี่ของวงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3	27
3-14 การชดเชยอัตราขยายวงเปิดให้เป็นไปตามข้อกำหนด	30
3-15 การตอบสนองความถี่ของ G_{OP} , G_C และ G_{total}	31
3-16 การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบ๊ิกแบบการขนาน	32
3-17 วงจรกรองทางด้านเอาต์พุตของการขนานวงจรแปลงผัน	33

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-18 วงจรสมมูลของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุตที่มีการขนาน	34
3-19 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุตแบบขนาน	34
3-20 อัตราขยายวงเปิดและมุมเฟสของวงจรแปลงผันแบบขนาน	35
3-21 การตอบสนองความถี่วงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3	36
3-22 การหาคะพจน์อัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผันแบบขนาน	37
3-23 การตอบสนองความถี่ของ G_{OP} , G_C และ G_{total} ของวงจรแปลงผันแบบขนาน	38
3-24 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก	39
3-25 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันซิงโครนัสบั๊ก	40
3-26 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของภาระที่นำมาต่อกับวงจรแปลงผัน	40
3-27 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระจากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 15 W ไปที่ 30 W และกลับไป 15 W	41
3-28 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมวงจรแปลงผันแบบขนาน	42
3-29 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊กที่มีการขนาน	43
3-30 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของตัวเก็บประจุขนานกับภาระ	43
3-31 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันและกระแสรวมของขดลวดเหนี่ยวนำเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระ ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 45 W ไปที่ 90 W และกลับไป 45 W	44
4-1 โครงสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน	45
4-2 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง	46
4-3 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม	47
4-4 สัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้น	48
4-5 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์	48
4-6 การเปรียบเทียบสัญญาณควบคุม, สัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณมอดูเลตที่สร้างขึ้น	50
4-7 สัญญาณขับนำเกตที่ยังไม่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนอง	50
4-8 สัญญาณขับนำเกตที่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนองแล้ว	51
4-9 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250	52

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-10 สัญญาณขั้วนำเกิด	52
4-11 วงจรภาคกำลังของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน	53
4-12 วงจรสับเบอรี่	54
4-13 วงจรตรวจจับกระแส	56
4-14 สัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยที่ CH1 ใช้วงจรตรวจจับกระแส และ CH2 ใช้โพรบวัดกระแส	56
4-15 วงจรควบคุมแรงดันและกระแส	59
5-1 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊กชนิดเฟสเดียว ที่ใช้ทดสอบ	62
5-2 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W	62
5-3 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W	63
5-4 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 30 W	63
5-5 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W ไปที่ 0 W	64
5-6 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊กที่มีการขนานกัน 4 วงจร ที่ใช้ทดสอบ	65
5-7 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W	65
5-8 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 90 W	66
5-9 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W ไปที่ 0 W	66
5-10 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 90 W	67
5-11 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W	68

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5-12 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_4 เมื่อโมดูลที่ 4 เสียหาย ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W	68
5-13 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน	69
5-14 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระในช่วง 0 W ถึง 90 W	70
ก-1 ความสัมพันธ์ระหว่าง A_L และ NI	81
ข-1 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่ขนานกัน 4 วงจร	84
ข-2 วงจรควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผัน	84
ข-3 การต่อภาระของวงจรแปลงผัน	85
ข-4 การทดสอบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงดันแบบที่สร้างขึ้นทั้งระบบ	85

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีได้รับการพัฒนาให้มีความก้าวหน้าอยู่เสมอ ตัวอย่างเช่น คอมพิวเตอร์ อินเทอร์เน็ต หรือ ระบบการสื่อสารข้อมูล เป็นต้น โดยมีเป้าหมายเพื่อตอบสนองต่อความต้องการของมนุษย์ในทุกๆด้าน โปรเซสเซอร์ (CPU) ก็เป็นอีกเทคโนโลยีหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาให้มีความก้าวหน้าอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเทคโนโลยีต่างๆเหล่านี้ล้วนแต่ถูกสร้างมาจากวงจรรวม (Integrated Circuit) ทั้งสิ้น [1] ประกอบด้วยจำนวนทรานซิสเตอร์จำนวนมากที่ถูกบรรจุอยู่ในชิพเพียงตัวเดียว จากความต้องการให้โปรเซสเซอร์มีประสิทธิภาพและความเร็วในการทำงานเพิ่มขึ้น ทำให้วิศวกรผู้ออกแบบจึงต้องเพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในไมโครโปรเซสเซอร์จำนวนมาก จากรายงานของบริษัทอินเทล (Intel Corporation) [2] ว่า ในปี 2007 จำนวนทรานซิสเตอร์ต่อชิพหนึ่งตัว จะเพิ่มขึ้นถึงระดับพันล้านตัว ซึ่งมากกว่าจำนวนทรานซิสเตอร์ในโปรเซสเซอร์ตัวแรกถึงหลายล้านเท่า ด้วยระยะเวลาเพียงสามสิบปี แต่จำนวนทรานซิสเตอร์จำนวนมากไม่ได้เป็นเพียงองค์ประกอบเดียวที่ทำให้โปรเซสเซอร์ทำงานได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม ยังมีอีกปัจจัยหนึ่งนั่นคือ ความเร็วในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์หรือเรียกว่า Clock Frequency ตัวอย่างเช่น ในอดีตโปรเซสเซอร์เบอร์ i286 ทำงานที่ความถี่ 10 MHz แต่ในปัจจุบัน Pentium 4 Processors ทำงานที่ความถี่ 3-4 GHz ซึ่งเพิ่มขึ้นจากเดิมหลายเท่าตัว

การเพิ่มความเร็วในการทำงานและทรานซิสเตอร์จำนวนมาก มีผลทำให้โปรเซสเซอร์ต้องการพลังงานเพิ่มขึ้นด้วย โดยในปัจจุบันโปรเซสเซอร์ของคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลมีอัตราการเผาผลาญพลังงานอยู่ที่ 100 W แต่สำหรับโปรเซสเซอร์ประสิทธิภาพสูง เช่น Itanium Processors มีอัตราการเผาผลาญพลังงานอยู่ที่ 130 W ซึ่งต่อไปในอนาคตโปรเซสเซอร์จะมีอัตราการเผาผลาญพลังงานสูงถึง 200 W ดังนั้นเพื่อให้โปรเซสเซอร์เผาผลาญพลังงานน้อยลงจึงมีการออกแบบให้โปรเซสเซอร์ทำงานที่แรงดันต่ำลง ดังสมการ $P_{CPU} = AV \times f \times C \times V_{CC}^2$ [3] โดยที่ AV คือ Activity Factor, f คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกา, C คือ ค่าความจุรวมของลอจิกเกตทั้งหมด, V_{CC} คือ แรงดันที่จ่ายให้โปรเซสเซอร์ เมื่อมีการเพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์มากขึ้น ทำให้ค่า C มากขึ้น [4] โดยที่ตัวแปรอื่นๆ มีการเปลี่ยนแปลงน้อย จากสมการดังกล่าวพบว่า โปรเซสเซอร์ต้องการพลังงาน

เพิ่มขึ้น [5, 6] การลดแรงดัน V_{CC} จึงเป็นวิธีที่ดี ต่อการลดพลังงานแพร่กระจายภายในโปรเซสเซอร์ลง ทำให้โปรเซสเซอร์ที่ผลิตออกมาในรุ่นใหม่ๆ จึงถูกออกแบบให้ทำงานที่แรงดันต่ำลงเรื่อยๆ ส่วนแหล่งจ่ายแรงดัน-กระแสของโปรเซสเซอร์ต้องเป็นแหล่งจ่ายที่พิเศษ นั่นคือมีความคงทนต่อการรบกวนระดับแรงดัน มีความสามารถในการจ่ายกระแสสูง และมีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ-กระแสสูง ที่มีประสิทธิภาพสูง [7, 8]

จุดเริ่มต้นของการใช้งานวงจรแปลงผันแรงดันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำ-กระแสสูงก็คือใช้ใน Pentium II Processors ซึ่งใช้วงจรบักชนิดเฟสเดียว (Single Phase Buck Converter) เพื่อแปลงผันแรงดันไฟตรง 5 V จากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายของคอมพิวเตอร์ (Silver Box) เป็นไฟตรง 3.3 V ที่กระแสเอาต์พุต 10 A ต่อมาเมื่อมีการพัฒนาโปรเซสเซอร์เป็น Pentium III Processors ซึ่งทำงานที่แรงดัน 1.5 V กระแส 30 A และอัตราสลับของกระแสเพิ่มจาก 1 A/ns ไปเป็น 8 A/ns ทำให้ไม่สามารถใช้วงจรแปลงผันดังกล่าวได้ จึงได้พัฒนาเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก ชนิดเฟสเดียว ที่มีการขนานสวิตช์กำลังหลายๆตัว [9, 10] โดยมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ (Bulk Capacitor) ทำหน้าที่เก็บสะสมพลังงานและตัวเก็บประจุขนาดเล็ก (Decoupling Capacitor) ทำหน้าที่จำกัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน การขนานสวิตช์กำลังในรูปแบบดังกล่าวทำให้วงจรแปลงผันสามารถจ่ายกระแสได้มากขึ้น แต่การทำงานที่ความถี่สวิตช์ต่ำ ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต [11, 12, 13] ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวเก็บประจุทั้งสองชนิดจำนวนมาก ซึ่งส่งผลต่อราคาและข้อจำกัดของพื้นที่บนเมนบอร์ด นอกจากนี้ยังมีการใช้ตัวเหนี่ยวนำค่ามากขึ้นเพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต ทำให้ความเร็วในการส่งถ่ายพลังงานและประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันลดลง ดังนั้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวข้างต้น จึงมีงานวิจัยจำนวนมาก ที่มีการปรับปรุงรูปแบบของวงจรแปลงผันไปเป็นวงจรแปลงผันแบบบักที่มีการขนานกันหลายวงจร (Multiphase Buck Converter) [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20] ด้วยการควบคุมสวิตช์กำลังให้ทำงานแบบเลื่อนเฟส (Phase-Shifting) ทำให้วงจรแปลงผันแบบนี้มีข้อดีคือ มีการหักล้างกันของกระแสกระเพื่อม (Cancellation of the Current Ripple) ทำให้กระแสกระเพื่อมลดลง ส่งผลให้การใช้ตัวเหนี่ยวนำลดลง การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงดีขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันสูงขึ้นด้วย นอกจากนี้ วงจรแปลงผันแบบบักที่มีการขนานกันหลายวงจร ยังมีข้อดีอีกอย่างหนึ่ง นั่นคือ มีการจัดการกับอุณหภูมิที่ดี เนื่องจากมีการกระจายกระแส (Current Distribution) ทำให้ความร้อนในสวิตช์กำลังน้อยลง จึงเหมาะสมที่จะพัฒนาเพื่อใช้สำหรับโปรเซสเซอร์ในอนาคต

ในงานวิจัยนี้เป็นการศึกษาทฤษฎี และแนวทางในการสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง -ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบัก ที่มีการขนาน แนวความคิดของงานวิจัยนี้อยู่ที่การออกแบบวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบัก ที่มีการขนานกัน 4 วงจร โดยให้สวิตช์อุปกรณ์กำลังทำงานที่

ความถี่สูงและทำงานแบบเลื่อนเฟส เพื่อลดกระแสกระเพื่อมภายในตัวเหนี่ยวนำและมีการควบคุมแรงดันและกระแสแบบแบ่งจ่ายกระแส (Current Sharing) [21, 22, 23, 24, 25] โดยมีเป้าหมายเพื่อให้มีความคงทนในการรักษาระดับแรงดัน สามารถจ่ายกระแสได้สูงและตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงภาระรวดเร็ว มีประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือสูง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน

1.2.2 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์ผลจากการทดลองหาสมรรถนะของวงจรที่สร้างขึ้น โดยพิจารณาจากค่าต่างๆ ดังนี้คือ ประสิทธิภาพ (%) ความคงทนต่อการรักษาระดับแรงดัน การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงภาระ และพฤติกรรมทางพลวัตต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระของระบบ

1.2.3 เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับโปรเซสเซอร์ในอนาคต

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

วิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน โดยมีข้อกำหนดในการออกแบบสร้างดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 1-1 ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน

รายการ	ข้อกำหนด
พิกัดแรงดันไฟตรงอินพุต	12 V
พิกัดแรงดันไฟตรงเอาต์พุต	1.5 V ($\pm 75\text{mV}$)
พิกัดกระแสเอาต์พุต	60 A
พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	90 W
ระบบควบคุม	Voltage Mode Control และ Current Sharing
ความถี่สวิตช์	50 kHz
จำนวนวงจรที่ขนานกัน	4 วงจร

1.4 วิธีการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษา ค้นคว้างานวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้อง
- 1.4.2 ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบ๊ิกและการขนานวงจรบ๊ิกแบบต่างๆ
- 1.4.3 สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แรงดันต่ำ กระแสสูง แบบซิงโครนัสบ๊ิก ที่มีการขนาน เพื่อจำลองการทำงานตามขอบเขตที่กำหนดไว้
- 1.4.4 สร้างเครื่องแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบ๊ิก ที่มีการขนาน ตามแบบจำลองที่ได้ออกแบบไว้
- 1.4.5 ทดสอบเครื่องแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่สร้างขึ้นและเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองการทำงาน
- 1.4.6 สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัยเพื่อจัดทำวิทยานิพนธ์และนำเสนอผลการวิจัย

1.5 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้

- 1.5.1 คอมพิวเตอร์บุคลที่มีประสิทธิภาพและความเร็วสูง
- 1.5.2 โปรแกรมสำเร็จรูปอาทิเช่น MATLAB, PSPICE เป็นต้น
- 1.5.3 ออสซิลโลสโคปแบบบันทึกค่าได้
- 1.5.4 มัลติมิเตอร์
- 1.5.5 โพรบกระแสพร้อมชุดขยายสัญญาณ

1.6 ประโยชน์ของการวิจัย

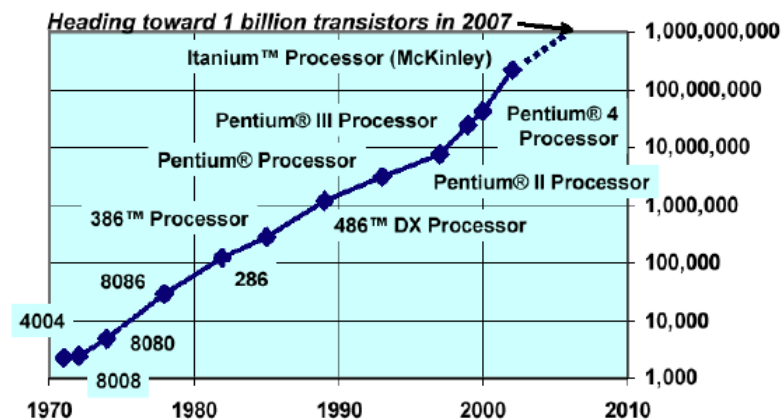
- 1.6.1 ได้แนวทางในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง – ไฟตรง แรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครนัสบ๊ิก ที่มีการขนาน
- 1.6.2 กระตุ้นให้เกิดการวิจัยในหัวข้อที่มีวัตถุประสงค์หลักเดียวกัน
- 1.6.3 ผลงานสามารถปรับปรุงเพื่อใช้ในเชิงพาณิชย์ได้
- 1.6.4 เสริมสร้างศักยภาพเทคโนโลยีภายในประเทศด้วยตัวเอง

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

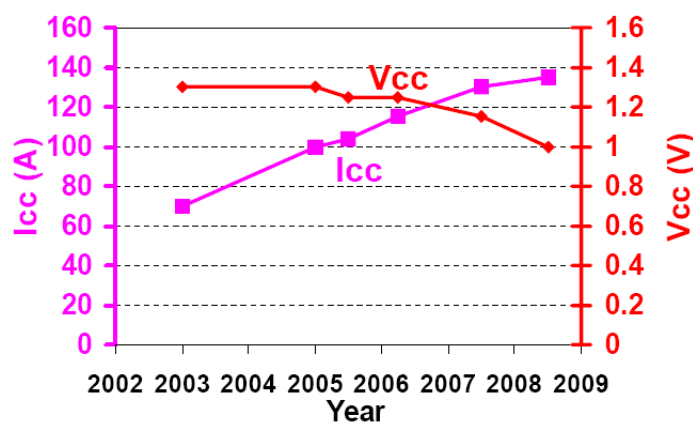
ปัจจุบันเทคโนโลยีของไมโครโปรเซสเซอร์ได้รับการพัฒนาให้มีความก้าวหน้าอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเห็นได้จากประสิทธิภาพและความเร็วของโปรเซสเซอร์ที่สูงขึ้นจากอดีตมาก ด้วยระยะเวลาเพียงสามสิบปี การทำให้ประสิทธิภาพและความเร็วของโปรเซสเซอร์สูงขึ้นนั้น วิศวกรผู้ผลิตได้เพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์เข้าไปในโปรเซสเซอร์จำนวนมาก เพื่อให้โปรเซสเซอร์สามารถประมวลผลการทำงานหลายๆ ฟังก์ชันได้ภายในเวลาอันรวดเร็ว จากภาพที่ 2-1 เห็นได้ว่าจำนวนทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้าไปในโปรเซสเซอร์สูงขึ้นจากอดีตหลายเท่าตัว ตัวอย่างเช่น ในปี ค.ศ. 1970 จำนวนทรานซิสเตอร์ต่อโปรเซสเซอร์อยู่ที่ระดับ 2,000 -3,000 ตัว แต่ในปัจจุบัน ปี 2007 อยู่ที่ระดับ 800-900 ล้านตัว ซึ่งสูงขึ้นจากเดิมหลายล้านเท่า



ภาพที่ 2-1 แผนภูมิแสดงจำนวนทรานซิสเตอร์ที่ถูกบรรจุภายในโปรเซสเซอร์ [2]

การเพิ่มจำนวนทรานซิสเตอร์เข้าไปในโปรเซสเซอร์จำนวนมาก มีผลทำให้โปรเซสเซอร์ต้องการกระแสเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นจึงทำให้โปรเซสเซอร์มีความต้องการพลังงานเพิ่มขึ้นด้วย แนวโน้มในอนาคต โปรเซสเซอร์ที่ถูกผลิตออกมาในรุ่นใหม่ๆ จะมีอัตราการใช้พลังงานแต่ละตัว สูงถึง 80-100 W ส่งผลให้เกิดการใช้พลังงานสูง นอกจากนี้การเพิ่มความเร็วในการทำงานของโปรเซสเซอร์ด้วยการเพิ่มค่าสัญญาณพิกาสสูงๆ ทำให้วิศวกรผู้ผลิตจึงต้องออกแบบให้โปรเซสเซอร์ทำงานที่แรงดันต่ำลง ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันของโปรเซสเซอร์จึงต้อง

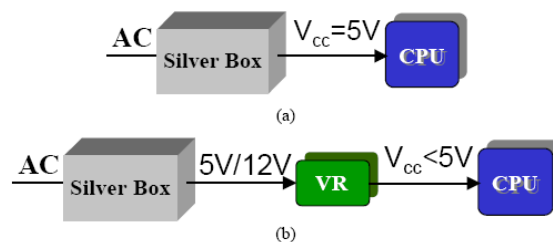
เป็นแหล่งจ่ายที่พิเศษ นั่นคือ เป็นแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ-กระแสสูง มีความคงทนในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงรวดเร็ว มีอัตราสลับของกระแสสูง และเป็นแหล่งจ่ายที่มีประสิทธิภาพสูง โดยแนวโน้มในอนาคตคาดว่า แหล่งจ่ายแรงดันของโปรเซสเซอร์จะต่ำลงเรื่อยๆ เช่น จากแรงดัน 1.5 V ลดลงเป็น 0.8 V และจะลดลงอีกในอีก 10 ถึง 15 ปีข้างหน้าแต่ในทางกลับกันความต้องการกระแสเพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นเดียวกัน ดังแสดงในภาพที่ 2-2 ดังนั้นการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงจึงเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องวิจัยและพัฒนาต่อไปในอนาคต



ภาพที่ 2-2 แนวโน้มของแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสของโปรเซสเซอร์ [2]

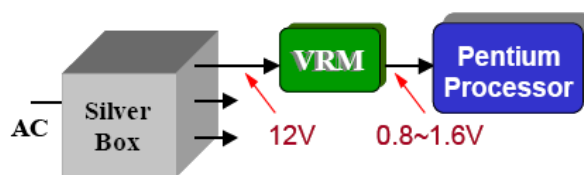
2.2 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์ [3]

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง ได้มีการนำมาใช้ครั้งแรกในโปรเซสเซอร์ตระกูล Pentium ของบริษัทอินเทล (Intel Pentium Processors) ซึ่งเป็นโปรเซสเซอร์รุ่นแรกๆ ที่ทำงานที่แรงดันต่ำกว่าแรงดันมาตรฐาน 5 V ทำให้โปรเซสเซอร์ไม่สามารถรับแรงดันโดยตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (Silver Box) ของคอมพิวเตอร์ได้ จึงจำเป็นต้องใช้วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเข้ามาลดทอนแรงดันให้เหมาะสมก่อนที่จะจ่ายให้กับโปรเซสเซอร์ ดังแสดงในภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์

ภาพที่ 2-3 (a) แสดงแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับโปรเซสเซอร์ในอดีต ซึ่งโปรเซสเซอร์สามารถรับแรงดันโดยตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายของคอมพิวเตอร์ และภาพที่ 2-3 (b) แสดงการต่อวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเพื่อลดทอนแรงดันให้เหมาะสมกับโปรเซสเซอร์ ซึ่งในอนาคตนั่นโปรเซสเซอร์จะถูกออกแบบมาให้ทำงานที่แรงดันต่ำลงอีกและในทางกลับกันความต้องการกระแสสูงขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งอาจจำเป็นต้องใช้โมดูลแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง (Voltage Regulator Modules) เข้ามาต่อเพื่อจ่ายแรงดันให้กับโปรเซสเซอร์ก็เป็นได้ ดังแสดงในภาพที่ 2-4

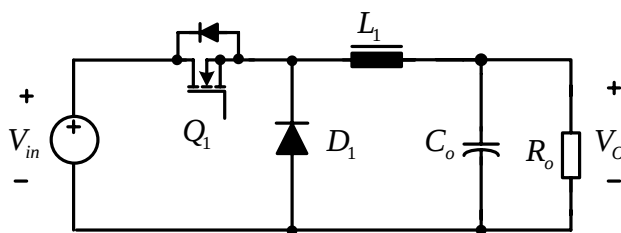


ภาพที่ 2-4 สถาปัตยกรรมของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงของโปรเซสเซอร์ในอนาคต

วงจรแปลงผันที่สามารถลดทอนแรงดันได้แก่ วงจรแปลงผันแบบบัก เนื่องจากวงจรแปลงผันชนิดนี้สามารถลดทอนแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้ต่ำกว่าแรงดันอินพุตได้สูงถึง 80 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์ ขึ้นอยู่กับลักษณะการออกแบบ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะกล่าวถึงการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบักเท่านั้น ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

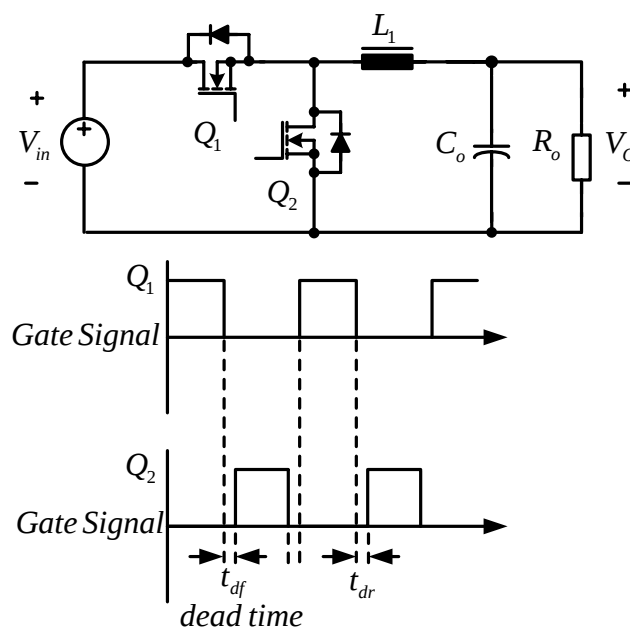
2.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบบัก [26]

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบบักธรรมดา (Conventional Buck) เป็นวงจรที่นิยมนำไปใช้สร้างวงจรแปลงผันแบบลดทอนแรงดัน แต่ไม่นิยมใช้ในวงจรแปลงผันแรงดันต่ำ-กระแสสูง เนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียภายในไดโอด D_1 สูง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำ วงจรแปลงผันแบบบักธรรมดาแสดงในภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบบัก

จากสาเหตุดังกล่าวจึงแทนที่ไดโอด D_1 ด้วยมอสเฟตกำลัง Q_2 ดังแสดงในภาพที่ 2-6 ซึ่งเรียกววงจรแปลงผันนี้ว่า วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊ก (Synchronous Buck Converter) ข้อดีของวงจรแปลงผันชนิดนี้คือ สามารถลดการเกิดกำลังสูญเสียภายใน Q_2 และในการออกแบบสามารถเลือกมอสเฟตกำลังที่มีความต้านทานภายในต่ำๆ มาใช้งานได้ ทำให้ลดกำลังสูญเสียที่เกิดจากสวิตช์กำลังลงได้ นอกจากนี้สามารถกำหนดค่าเวลาไร้ผลสนอง (Dead Time) ระหว่างการทำงานของสวิตช์กำลังได้ ส่งผลให้สวิตช์กำลังทำงานไม่พร้อมกัน ทำให้สวิตช์กำลังมีความปลอดภัยมากขึ้น



ภาพที่ 2-6 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊กและสัญญาณขับนำเกต

ดังนั้นวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊กจึงเป็นวงจรที่เหมาะสมในการใช้เป็นวงจรแปลงผันแรงดันต่ำกระแสสูง พื้นฐานการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊กมีหลายโหมดการทำงานขึ้นอยู่กับวิธีการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ดำเนินการพิจารณาที่โหมดกระแสขดลวดเหนี่ยวนำต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) จากภาพที่ 2-7 การทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊กในโหมด CCM แบ่งเป็น 2 ช่วง คือช่วงการทำงานที่ 1 ขณะสวิตช์ Q_1 ปิดวงจร, สวิตช์ Q_2 เปิดวงจร และช่วงการทำงานที่ 2 ขณะสวิตช์ Q_1 เปิดวงจร, สวิตช์ Q_2 ปิดวงจร การวิเคราะห์การทำงานจะสมมุติให้อุปกรณ์ภายในวงจรแปลงผันเป็นอุดมคติ และมีคุณสมบัติขณะทำงานที่สภาวะคงตัวดังนี้

1. ค่าเฉลี่ยแรงดัน V_{L_1} ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ มีค่าเป็นศูนย์
2. ค่าเฉลี่ยกระแส I_{C_0} ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ มีค่าเป็นศูนย์
3. การเปลี่ยนแปลงสุทธิของกระแส i_{L_1} ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ มีค่าเป็นศูนย์
4. ตัวเก็บประจุ C_0 มีค่าสูงมาก ดังนั้นแรงดัน V_O มีค่าคงที่ และไม่มีการกระเพื่อม
5. สวิตช์ Q_1 ปิดวงจรเป็นเวลา DT_s และเปิดวงจรเป็นเวลา $(1-D)T_s$

2.3.1 ช่วงการทำงานที่ 1 ($0 < t \leq DT_s$)

เมื่อสวิตช์ Q_1 เริ่มนำกระแสที่เวลา $t=0$ และหยุดนำกระแสที่เวลา $t=DT_s$ ขณะที่สวิตช์ Q_2 ถูกควบคุมไม่ให้นำกระแส วงจรสมมูลของช่วงการทำงานที่ 1 แสดงในภาพที่ 2-7 (b) ที่ช่วงเวลานี้กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ i_{L_1} เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นอย่างสม่ำเสมอจาก I_{min} ไปยัง I_{max} และเนื่องจากแรงดันอินพุตมีค่าสูงกว่าแรงดันเอาต์พุต ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 จะสะสมพลังงานไฟฟ้าไว้ในรูปแบบของสนามแม่เหล็ก รูปคลื่นของแรงดันและกระแสแสดงดังภาพที่ 2-8 โดยที่แรงดัน V_{L_1} หาได้จากสมการ

$$V_{L_1} = V_{in} - V_O = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (2-1)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_1}}{DT_s} = \frac{V_{in} - V_O}{L_1} \quad (2-2)$$

$$\therefore (\Delta i_{L_1})_{CLOSED} = \left(\frac{V_{in} - V_O}{L_1} \right) DT_s \quad (2-3)$$

2.3.2 ช่วงการทำงานที่ 2 ($DT_s < t \leq T_s$)

เมื่อสวิตช์ Q_1 หยุดนำกระแสที่เวลา $t=DT_s$ ในขณะที่สวิตช์ Q_2 เริ่มนำกระแส วงจรสมมูลของช่วงการทำงานที่ 2 แสดงในภาพที่ 2-7 (c) ที่ช่วงเวลานี้กระแส i_{L_1} ไม่สามารถกลับทิศทางการไหลได้ทันทีทันใด แต่จะลดลงเป็นเชิงเส้นจาก I_{max} ไปยัง I_{min} และเนื่องจากพลังงานที่สะสมไว้ในช่วงการทำงานที่ 1 จะถูกส่งถ่ายไปยังภาระ R_O แสดงดังภาพที่ 2-7 (c) โดยที่แรงดัน V_{L_1} หาได้จากสมการ

$$V_{L_1} = -V_O = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (2-4)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_1}}{(1-D)T_s} = \frac{-V_o}{L_1} \quad (2-5)$$

$$\therefore (\Delta i_{L_1})_{OPENED} = \left(\frac{-V_o}{L_1} \right) (1-D)T_s \quad (2-6)$$

เมื่อวงจรทำงานที่สภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงสุทธิของกระแส i_{L_1} ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$(\Delta i_{L_1})_{CLOSED} + (\Delta i_{L_1})_{OPENED} = 0 \quad (2-7)$$

แทนสมการที่ (2-3) และ (2-6) ลงในสมการที่ (2-7) จะได้

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L_1} \right) DT_s + \left(\frac{-V_o}{L_1} \right) (1-D)T_s = 0$$

$$\therefore V_o = DV_{in} \quad (2-8)$$

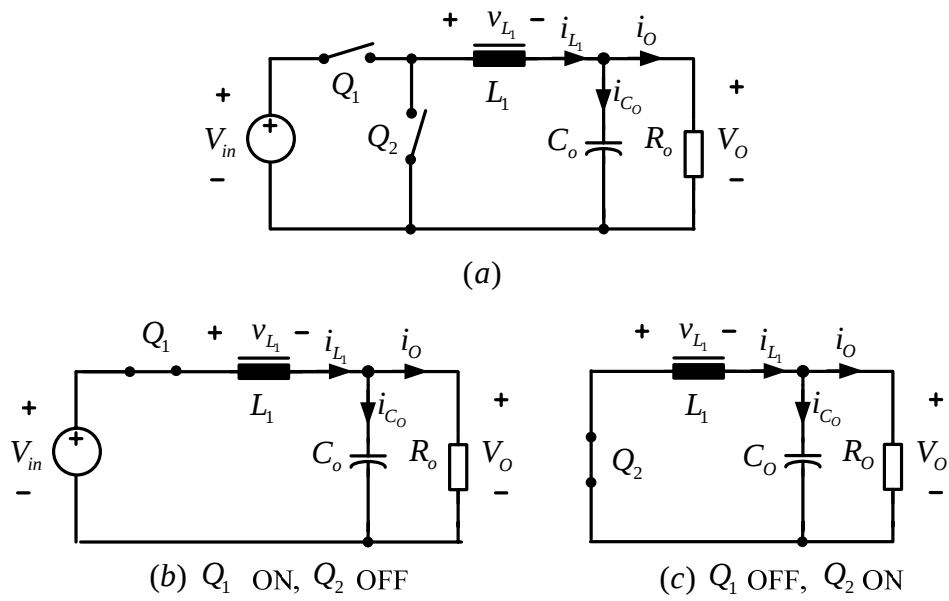
จากสมการที่ (2-8) จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสขึ้นอยู่กับค่าแรงดันอินพุตและค่าวัฏจักรงาน (Duty Cycle : D) โดยแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันอินพุตเสมอ เมื่อวงจรทำงานที่สภาวะคงตัว ค่ากระแสของตัวเก็บประจุเฉลี่ย (I_{C_o}) ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ (T_s) มีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่กระแสตัวเหนี่ยวนำเฉลี่ย (I_{L_1}) จะเท่ากับค่ากระแสเอาต์พุตเฉลี่ย (I_o) ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{L_1} = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (2-9)$$

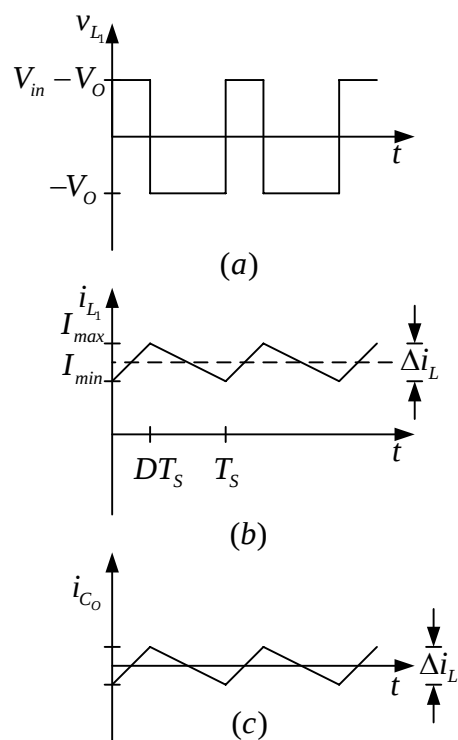
การเปลี่ยนแปลงของกระแส หาได้จากสมการที่ (2-3) และ (2-6) ดังนั้นค่ากระแสสูงสุดและต่ำสุดที่ตัวเหนี่ยวนำได้รับคือ

$$I_{max} = I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \quad (2-10)$$

$$= \frac{V_o}{R_o} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L_1} (1-D)T_s \right) \quad (2-11)$$



ภาพที่ 2-7 การทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัส



ภาพที่ 2-8 สัญญาณกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัส

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$I_{max} = V_o \left(\frac{1}{R_o} + \frac{(1-D)}{2L_1 f_s} \right) \quad (2-12)$$

$$I_{min} = I_{L_1} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \quad (2-13)$$

$$= \frac{V_o}{R_o} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{L_1} (1-D) T_s \right) \quad (2-14)$$

$$\therefore I_{min} = V_o \left(\frac{1}{R_o} - \frac{(1-D)}{2L_1 f_s} \right) \quad (2-15)$$

จากสมการที่ (2-15) หาค่าขดลวดเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{1min}) ที่ยังคงทำให้วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสทำงานในโหมด CCM โดยกำหนดให้ I_{min} มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\therefore L_{1min} = \frac{(1-D)R_o}{2f_s} \quad (2-16)$$

2.3.3 การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต

ในหัวข้อที่ผ่านมาการวิเคราะห์ได้สมมติให้ตัวเก็บประจุ C_o มีค่าสูงมากเป็นอนันต์ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และไม่มีการกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุต ซึ่งไม่สามารถหาค่าตัวเก็บประจุดังกล่าวได้ในทางปฏิบัติ การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่ตัวเก็บประจุ C_o ดังสมการ

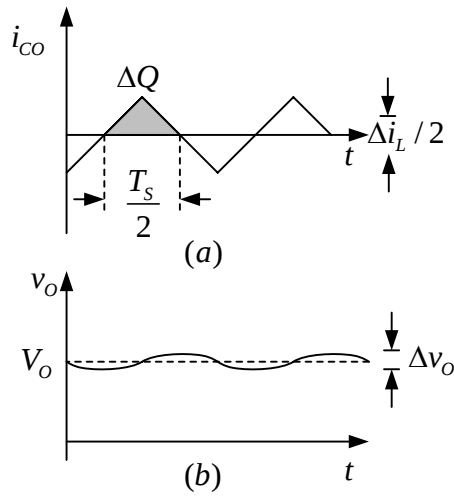
$$i_{Co} = i_{L_1} - i_o \quad (2-17)$$

การอัดประจุที่ C_o จะเกิดขึ้นเมื่อค่ากระแส i_{Co} เป็นบวก และจากนิยามความจุของตัวเก็บประจุคือ

$$Q = CV_o \quad (2-18)$$

$$\Delta Q = C \Delta V_o \quad (2-19)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2-20)$$



ภาพที่ 2-9 สัญญาณกระแสและแรงดันสำหรับการวิเคราะห์ค่า C_O

หาค่า ΔQ ได้จากพื้นที่ที่แรเงาในภาพที่ 2-9(a) ดังสมการ

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_{L_1}}{2} \right) = \left(\frac{T_s \Delta i_{L_1}}{8} \right) \quad (2-21)$$

$$\therefore \Delta V_O = \left(\frac{T_s \Delta i_{L_1}}{8 C_O} \right) \quad (2-22)$$

จากสมการที่ (2-6) แทนค่า Δi_{L_1} ลงในสมการที่ (2-22) จะได้ว่า

$$\Delta V_O = \frac{T_s}{8 C_O} \times \frac{V_O}{L_1} (1-D) T_s = \frac{V_O (1-D)}{8 C L_1 f_s^2} \quad (2-23)$$

2.4 สรุป

ที่กล่าวมาเป็นทฤษฎีและหลักการการทำงานเบื้องต้นของวงจรแปลงผันแบบซิงโครไนส์บักที่ทำงานในโหมดกระแสชดเชยต่อเนื่อง (CCM) รวมถึงวิธีการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรแปลงผันแบบต่อไป ส่วนการวิเคราะห์และจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครไนส์บัก จะกล่าวถึงในบทที่ 3 ต่อไป

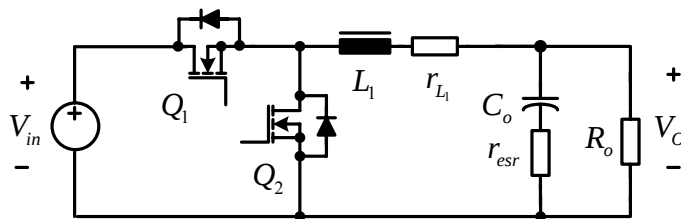
บทที่ 3

การวิเคราะห์และการจำลองระบบ

ในบทนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์และจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครนัสบั๊ก ซึ่งประกอบด้วย การวิเคราะห์หาสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันทั้งการทำงานแบบวงจรเดี่ยวและแบบขนานกัน 4 วงจร การวิเคราะห์การตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงผันและตัวควบคุม ผลจากการวิเคราะห์นำมาทำการจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรมแมทแลบ/ซิมูลิงค์ (MATLAB/Simulink) เพื่อศึกษาพฤติกรรมทางพลวัตของระบบและใช้เป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันต่อไป

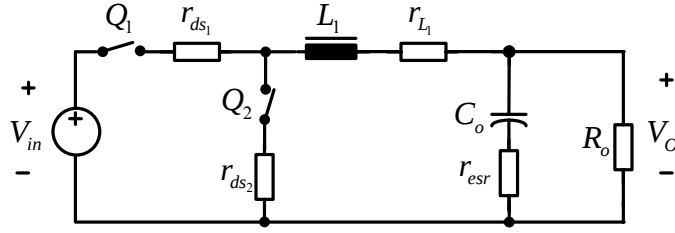
3.1 สมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยว

ในการวิเคราะห์หาสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผัน จะพิจารณาค่าความต้านทานภายในของอุปกรณ์กำลังประกอบด้วย ความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ (r_{L_n}) ความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ (r_{esr}) และความต้านทานภายในของมอสเฟตกำลัง (r_{ds}) เนื่องจากความต้านทานเหล่านี้ส่งผลต่อประสิทธิภาพและความสามารถในการจ่ายกระแสของวงจรแปลงผัน ดังแสดงในภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 วงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊กเมื่อพิจารณาค่าความต้านทานภายในของอุปกรณ์กำลัง

จากภาพที่ 3-1 เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานภายในของอุปกรณ์กำลัง ซึ่งภายในมอสเฟตกำลังประกอบด้วยความต้านภายในของมอสเฟตขณะนำกระแส (r_{ds}) ต่ออนุกรมกับสวิตช์ Q_n ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L_1) อนุกรมกับความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ (r_{L_1}) และตัวเก็บประจุประกอบด้วยตัวเก็บประจุ (C_o) ต่ออนุกรมกับความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ (r_{esr}) เขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังภาพที่ 3-2

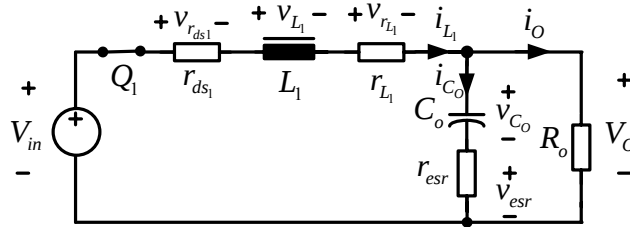


ภาพที่ 3-2 วงจรสมมูลของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัส

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัส ที่ทำงานในโหมด กระแสชดลวดเหนี่ยวนำต่อเนื่อง (CCM) สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 สถานะคือ สถานะที่ 1 ($0 < t \leq DT_s$) และ สถานะที่ 2 ($DT_s < t \leq T_s$) ซึ่งการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดังต่อไปนี้

3.1.1 สถานะที่ 1 ($0 < t \leq DT_s$)

การทำงานในสถานะที่ 1 เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ Q_1 ปิดวงจร และสวิตช์ Q_2 เปิดวงจร สามารถเขียนวงจรสมมูลของการทำงานได้ดังภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 วงจรสมมูลของการทำงานในสถานะที่ 1

เมื่อพิจารณาอุปแรงดันของวงจร จะได้ว่า

$$-V_{in} + V_{r_{ds1}} + V_{L_1} + V_{r_{L_1}} + V_o = 0 \quad (3-1)$$

$$-V_{in} + r_{ds1}(i_{L_1}) + L_1 \frac{d}{dt}(i_{L_1}) + r_{L_1}(i_{L_1}) + V_o = 0 \quad (3-2)$$

$$L_1 \frac{d}{dt}(i_{L_1}) + (r_{ds1} + r_{L_1})(i_{L_1}) = V_{in} - V_o \quad (3-3)$$

$$\frac{d}{dt}(i_{L_1}) = \frac{1}{L_1}(V_{in} - V_o) - \frac{1}{L_1}(rds_1 + r_{L_1})(i_{L_1}) \quad (3-4)$$

$$i_{L_1} = \frac{1}{L_1} \int (V_{in} - V_o) dt - \frac{1}{L_1} (rds_1 + r_{L_1}) \int i_{L_1} dt \quad (3-5)$$

เมื่อพิจารณาโน้ตกระแสของวงจร จะได้ว่า

$$i_C = i_{L_1} - i_o \quad (3-6)$$

$$C_o \frac{d}{dt}(V_{C_o}) = i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o} \quad (3-7)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{C_o}) = \frac{1}{C_o} (i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) \quad (3-8)$$

$$V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int (i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-9)$$

และเมื่อพิจารณาอุปแรงดันของวงจร จะได้ว่า

$$V_o = V_{esr} + V_{C_o} \quad (3-10)$$

$$V_o = r_{esr}(i_{C_o}) + V_{C_o} \quad (3-11)$$

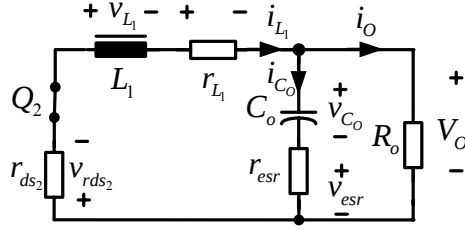
$$V_o = r_{esr}(C_o \frac{d}{dt} V_{C_o}) + V_{C_o} \quad (3-12)$$

นำสมการที่ (3-9) แทนลงในสมการที่ (3-12) จะได้ว่า

$$V_o = r_{esr}(i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) + \frac{1}{C_o} \int (i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-13)$$

3.1.2 สภาวะที่ 2 ($DT_s < t \leq T_s$)

การทำงานในสภาวะที่ 2 เริ่มต้นเมื่อ สวิตช์ Q_1 เปิดวงจร และสวิตช์ Q_2 ปิดวงจร เขียนวงจร สมมูลได้ดังภาพที่ 3-4



ภาพที่ 3-4 วงจรสมมูลของการทำงานในสถานะที่ 2

เมื่อพิจารณาอุปแรงดันของวงจร จะได้ว่า

$$V_{rds_2} + V_{L_1} + V_{r_{L_1}} + V_o = 0 \quad (3-14)$$

$$rds_2(i_{L_1}) + L_1 \frac{d}{dt}(i_{L_1}) + r_{L_1}(i_{L_1}) + V_o = 0 \quad (3-15)$$

$$L_1 \frac{d}{dt}(i_{L_1}) + (rds_2 + r_{L_1})(i_{L_1}) + V_o = 0 \quad (3-16)$$

$$L_1 \frac{d}{dt}(i_{L_1}) = -(rds_2 + r_{L_1})(i_{L_1}) - V_o \quad (3-17)$$

$$\frac{d}{dt}(i_{L_1}) = -\frac{1}{L_1}(rds_2 + r_{L_1})(i_{L_1}) - \frac{1}{L_1}V_o \quad (3-18)$$

$$i_{L_1} = -\frac{1}{L_1}(rds_2 + r_{L_1}) \int i_{L_1} dt - \frac{1}{L_1} \int V_o dt \quad (3-19)$$

เมื่อพิจารณาโนดกระแสของวงจร จะได้ว่า

$$i_C = i_{L_1} - i_o \quad (3-20)$$

$$C_o \frac{d}{dt}(V_{C_o}) = i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o} \quad (3-21)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{C_o}) = \frac{1}{C_o}(i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) \quad (3-22)$$

$$V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int (i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-23)$$

และเมื่อพิจารณาอุปแรงดันของวงจร จะได้ว่า

$$V_o = V_{esr} + V_{C_o} \quad (3-24)$$

$$V_o = r_{esr}(i_{C_o}) + V_{C_o} \quad (3-25)$$

$$V_o = r_{esr}(C_o \frac{d}{dt} V_{C_o}) + V_{C_o} \quad (3-26)$$

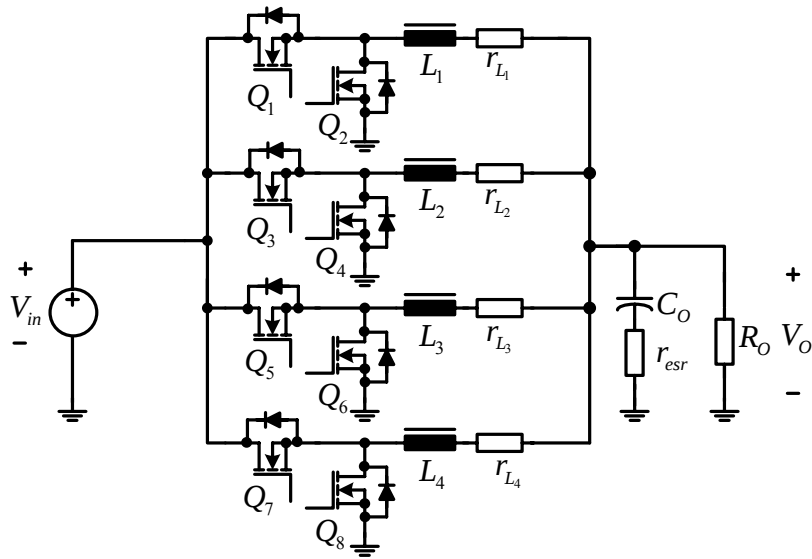
นำสมการที่ (3-23) แทนลงในสมการที่ (3-26) จะได้

$$V_o = r_{esr}(i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) + \frac{1}{C_o} \int (i_{L_1} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-27)$$

นำสมการที่ (3-5), (3-9), (3-13), (3-19), (3-23) และ (3-27) ไปใช้ในการเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันด้วยโปรแกรมแมทแลบ/ซิมูลิงค์ เพื่อจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันเบื้องต้นและศึกษาพฤติกรรมทางพลวัตของระบบ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสร้างวงจรแปลงผันต้นแบบต่อไป

3.2 สมการทางคณิตศาสตร์ของการขนานวงจรแปลงผัน

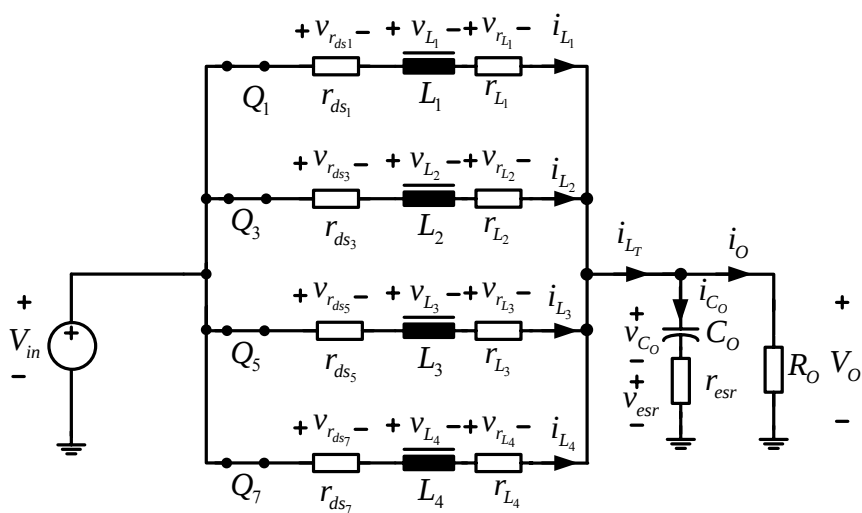
การขนานวงจรแปลงผันไฟตรงมีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสเอาต์พุตให้กับภาระ ทำให้วงจรแปลงผันสามารถจ่ายกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งวงจรแปลงผันที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นการนำวงจรซิงโครไนส์บัก จำนวน 4 วงจรมาขนานกัน เพื่อให้สามารถจ่ายกระแสสูงสุด 60 A การขนานวงจรแปลงผันแสดงในภาพที่ 3-5 ซึ่งในการวิเคราะห์หาสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันนั้น มีลักษณะการวิเคราะห์เช่นเดียวกับการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเดี่ยว คือ แบ่งออกเป็น 2 ช่วงการทำงาน ได้แก่ ในช่วงการทำงานที่ 1 และช่วงการทำงานที่ 2 โดยในช่วงการทำงานที่ 1 ($0 < t \leq DT_s$) กำหนดให้สวิตช์ด้านบน (Top Switch) ปิดวงจรด้วยช่วงเวลาเท่าๆ กัน คือ $0 < t \leq DT_s$ ได้แก่ สวิตช์ Q_1, Q_3, Q_5 และ Q_7 ส่วนในช่วงการทำงานที่ 2 ($DT_s < t \leq T_s$) กำหนดให้สวิตช์ด้านล่าง (Bottom Switch) Q_2, Q_4, Q_6 และ Q_8 ปิดวงจรด้วยช่วงเวลาเท่าๆ กัน คือ $DT_s < t \leq T_s$ วงจรสมมูลของการทำงานของวงจรแปลงผันทั้ง 2 สถานะแสดงดังภาพที่ 3-6 และ ภาพที่ 3-7 การวิเคราะห์สมการคณิตศาสตร์ของการขนานวงจรแปลงผันมีรายละเอียดดังนี้



ภาพที่ 3-5 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แบบซิงโครนัสสี่เฟส ที่มีการขนานกัน 4 วงจร

3.2.1 ช่วงการทำงานที่ 1 ($0 < t \leq DT_s$)

การทำงานของวงจรแปลงผันในช่วงที่ 1 เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ Q_1, Q_3, Q_5 และ Q_7 ปิดวงจร และสวิตช์ Q_2, Q_4, Q_6 และ Q_8 เปิดวงจร ตลอดช่วงเวลา $0 < t \leq DT_s$ วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 1 แสดงในภาพที่ 3-6



ภาพที่ 3-6 วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 1

จากภาพที่ 3-6 สามารถวิเคราะห์หากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรได้จากสมการต่อไปนี้

$$i_{L_1} = \frac{1}{L_1} \int (V_{in} - V_o) dt - \frac{1}{L_1} (rds_1 + r_{L_1}) \int i_{L_1} dt \quad (3-28)$$

$$i_{L_2} = \frac{1}{L_2} \int (V_{in} - V_o) dt - \frac{1}{L_2} (rds_3 + r_{L_2}) \int i_{L_2} dt \quad (3-29)$$

$$i_{L_3} = \frac{1}{L_3} \int (V_{in} - V_o) dt - \frac{1}{L_3} (rds_5 + r_{L_3}) \int i_{L_3} dt \quad (3-30)$$

$$i_{L_4} = \frac{1}{L_4} \int (V_{in} - V_o) dt - \frac{1}{L_4} (rds_7 + r_{L_4}) \int i_{L_4} dt \quad (3-31)$$

ผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำหาได้จากสมการ

$$i_{L_T} = i_{L_1} + i_{L_2} + i_{L_3} + i_{L_4} \quad (3-32)$$

แทนสมการที่ (3-28), (3-29), (3-30) และ (3-31) ลงในสมการที่ (3-32)

$$\begin{aligned} i_{L_T} = & \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4} \right) \int (V_{in} - V_o) dt - \left(\frac{1}{L_1} (rds_1 + r_{L_1}) \int i_{L_1} dt \right) - \left(\frac{1}{L_2} (rds_3 + r_{L_2}) \int i_{L_2} dt \right) \\ & - \left(\frac{1}{L_3} (rds_5 + r_{L_3}) \int i_{L_3} dt \right) - \left(\frac{1}{L_4} (rds_7 + r_{L_4}) \int i_{L_4} dt \right) \end{aligned} \quad (3-33)$$

ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุหาได้จากสมการ

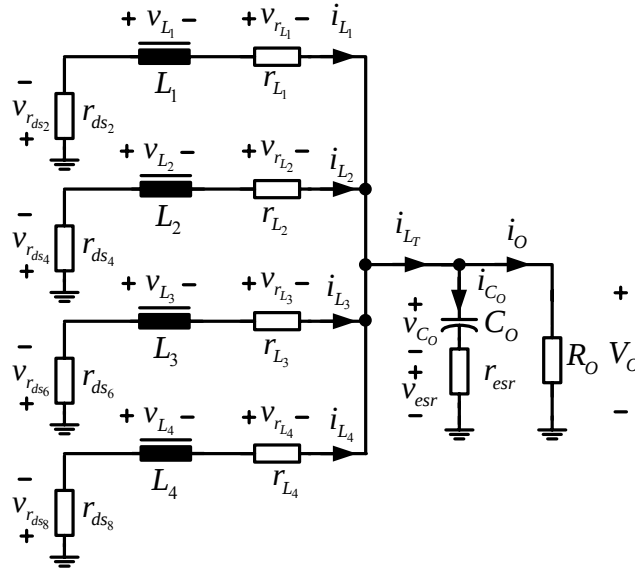
$$V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-34)$$

และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_o = r_{esr} (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) + \frac{1}{C_o} \int (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-35)$$

3.2.2 ช่วงการทำงานที่ 2 ($DT_s < t \leq T_s$)

การทำงานของวงจรแปลงผันในช่วงที่ 2 เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ Q_1, Q_3, Q_5 และ Q_7 เปิดวงจร และสวิตช์ Q_2, Q_4, Q_6 และ Q_8 ปิดวงจร ตลอดช่วงเวลา $DT_s < t \leq T_s$ วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 1 แสดงในภาพที่ 3-7



ภาพที่ 3-7 วงจรสมมูลของการทำงานในช่วงที่ 2

จากภาพที่ 3-7 สามารถวิเคราะห์หากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรได้จากสมการต่อไปนี้

$$i_{L_1} = -\frac{1}{L_1}(r_{ds_2} + r_{L_1}) \int i_{L_1} dt - \frac{1}{L_1} \int V_o dt \quad (3-36)$$

$$i_{L_2} = -\frac{1}{L_2}(r_{ds_4} + r_{L_2}) \int i_{L_2} dt - \frac{1}{L_2} \int V_o dt \quad (3-37)$$

$$i_{L_3} = -\frac{1}{L_3}(r_{ds_6} + r_{L_3}) \int i_{L_3} dt - \frac{1}{L_3} \int V_o dt \quad (3-38)$$

$$i_{L_4} = -\frac{1}{L_4}(r_{ds_8} + r_{L_4}) \int i_{L_4} dt - \frac{1}{L_4} \int V_o dt \quad (3-39)$$

ผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำหาได้จากสมการ

$$i_{L_T} = i_{L_1} + i_{L_2} + i_{L_3} + i_{L_4} \quad (3-40)$$

แทนสมการที่ (3-36), (3-37), (3-38) และ (3-39) ลงในสมการที่ (3-40)

$$\begin{aligned} i_{L_T} = & -\left(\frac{1}{L_1}(rds_2 + r_{L_1})\int i_{L_1} dt\right) - \left(\frac{1}{L_2}(rds_4 + r_{L_2})\int i_{L_2} dt\right) - \left(\frac{1}{L_3}(rds_6 + r_{L_3})\int i_{L_3} dt\right) \\ & - \frac{1}{L_4}(rds_8 + r_{L_4})\int i_{L_4} dt - \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \frac{1}{L_4}\right)\int V_o dt \end{aligned} \quad (3-41)$$

ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุหาได้จากสมการ

$$V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-42)$$

และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_o = r_{esr} (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) + \frac{1}{C_o} \int (i_{L_T} - \frac{V_o}{R_o}) dt \quad (3-43)$$

นำสมการที่ (3-28) ถึงสมการที่ (3-43) ไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมแมทแลบ/ซิมูลิงค์ เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊กที่มีภาระงานและใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรต้นแบบต่อไป

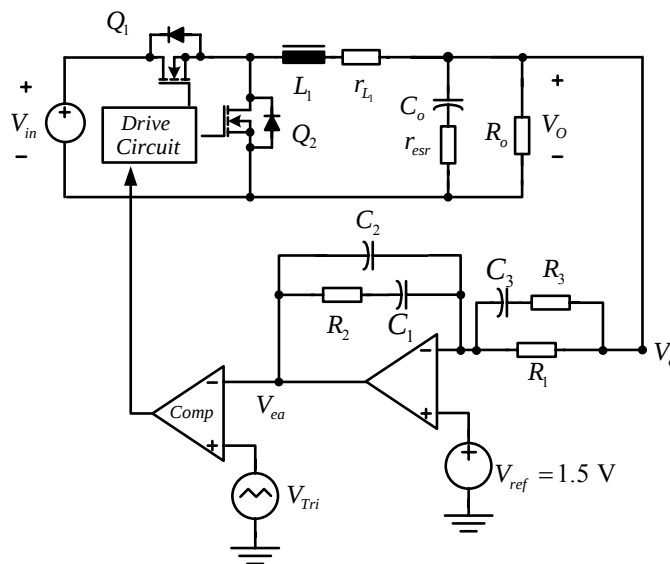
3.3 การควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน [27]

การควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันมีวัตถุประสงค์เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ โดยใช้วิธีการป้อนกลับแรงดันและกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI-Controller) ทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุต ในการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมวงจรแปลงผันจะต้องอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบตามวิธีการของไนควิสต์ (Nyquist) ซึ่งสอดคล้องกับข้อกำหนดต่อไปนี้

1. ที่ความถี่ตัดผ่านเกณฑ์ศูนย์ (Cross Over Frequency; f_{co}) ได้จากสมการ $f_{co} = \frac{1}{5} f_{sw}$
2. ที่ความถี่ f_{co} ความชันของอัตราขยายแรงดัน (Total Slope Gain) เท่ากับ -20 dB/Decade
3. ที่ความถี่ f_{co} มีเฟสมาร์จิน (Phase Margin) มากกว่า 45 องศา

3.3.1 การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยว

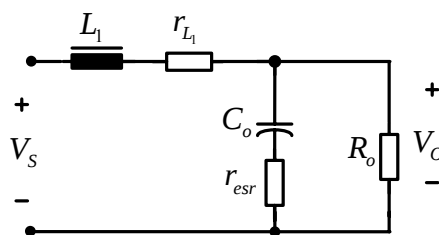
การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันใช้วิธีการควบคุมป้อนกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ดังแสดงในภาพที่ 3-8 ซึ่งในการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันนั้นจะพิจารณาจากลักษณะการตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรแปลงผันประกอบด้วย อัตราขยาย (Gain) และมุมเฟส (Phase) ของระบบ เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันต่อไป และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ลักษณะการตอบสนองความถี่ของวงจรแปลงผันและการออกแบบวงจรควบคุม จึงได้แบ่งการพิจารณาวงจรแปลงผันออกเป็น 3 ส่วนดังต่อไปนี้



ภาพที่ 3-8 การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก

3.3.1.1 อัตราขยายของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุต (G_{LC})

วงจรกรองทางด้านเอาต์พุต ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ ความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตดังแสดงในภาพที่ 3-9



ภาพที่ 3-9 วงจรกรองทางด้านเอาต์พุต

โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรหาได้จากสมการ

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{(r_{esr}R_oC_o)s + R_o}{(R_oL_1C_o + r_{esr}L_1C_o)s^2 + (r_{esr}R_oC_o + r_{L_1}R_oC_o + L_1 + r_{L_1}r_{esr}C_o)s + (r_{L_1} + R_o)} \quad (3-44)$$

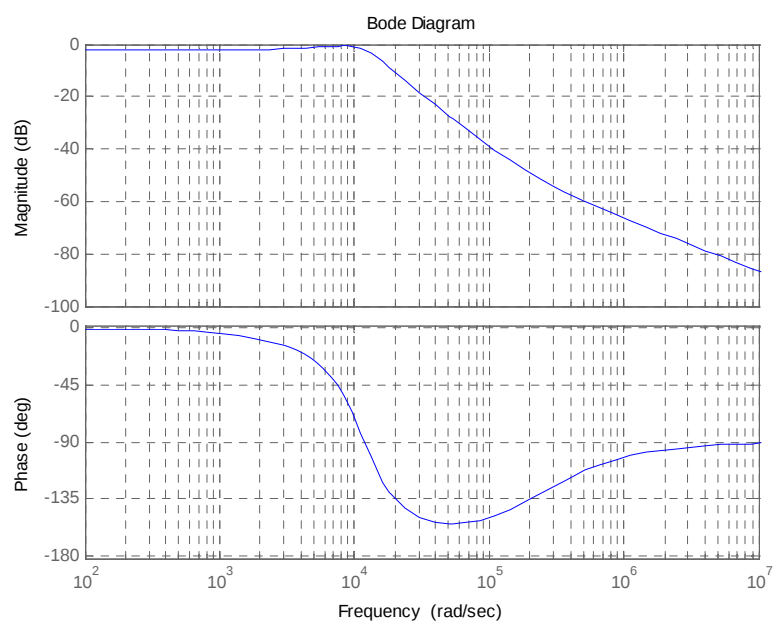
โดยที่ V_o คือแรงดันเอาต์พุต

V_s คือแรงดันเฉลี่ยด้านเข้าของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุต

เมื่อนำสมการที่ (3-44) มาวาดบนแผนภาพโบด (Bode Plot) โดยใช้พารามิเตอร์ในภาคผนวก ก และโดยใช้โปรแกรมแมทแล็บ ซึ่งแผนภาพโบดที่ได้มีลักษณะดังภาพที่ 3-10 โดยที่ความถี่ $f_{L_1C_o}$ และความถี่ f_{esr} หาได้จากสมการ

$$f_{L_1C_o} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(4.2 \times 10^{-6})(2200 \times 10^{-6})}} = 1.655 \text{ kHz}$$

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi r_{esr}C_o} = \frac{1}{2\pi(2 \times 10^{-3})(2200 \times 10^{-6})} = 36.17 \text{ kHz}$$



ภาพที่ 3-10 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุต

3.3.1.2 อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (G_{PWM})

อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์เป็นอัตราส่วนของแรงดันขยายผลต่าง (Error Amp Voltage; V_{ea}) ต่อแรงดันเฉลี่ยด้านเข้าของวงจรช่องทางด้านเอาต์พุต ดังสมการ

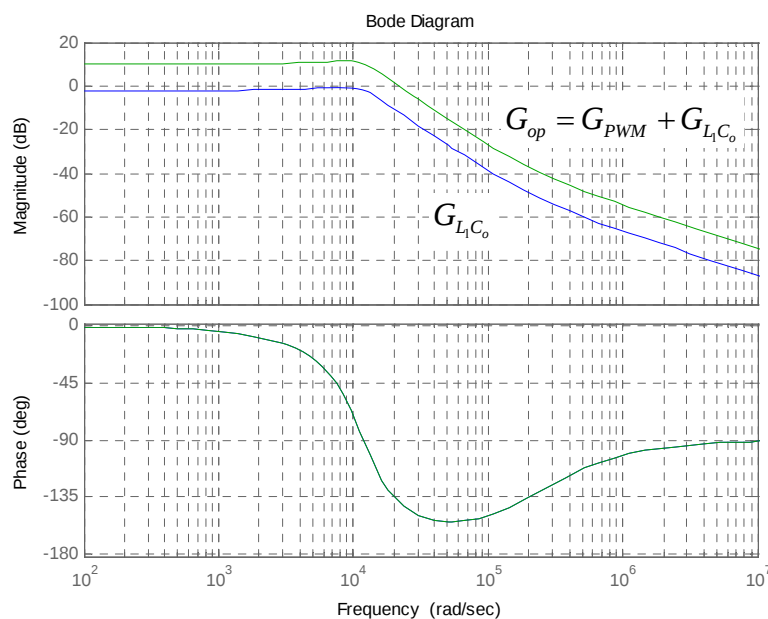
$$G_{PWM} = 20 \log\left(\frac{V_s}{V_{ea}}\right) \quad (3-45)$$

โดยปกติแล้วแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายผลต่าง (V_{ea}) มีค่าเท่ากับแรงดันสามเหลี่ยมที่นำมอดูเลต (V_{Tri}) ที่วัฏจักรงานสูงสุด 100% ส่วนแรงดันเฉลี่ยด้านเข้าของวงจรช่องทางด้านเอาต์พุต คือ 12 V ดังนั้นอัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (G_{PWM}) หาได้จาก

$$G_{PWM} \approx 20 \log\left(\frac{V_s}{V_{Tri}}\right) \quad (3-46)$$

แทนค่าลงในสมการที่(3-46) จะได้ว่า $20 \log(V_s / V_{Tri}) = 20 \log(12/4) = 9.54 \text{ dB}$ ดังนั้นผลรวมของอัตราขยายของวงจรช่องทางด้านเอาต์พุต (G_{LC}) กับ อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (G_{PWM}) ซึ่งเป็นอัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผัน (G_{op}) ดังสมการที่ (3-47) และลักษณะการตอบสนองความถี่ดังแสดงในภาพที่ 3-11

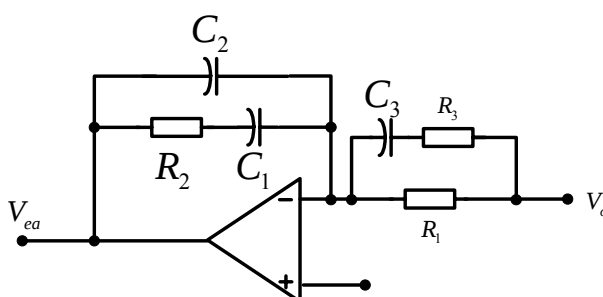
$$G_{op} = G_{PWM} + G_{L_1C_o} \quad (3-47)$$



ภาพที่ 3-11 อัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผันและมุมเฟส

3.3.1.3 อัตราขยายของตัวควบคุมแรงดัน (G_C)

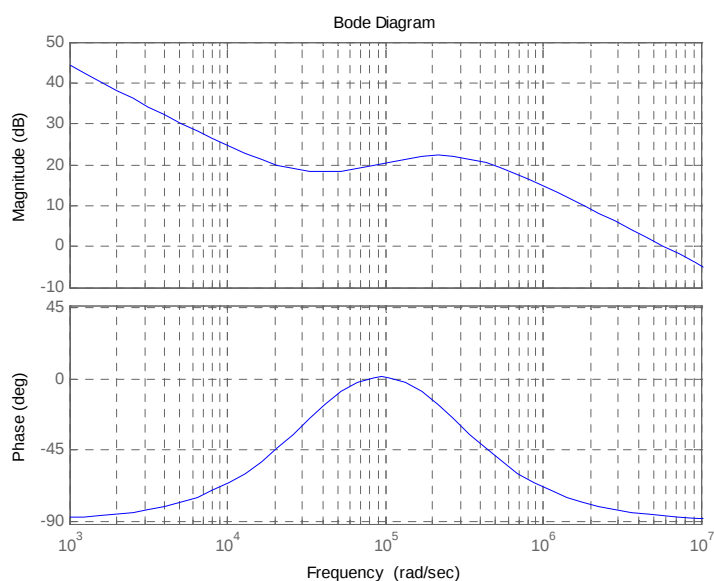
เมื่อพิจารณาอัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผัน (G_{op}) พบว่าที่ความถี่ ($f_{co} = 10$ kHz) มีความชันของอัตราขยายเท่ากับ -40 dB/Decade ซึ่งไม่เป็นไปตามข้อกำหนดและวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของไนควิส ดังนั้นเพื่อชดเชยให้ระบบมีเสถียรภาพตามวิธีการข้างต้น จึงต้องต่อวงจรชดเชย (Compensate Circuit) เข้าไปเพื่อชดเชยให้จุดดังกล่าวมีเฟสมาจिन มากกว่า 45 องศา และมีความชันของอัตราขยายวงเปิดรวม (Total Slope Gain) เท่ากับ -20 dB/Decade โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอชนิดที่ 3 ดังแสดงในภาพที่ 3-12



ภาพที่ 3-12 วงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3

โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุมหาได้จากสมการ

$$G_C(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ea}(s)} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3) \left[1 + sR_2 \left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) \right]} \quad (3-48)$$



ภาพที่ 3-13 การตอบสนองความถี่วงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3

จากภาพที่ 3-11 เมื่อพิจารณาที่ความถี่ f_{co} พบว่ามีอัตราขยายไฟตรง (DC Gain) เท่ากับ -14.2 dB และมีความชันเท่ากับ -40 dB/Decade ดังนั้นจึงต้องต่อวงจรควบคุมแรงดันเข้าไปเพื่อชดเชยให้มีอัตราขยายวงเปิดรวม (Total Open Loop Gain) เท่ากับ 0 dB และมีความชันของอัตราขยาย เท่ากับ -20 dB/Decade เมื่อพิจารณามุมเฟสของระบบ พบว่าที่ความถี่ f_{co} จะต้องมีย่านมากกว่า 45 องศา ดังนั้นมุมเฟสของระบบ (Phase Shift Around the Loop; θ) หาได้จาก

$$\theta = 360^\circ - 45^\circ = 315^\circ \quad (3-49)$$

และมุมเฟสล่าช้า (Phase Lag) ที่ความถี่ f_{co} อันเนื่องมาจาก f_{esr} หาได้จากสมการ

$$\theta_{lag} = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{f_{co}}{f_{esr}}\right) = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{10k}{36.17k}\right) = 164.54^\circ \quad (3-50)$$

ดังนั้นวงจรควบคุมจะต้องรองรับมุมเฟสล่าช้า (Offer Phase Lag) เท่ากับ

$$\theta_{ea} = 315^\circ - 164.54^\circ = 150.45^\circ \quad (3-51)$$

เมื่อพิจารณามุมเฟสของวงจรควบคุมแบบพีไอชนิดที่ 3 หาได้จากสมการ

$$\theta_{ea} = 270^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{f_{co}}{f_{z_1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_{co}}{f_{z_2}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{f_{p_1}}{f_{co}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{f_{p_2}}{f_{co}}\right) \quad (3-52)$$

จากสมการที่ (3-52) มุมเฟสล่าช้าเท่ากับ 270 องศา ประกอบด้วยมุมเฟสที่เกิดจากวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amp) ของควบคุมแรงดันโดยใช้โอปแอมป์ มีเท่ากับ 180 องศา และเกิดจากโพลที่จุดเริ่มต้นเท่ากับ 90 องศา และจากสมการที่ (3-52) กำหนดให้วงจรควบคุมมีโพลและซีโรซ้ำกัน คือ $f_{z_1} = f_{z_2}$ และ $f_{p_1} = f_{p_2}$ ตามลำดับ จะได้ว่า

$$\theta_{ea} = 270^\circ - 2 \tan^{-1}\left(\frac{f_{co}}{f_{z_1}}\right) + 2 \tan^{-1}\left(\frac{f_{p_1}}{f_{co}}\right) \quad (3-53)$$

กำหนดให้ $\frac{f_{co}}{f_{z_1}} = k$ และ $\frac{f_{p_1}}{f_{co}} = k$ แทนลงในสมการที่ (3-53) จะได้ว่า

$$\theta_{ea} = 270^\circ - 2 \tan^{-1}(k) + 2 \tan^{-1}\left(\frac{1}{k}\right) \quad (3-54)$$

เมื่อแทนค่า k เท่ากับ 2, 3,..., 5 ลงในสมการที่ (3-54) จะได้มุมเฟสล่าช้าต่อสัมประสิทธิ์ k ดังตารางที่ 3-1

ตารางที่ 3-1 สัมประสิทธิ์ k ต่อมุมเฟสล่าช้า (Phase Lag)

k	Phase Lag(°)
2	196.26
3	163.74
3.7	150.49
4	146.14
5	135.24
6	127.85

จากสมการที่ (3-51) วงจรควบคุมแรงดันต้องการมุมเฟสเท่ากับ 150.45 องศา ดังนั้นจากตารางที่ 3-1

เลือกค่า k เท่ากับ 3.7 จาก $\frac{f_{co}}{f_{z_1}} = k$ และ $\frac{f_{p_1}}{f_{co}} = k$ จะได้ว่า

$$f_{z_1} = \frac{f_{co}}{k} = \frac{10 \times 10^3}{3.7} = 2.70 \text{ kHz} \quad (3-55)$$

และ

$$f_{p_1} = k \cdot f_{co} = 3.7(10 \times 10^3) = 37 \text{ kHz} \quad (3-56)$$

โดยที่โพลและซีโรของวงจรควบคุมแรงดันแบบพีไอ ชนิดที่ 3 หาได้จากสมการ

$$G_{ea}(s) = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)}{sp_0(1 + sp_1)(1 + sp_2)} \quad (3-57)$$

เปรียบเทียบกับสมการที่ (3-48) และสมการที่ (3-57) จะได้ว่า

ซีโรตำแหน่งที่ 1 หาได้จากสมการ

$$f_{z_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (3-58)$$

ซีโรตำแหน่งที่ 2 หาได้จากสมการ

$$f_{z_2} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3) C_3} \quad (3-59)$$

โพลที่จุดเริ่มต้นหาได้จากสมการ

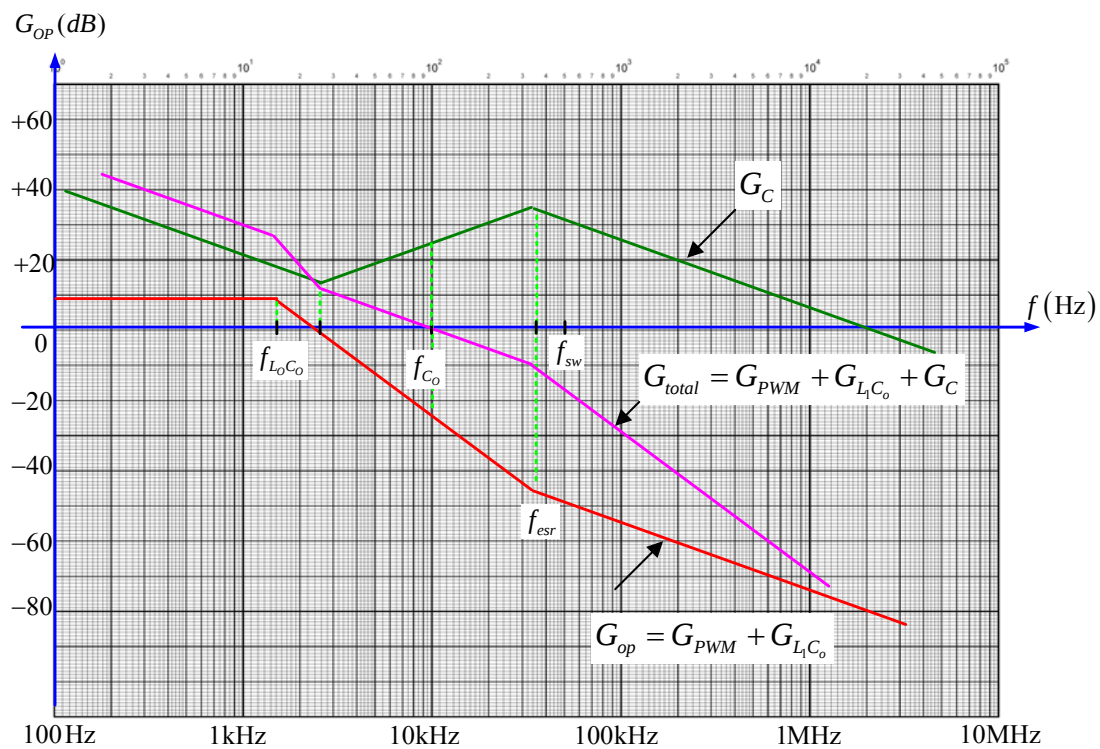
$$f_{p_0} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_1 + C_2)} \quad (3-60)$$

โพลตำแหน่งที่ 1 หาได้จากสมการ

$$f_{p_1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (3-61)$$

โพลตำแหน่งที่ 2 หาได้จากสมการ

$$f_{p_2} = \frac{1}{2\pi R_2 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (3-62)$$



ภาพที่ 3-14 การชดเชยอัตราขยายวงเปิดให้เป็นไปตามข้อกำหนด

จากภาพที่ 3-14 พิจารณาอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดัน พบว่าที่ความถี่ $f_{z_1} = f_{z_2}$ มีอัตราขยายเท่ากับ 14 dB หรือ $10^{14/20} = 5.01$ เท่า กำหนดให้ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า R_2 ได้จากสมการ

$$R_2 = R_1 K_1 = (1 \times 10^3)(5.01) = 5.01 \text{ k}\Omega \quad (3-63)$$

และเมื่อพิจารณาอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดันที่ความถี่ $f_{p_1} = f_{p_2}$ ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 34 dB หรือ $10^{34/20} = 50.1$ เท่า และกำหนดให้ $R_1 \gg R_3$ ดังนั้นหาค่า R_3 ได้จากสมการ

$$R_3 = R_2 / K_2 = (5.01 \times 10^3) / (50.1) = 200 \, \Omega \quad (3-64)$$

จากสมการที่ (3-61) แทนค่า $R_3 = 200 \, \Omega$ และ $f_{p_1} = 37 \text{ kHz}$ ตัวเก็บประจุ C_3 หาได้จาก

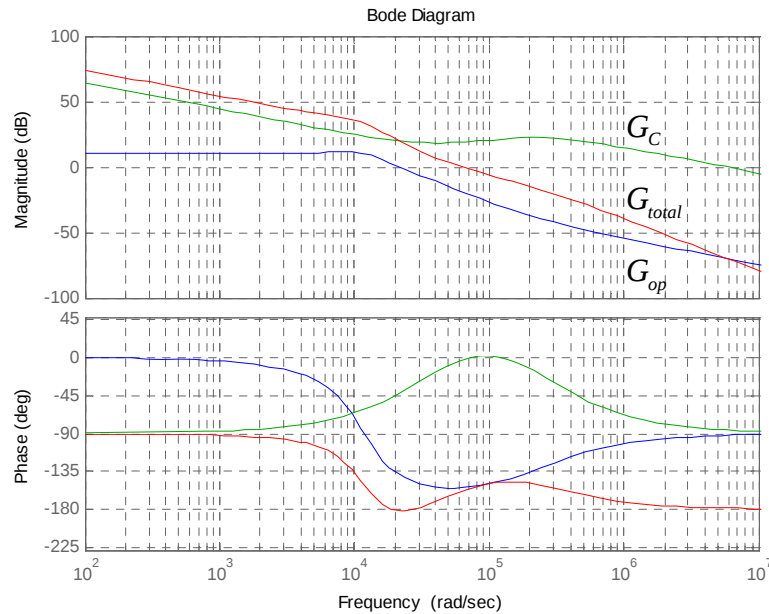
$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_3 f_{p_1}} = \frac{1}{2\pi (200)(37 \times 10^3)} = 21.51 \text{ nF} \quad (3-65)$$

นำสมการที่ (3-58) เท้ากับสมการที่ (3-59) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_1 หาได้จาก

$$C_1 = \frac{(R_1 + R_3)C_3}{R_2} = \frac{(1 \times 10^3 + 200)(21.51 \times 10^{-9})}{(5.01 \times 10^3)} = 5.15 \text{ nF} \quad (3-66)$$

นำสมการที่ (3-61) เท้ากับสมการที่ (3-62) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_2 หาได้จาก

$$C_2 = \frac{C_1 C_3 (R_3 / R_2)}{C_1 - C_3 (R_3 / R_2)} = \frac{(5.15 \times 10^{-9})(21.51 \times 10^{-9})(200 / 5.01 \times 10^3)}{(5.15 \times 10^{-9}) - (21.51 \times 10^{-9})(200 / 5.01 \times 10^3)} = 1.03 \text{ nF} \quad (3-67)$$

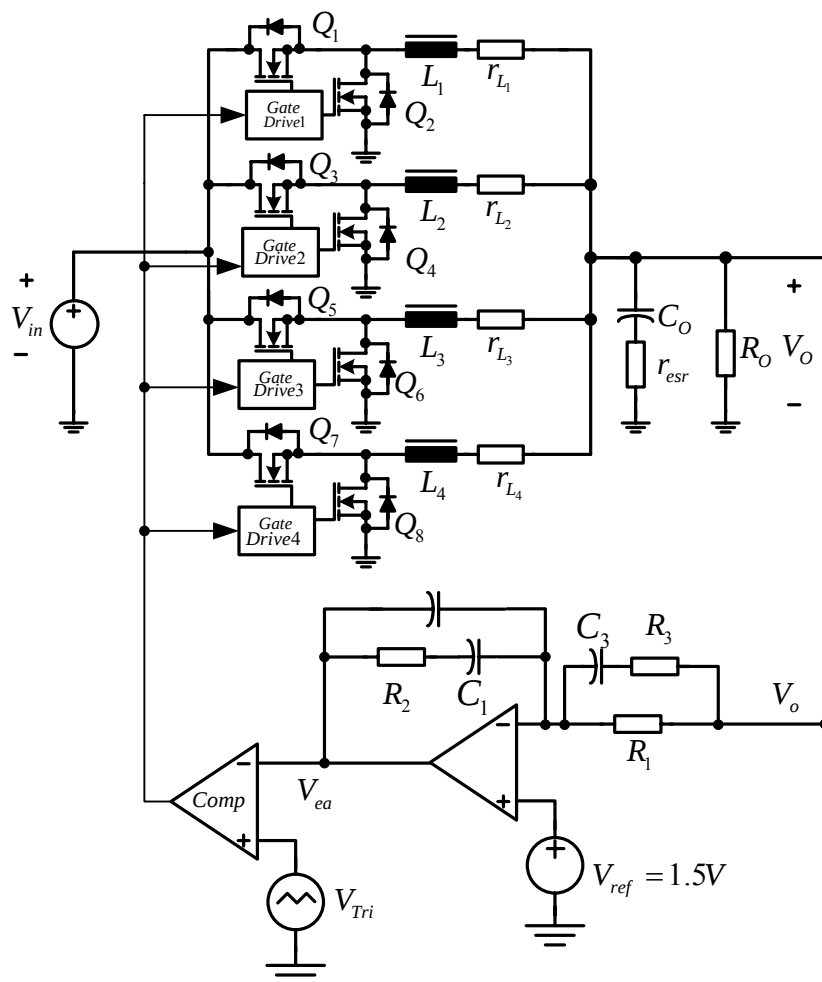


ภาพที่ 3-15 การตอบสนองความถี่ของ G_{OP} , G_C และ G_{total}

แทนค่าพารามิเตอร์ R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 และ C_3 ที่ได้จากการวิเคราะห์หลังในสมการฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุมแรงดันในสมการที่ (3-48) และนำฟังก์ชันโอนย้ายดังกล่าวไปใช้ในการจำลองการควบคุมวงจรแปลงผันต่อไป

3.3.2 การควบคุมการขนานวงจรแปลงผัน

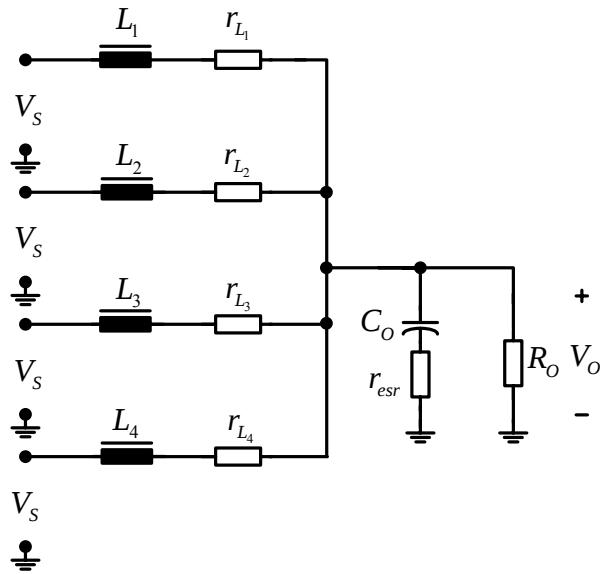
การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันที่มีการขนานใช้วิธีการควบคุมป้อนกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ เช่นเดียวกับวิธีการควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันแบบวงจรเดี่ยว การวิเคราะห์และออกแบบระบบได้แบ่งการพิจารณาวงจรแปลงผันออกเป็น 3 ส่วน ดังต่อไปนี้



ภาพที่ 3-16 การควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันแบบซิงโครไนส์แบบการขนาน

3.3.2.1 อัตราขยายของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุต (G_{LC})

จากภาพที่ 3-17 การวิเคราะห์วงจรกรองทางด้านเอาต์พุตของการขนานวงจรแปลงผัน กำหนดให้วงจรแปลงผันแต่ละวงจรมีคุณสมบัติเหมือนกัน คือ แรงดันเฉลี่ยทางด้านอินพุต (V_S) ของแต่ละวงจรเท่ากัน ค่าความเหนี่ยวนำของแต่ละวงจรเท่ากัน (L_n) และค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ (r_{L_n}) ของแต่ละวงจรเท่ากัน วงจรสมมูลของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุตแสดงดังภาพที่ 3-18 โดยที่ ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำหาได้จากสมการ



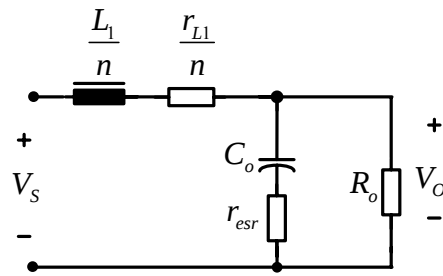
ภาพที่ 3-17 วงจรกรองทางด้านเอาต์พุตของการขนานวงจรแปลงผัน

ค่าความเหนี่ยวนำ (L_{eq}) หาได้จากสมการ

$$L_{eq} = \frac{L_1}{n} \quad (3-68)$$

และค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำ ($r_{L_{eq}}$) หาได้จากสมการ

$$r_{L_{eq}} = \frac{r_{L_1}}{n} \quad (3-69)$$

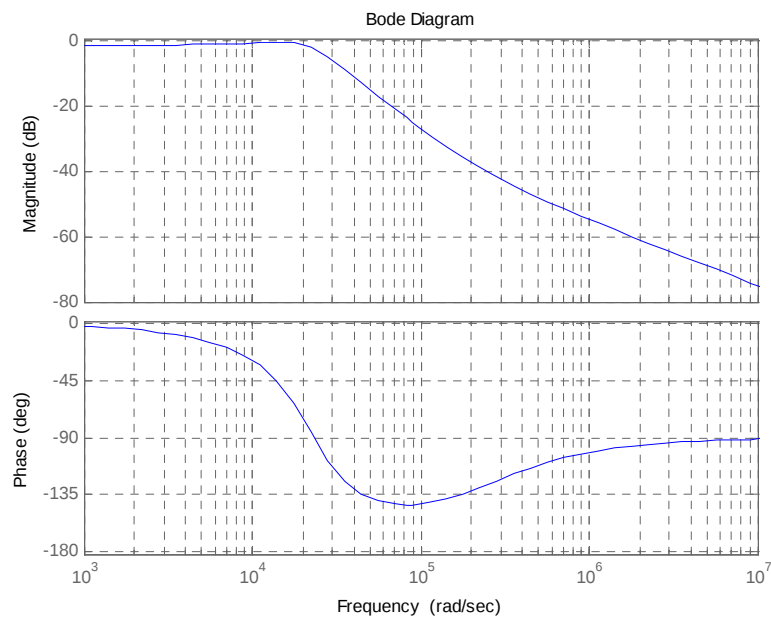


ภาพที่ 3-18 วงจรสมมูลของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุตที่มีการขนาน

โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรหาได้จากสมการ

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{(r_{esr} R_o C_o) s + R_o}{\left(R_o \frac{L_1}{n} C_o + r_{esr} \frac{L_1}{n} C_o \right) s^2 + \left(r_{esr} R_o C_o + \frac{r_{L1}}{n} R_o C_o + \frac{L_1}{n} + \frac{r_{L1}}{n} r_{esr} C_o \right) s + \left(\frac{r_{L1}}{n} + R_o \right)} \quad (3-70)$$

เมื่อนำสมการที่ (3-70) มาพล็อตแผนภาพโบด (Bode Plot) โดยใช้พารามิเตอร์ในภาคผนวก ก และโดยใช้โปรแกรมแมทแล็บ ซึ่งแผนภาพโบดที่ได้มีลักษณะดังภาพที่ 3-19



ภาพที่ 3-19 การตอบสนองความถี่ของวงจรกรองทางด้านเอาต์พุตแบบขนาน

โดยที่ความถี่ $f_{L_{C_o}}$ และความถี่ f_{esr} หาได้จากสมการ

$$f_{L_{C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(\frac{L_1}{n}\right)C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(4.2 \times 10^{-6}/4)(2200 \times 10^{-6})}} = 3.31 \text{ kHz}$$

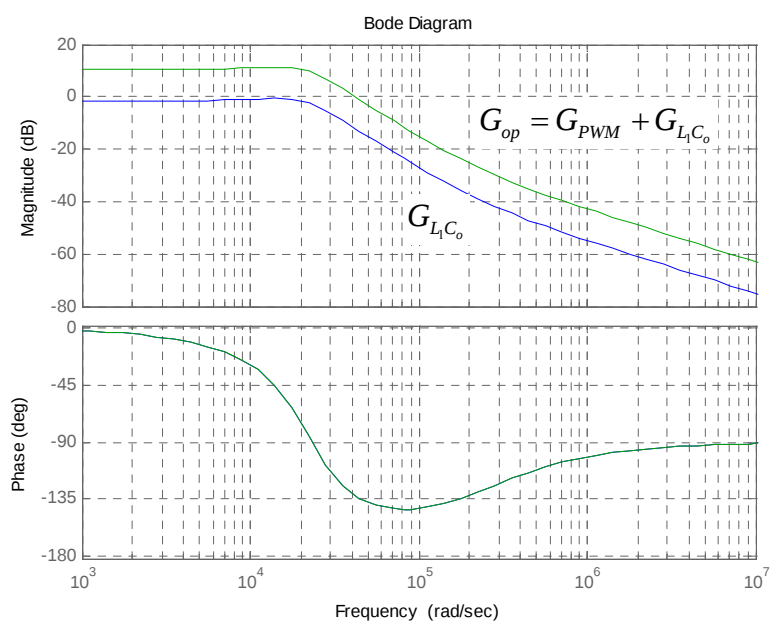
$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_o} = \frac{1}{2\pi(2 \times 10^{-3})(2200 \times 10^{-6})} = 36.17 \text{ kHz}$$

3.3.2.2 อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (G_{PWM})

อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์หาได้จากสมการ

$$G_{PWM} \approx 20 \log\left(\frac{V_s}{V_{Tri}}\right) \quad (3-71)$$

แทนค่าลงในสมการที่ (3-71) จะได้ว่า $20 \log(V_s / V_{Tri}) = 20 \log(12/4) = 9.54 \text{ dB}$ ดังนั้น ผลรวมของอัตราขยายของวงจรกรองทางค่านเอาต์พุต (G_{LC}) กับ อัตราขยายของวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (G_{PWM}) ซึ่งเป็นอัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผัน (G_{op}) มีลักษณะการตอบสนองความถี่ดังแสดงในภาพที่ 3-20



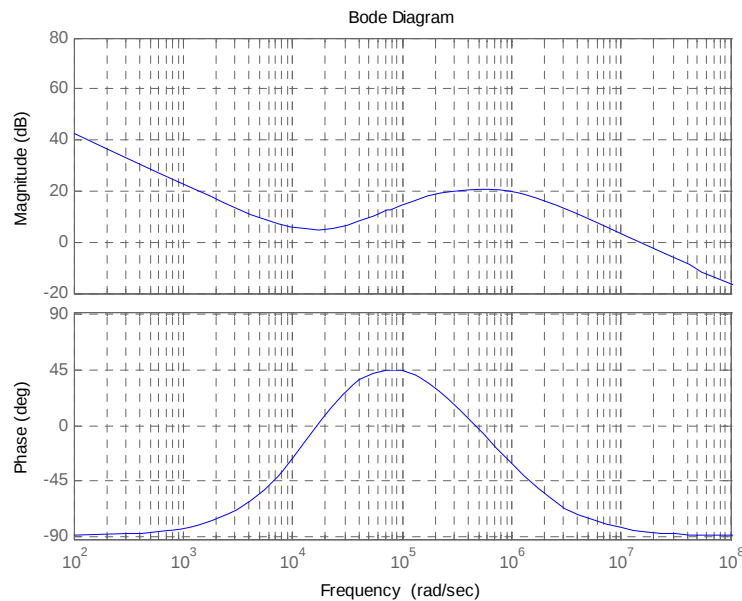
ภาพที่ 3-20 อัตราขยายวงเปิดและมุมเฟสของวงจรแปลงผันแบบขนาน

3.3.2.3 อัตราขยายของตัวควบคุมแรงดัน (G_C)

เมื่อพิจารณาอัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผัน (G_{op}) ในภาพที่ 3-20 พบว่าที่ความถี่ $f_{co} = 10$ kHz มีความชันของอัตราขยายเท่ากับ -40 dB/Decade ซึ่งไม่เป็นไปตามข้อกำหนด ดังนั้นเพื่อชดเชยให้ระบบมีเสถียรภาพตามวิธีการข้างต้น จึงต้องต่อวงจรชดเชย เข้าไปเพื่อชดเชยให้จุดดังกล่าวมี มีความชันของอัตราขยายรวมเท่ากับ -20 dB/Decade และเฟสมาจิ้น มากกว่า 45 องศา โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอชนิดที่ 3

โดยที่ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุมหาได้จากสมการ

$$G_C(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ea}(s)} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3) \left[1 + sR_2 \left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) \right]} \quad (3-72)$$



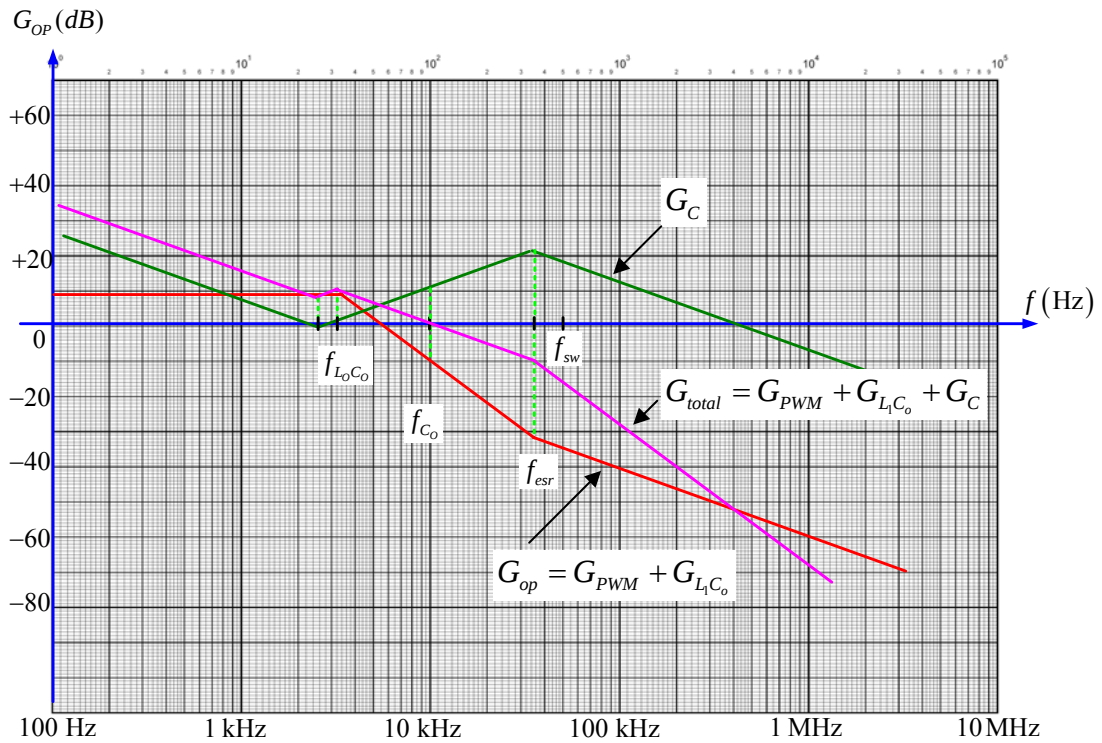
ภาพที่ 3-21 การตอบสนองความถี่วงจรควบคุมแบบพีไอ ชนิดที่ 3

จากตารางที่ 3-1 เลือกค่า k เท่ากับ 3.7 จาก $\frac{f_{co}}{f_{z_1}} = k$ และ $\frac{f_{p_1}}{f_{co}} = k$ จะได้ว่า

$$f_{z_1} = \frac{f_{co}}{k} = \frac{10 \times 10^3}{3.7} = 2.70 \text{ kHz} \quad (3-73)$$

และ

$$f_{p_1} = k \cdot f_{co} = 3.7 \times (10 \times 10^3) = 37 \text{ kHz} \quad (3-74)$$



ภาพที่ 3-22 การชดเชยอัตราขยายวงเปิดของวงจรแปลงผันแบบขนาน

จากภาพที่ 3-22 พิจารณาอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดัน พบว่าที่ความถี่ $f_{z_1} = f_{z_2}$ มีอัตราขยายเท่ากับ -1 dB หรือ $10^{-1/20} = 0.891$ เท่า กำหนดให้ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า R_2 ได้จากสมการ

$$R_2 = R_1 K_1 = (1 \times 10^3)(0.891) = 891 \text{ } \Omega \quad (3-75)$$

และเมื่อพิจารณาอัตราขยายของตัวควบคุมแรงดันที่ความถี่ $f_{p_1} = f_{p_2}$ ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 22 dB หรือ $10^{22/20} = 12.589$ เท่า และกำหนดให้ $R_1 \gg R_3$ ดังนั้นหาค่า R_3 ได้จากสมการ

$$R_3 = R_2 / K_2 = 891 / 12.589 = 70.8 \text{ } \Omega \quad (3-76)$$

จากสมการที่ (3-61) แทนค่า $R_3 = 70.8 \text{ } \Omega$ และ $f_{p_1} = 37 \text{ kHz}$ ตัวเก็บประจุ C_3 หาได้จาก

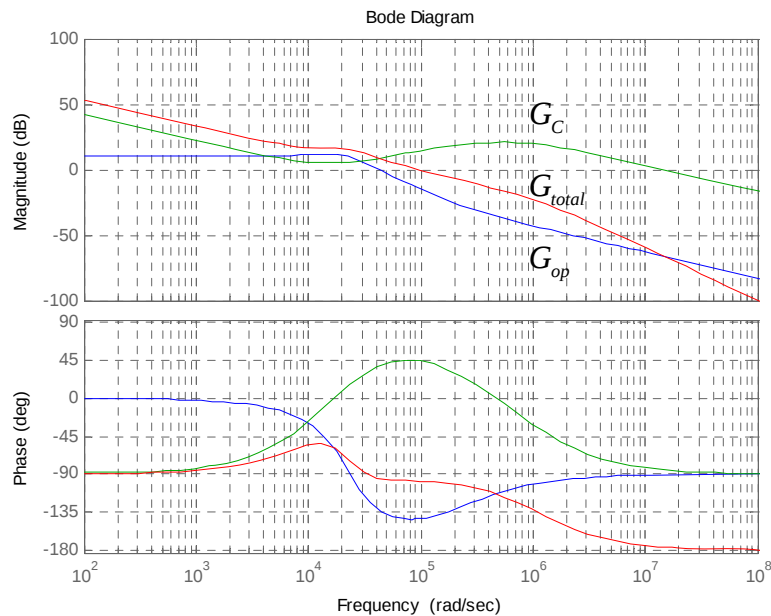
$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_3 f_{p_1}} = \frac{1}{2\pi (70.8)(37 \times 10^3)} = 60.75 \text{ nF} \quad (3-77)$$

นำสมการที่ (3-58) เท่ากับสมการที่ (3-59) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_1 หาได้จาก

$$C_1 = \frac{(R_1 + R_3)C_3}{R_2} = \frac{(1 \times 10^3 + 70.8)(60.75 \times 10^{-9})}{(891)} = 73.01 \text{ nF} \quad (3-78)$$

นำสมการที่(3-61) เท้ากับสมการที่ (3-62) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า ตัวเก็บประจุ C_2 หาได้จาก

$$C_2 = \frac{C_1 C_3 (R_3 / R_2)}{C_1 - C_3 (R_3 / R_2)} = \frac{(73.01 \times 10^{-9})(60.75 \times 10^{-9})(70.8 / 891)}{(73.01 \times 10^{-9}) - (60.75 \times 10^{-9})(70.8 / 891)} = 5.17 \text{ nF} \quad (3-79)$$



ภาพที่ 3-23 การตอบสนองความถี่ของ G_{OP} , G_C และ G_{total} ของวงจรแปลงผันแบบขนาน

แทนค่าพารามิเตอร์ R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 และ C_3 ที่ได้จากการวิเคราะห์หลังในสมการฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุมแรงดันในสมการที่ (3-48) และนำฟังก์ชันโอนย้ายดังกล่าวไปใช้ในการจำลองการควบคุมวงจรแปลงผันต่อไป

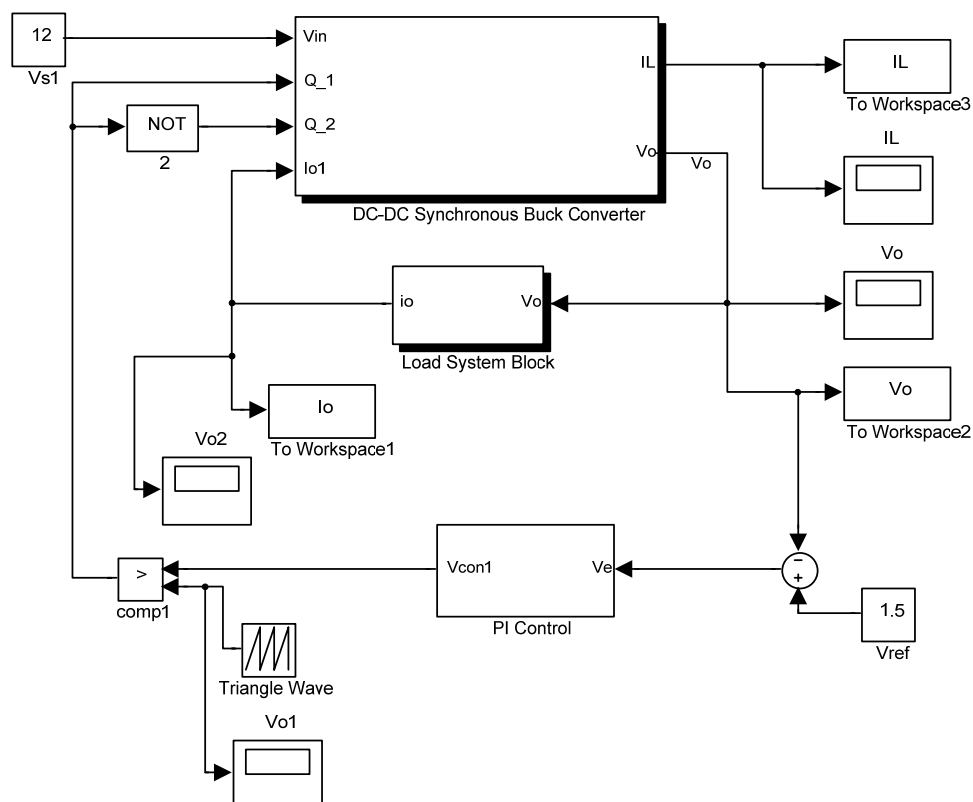
3.4 การจำลองการทำงาน

3.4.1 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยว

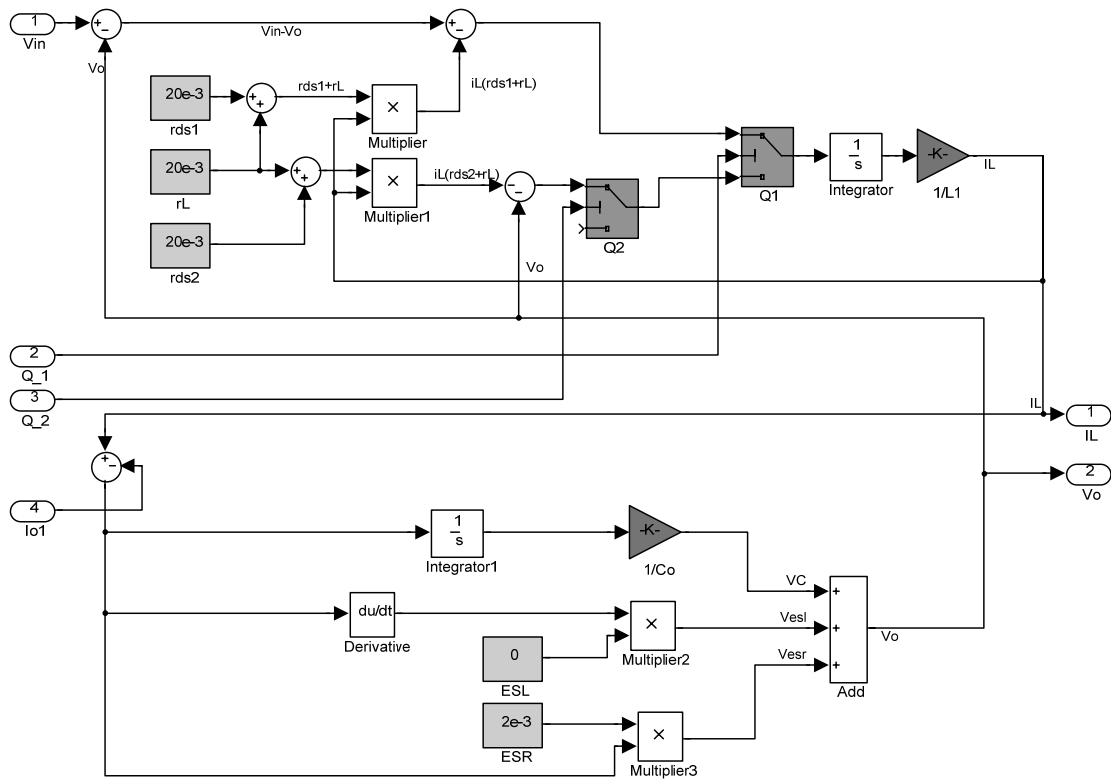
ค่าอุปกรณ์ที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรและการออกแบบวงจรจริง (ภาคผนวก ก) และข้อกำหนดทั่วไปของวงจรแปลงผันดังตารางที่ 3-2 โดยจำลองการทำงานที่กำลังไฟฟ้า P_o เท่ากับ 30 W หรือ 100% ของการทำงานแบบวงจรเดี่ยว แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันซึ่งโครโนสปีกแสดงในภาพที่ 3-24 และ 3-25 ตามลำดับ

ตารางที่ 3-2 รายการและข้อกำหนดทั่วไปของวงจรแปลงผันที่ใช้จำลองการทำงาน

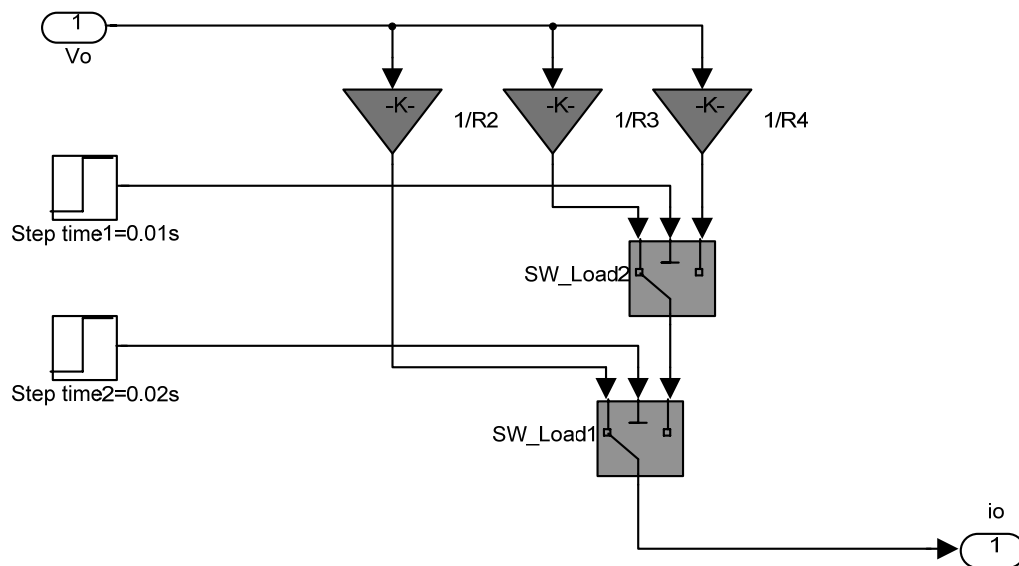
รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	1.5 V
ค่าความเหนี่ยวนำ (L_1)	4.2 μ H
ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ	20 m Ω
ค่าความจุเอาต์พุต (C_o)	2.2 mF
ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ (r_{esr})	2 m Ω
ความต้านทานภายในมอสเฟต (r_{ds1}, r_{ds2})	7 m Ω /ตัว
ความถี่สวิตช์กำลัง	50 kHz



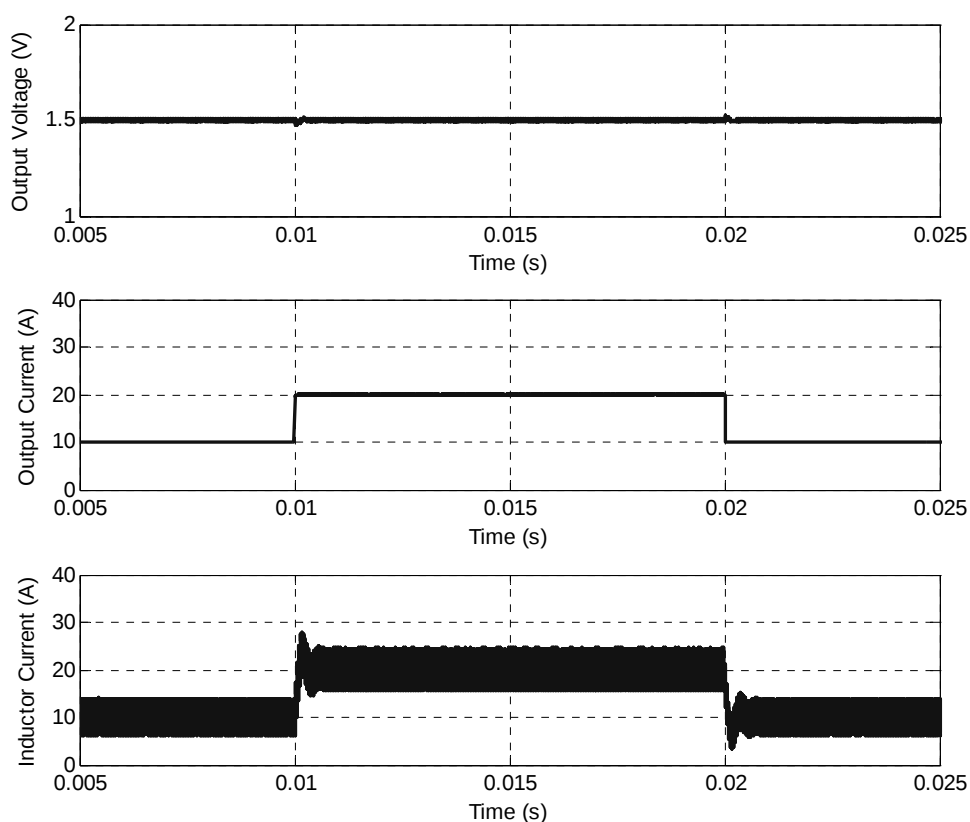
ภาพที่ 3-24 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัส



ภาพที่ 3-25 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันเชิงโครนัสบั๊ก



ภาพที่ 3-26 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของภาระที่นำมาต่อกับวงจรแปลงผัน



ภาพที่ 3-27 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 15 W ไปที่ 30 W และกลับไปที่ 15 W

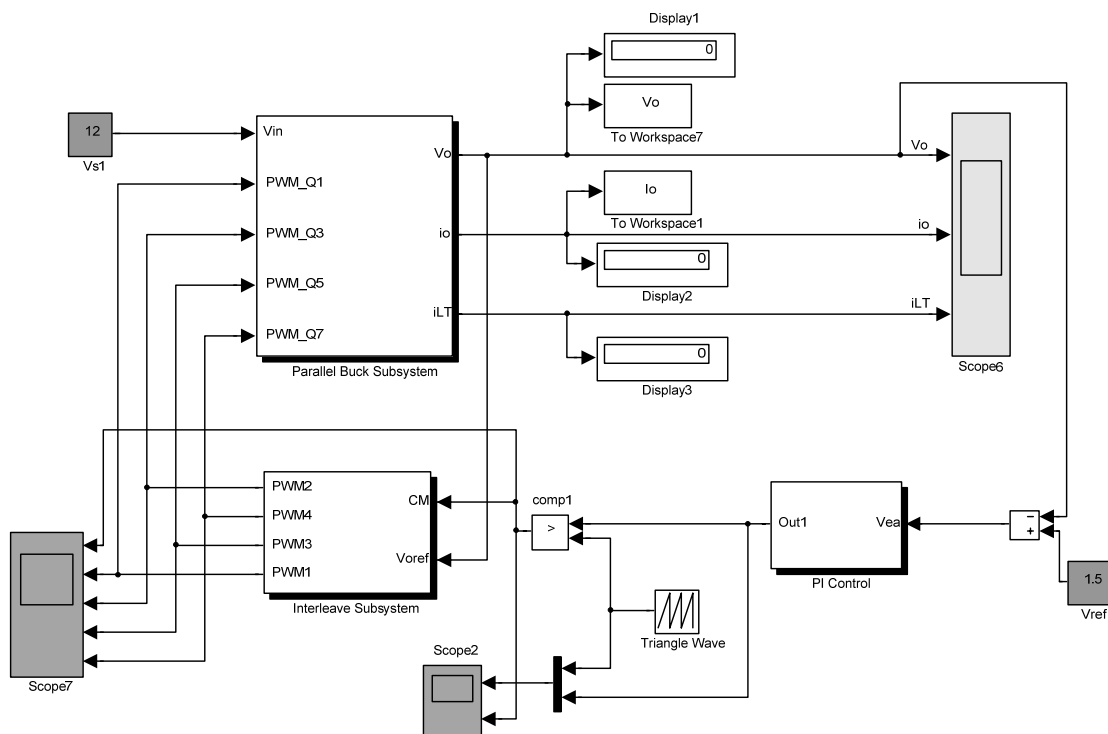
จากภาพที่ 3-27 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยวพบว่า วงจรแปลงผันที่ออกแบบสามารถจ่ายแรงดัน 1.5 V ได้ และเมื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงภาระของวงจรที่กำลังไฟฟ้า 15 W ไปที่ 30 W และกลับไปที่ 15 W พบว่าวงจรแปลงผันสามารถรักษาระดับแรงดันได้

3.4.2 การจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบขนานวงจร

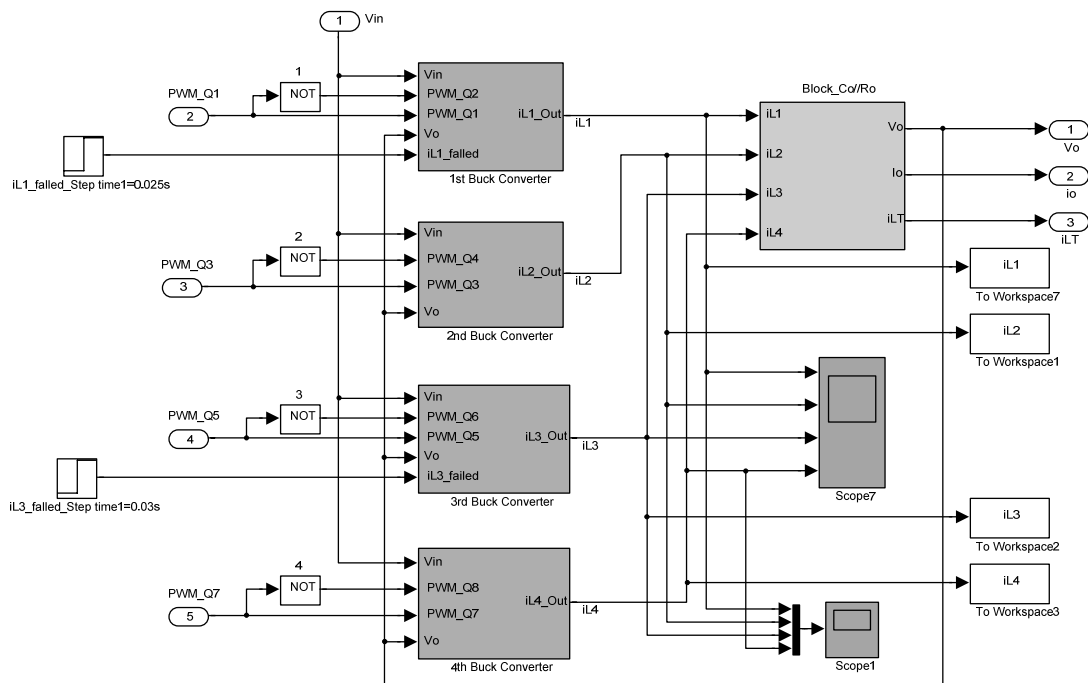
ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ได้จากการวิเคราะห์และออกแบบวงจรจริงจำนวน 4 วงจร (ภาคผนวก ก) ดังตารางที่ 3-3 โดยจำลองการทำงานที่พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W หรือ 100 % ของพิกัดภาระ นอกจากนี้ได้ทดสอบการเปลี่ยนแปลงภาระของระบบ เพื่อศึกษาพฤติกรรมทางพลวัตของระบบและใช้เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรแปลงผันต้นแบบต่อไป

ตารางที่ 3-3 รายการและข้อกำหนดทั่วไปที่ใช้จำลองการขนานวงจรแปลงผัน

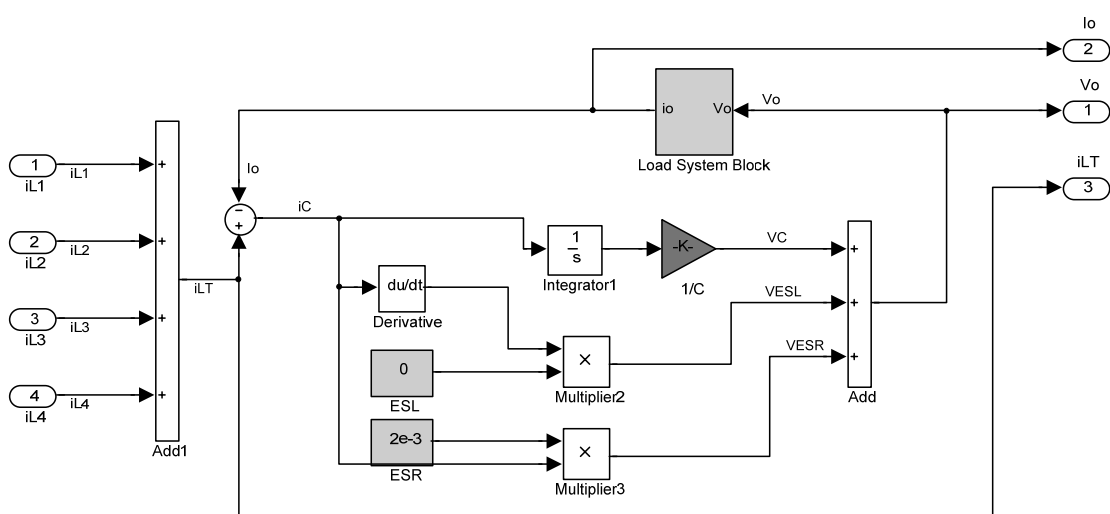
รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	1.5 V
ค่าความเหนี่ยวนำ ($L_1 - L_4$)	4.2 μ H /ตัว
ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ ($r_{L_1} - r_{L_4}$)	20 m Ω /ตัว
ค่าความจุเอาต์พุต (C_o)	2.2 mF
ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ (r_{esr})	2 m Ω
ความต้านทานภายในมอสเฟต ($r_{ds1} - r_{ds8}$)	7 m Ω /ตัว
ความถี่สวิตช์กำลัง	50 kHz
จำนวนวงจรแปลงผัน	4 วงจร



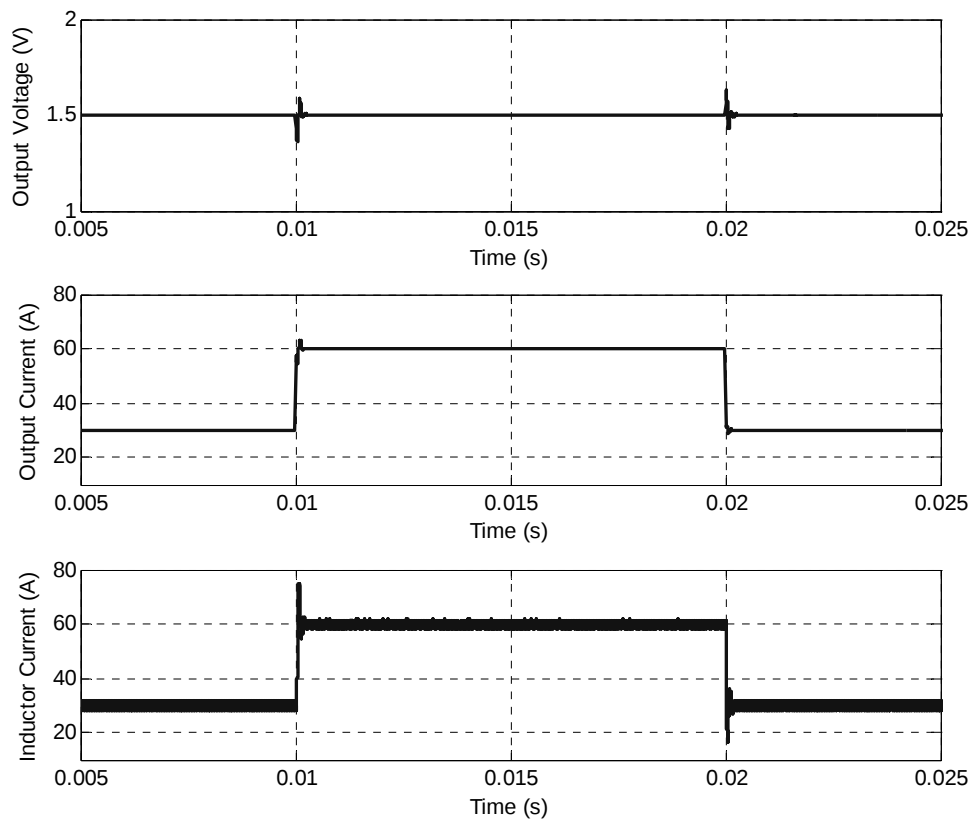
ภาพที่ 3-28 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมวงจรแปลงผันแบบขนาน



ภาพที่ 3-29 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสที่มีกรรณาน



ภาพที่ 3-30 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของตัวเก็บประจุขนานกับการะ



ภาพที่ 3-31 แรงดันเอาต์พุตกระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันและกระแสรวมของขดลวดเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระ ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 45 W ไปที่ 90 W และกลับไปที่ 45 W

จากภาพที่ 3-31 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันแบบขนานวงจร พบว่า วงจรแปลงผันที่ออกแบบสามารถจ่ายแรงดัน 1.5 V ได้ และเมื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงภาระของ วงจรที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 45 W ไปที่ 90 W และกลับไปที่ 45 W พบว่าวงจรแปลงผันที่ออกแบบ สามารถรักษาระดับแรงดันได้

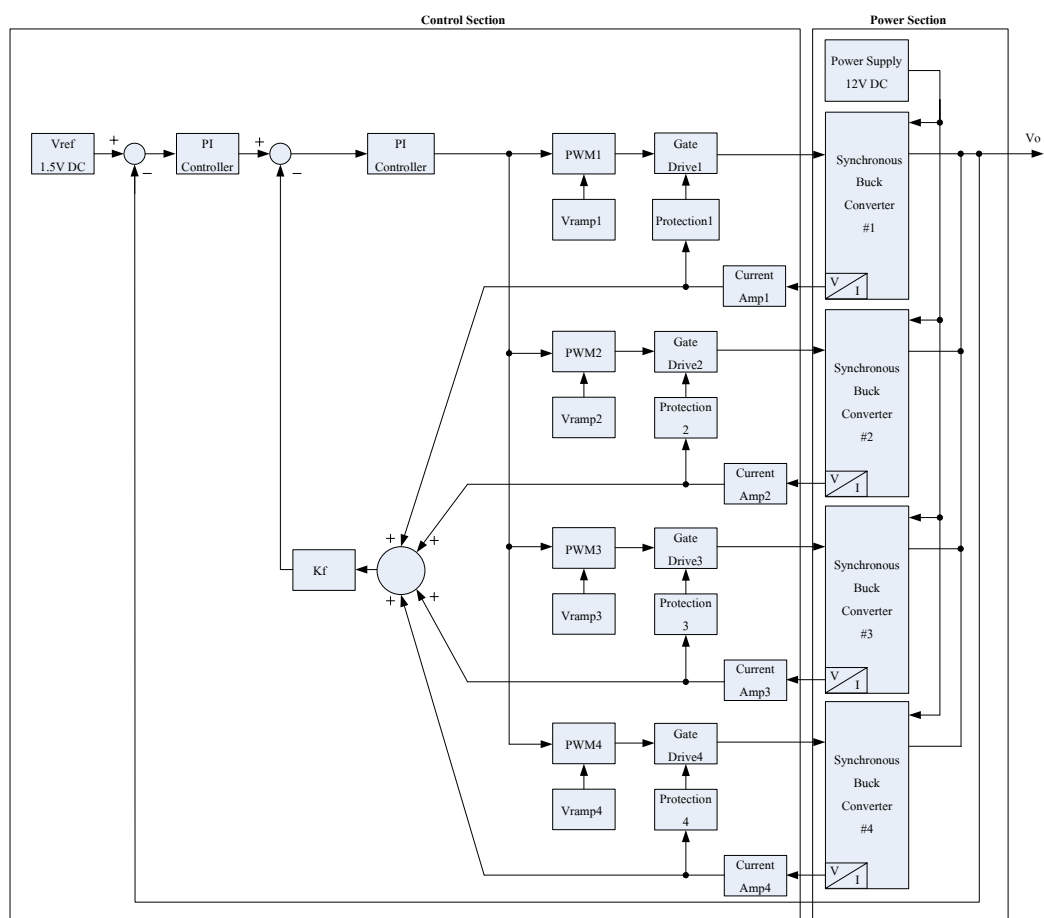
3.5 สรุป

จากการวิเคราะห์และจำลองการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ด้วยโปรแกรมแมทแลบ/ซิมูลิงค์ พบว่า ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงผัน ที่ออกแบบสามารถจ่ายแรงดันต่ำ 1.5 V ได้และเป็นไปตามขอบเขตที่กำหนดไว้ ทั้งการทำงานแบบ วงจรเดี่ยวและแบบขนานกัน 4 วงจร ซึ่งแนวทางการวิเคราะห์และออกแบบในบทนี้นำไปใช้ในการ ออกแบบสร้างวงจรแปลงผันดันแบบ ที่จะกล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

การออกแบบและสร้างระบบต้นแบบ

ในบทที่ผ่านมาได้นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผัน การควบคุมและจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แมทแลบ/ซิมูลิงค์ ทั้งการทำงานในแบบวงจรเดี่ยวและแบบขนานวงจรเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างวงจรแปลงผัน เพื่อยืนยันวิธีการวิเคราะห์และออกแบบดังกล่าวจึงสร้างระบบต้นแบบขึ้น ดังนั้นในบทนี้จึงกล่าวถึงรายละเอียดของการออกแบบระบบต้นแบบ โดยโครงสร้างการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊ก ประกอบด้วย วงจรภาคควบคุม วงจรภาคกำลัง และวงจรภาคควบคุมแรงดันและกระแส ดังแสดงในภาพที่ 4-1



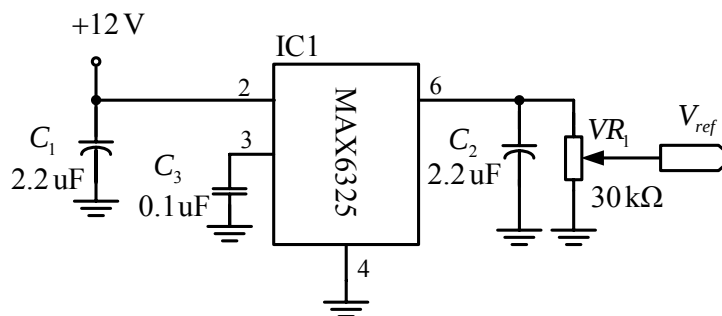
ภาพที่ 4-1 โครงสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน

4.1 วงจรภาคควบคุม

วงจรภาคควบคุมแรงดันและกระแสทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน เพื่อให้วงจรแปลงผันสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่และจ่ายกระแสได้สูงเป็นไปตามข้อกำหนดซึ่งประกอบด้วยวงจรส่วนต่างๆ ดังนี้

4.1.1 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง

การควบคุมแรงดันที่ใช้ในงานวิจัยนี้ใช้แรงดันไฟตรง 1.5 V จากเอาต์พุต เป็นสัญญาณป้อนกลับ ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในลูปรวมแรงดันต้องเป็นไฟตรงเช่นเดียวกัน โดยใช้ไอซีเบอร์ MAX6325 สร้างสัญญาณอ้างอิงซึ่งเป็นไฟตรงขนาด 1.5 V ที่มีสัญญาณรบกวนน้อย มีความแม่นยำและมีประสิทธิภาพสูง โดยมี VR_1 ทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันอ้างอิง, ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนทั้งก่อนเข้าและออกจากวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง ส่วนตัวเก็บประจุ C_3 ทำหน้าที่ กรองความถี่ที่เข้ามารบกวนในวงจรออกไป (Noise Filter Rejection) ในงานวิจัยนี้ใช้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ 1.5 V ซึ่งแรงดันนี้ถูกส่งต่อไปยังวงจรควบคุมแรงดันเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันให้คงต่อไป วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงแสดงดังภาพที่ 4-2



ภาพที่ 4-2 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง

4.1.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

ในการออกแบบวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ สัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยในงานวิจัยนี้ทำการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้ไอซีเบอร์ XR2207 ซึ่งมีคุณสมบัติคือ เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน มีความถี่ที่และย่านที่กว้าง วงจรสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตพร้อมกันทั้งสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ในย่าน 0.01 Hz ถึง 1 MHz เหมาะสำหรับนำไปสร้างสัญญาณ FM, FSK, และ PWM โดยที่วัฏจักรงาน (Duty Cycle) ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมสามารถเปลี่ยนแปลงได้จาก 0.1% ถึง 99.9% และสามารถกำหนดค่าความถี่ได้จาก ค่า R และ C ที่นำมาต่อเข้ากับตัวไอซี วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมดัง

แสดงในภาพที่ 4-3 ซึ่งสามารถหาค่าความถี่และวัฏจักรงานของสัญญาณสามเหลี่ยม ได้จากสมการที่ 4-1 และ 4-2 ตามลำดับ สำหรับค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$f = \frac{2}{C_2} \left(\frac{1}{R_2 + R_3} \right) \quad (4-1)$$

ในงานวิจัยกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 50 kHz ค่าความต้านทาน R_2 เท่ากับ 2 k Ω และตัวเก็บประจุ C เท่ากับ 3 nF ดังนั้นหาค่าความต้านทาน R_3 ได้จากสมการ

$$R_3 = \frac{2}{C_2} \left(\frac{1}{f} \right) - R_2 = \frac{2}{(3 \times 10^{-9})} \left(\frac{1}{50 \times 10^3} \right) - (2 \times 10^3) = 11.33 \text{ k}\Omega$$

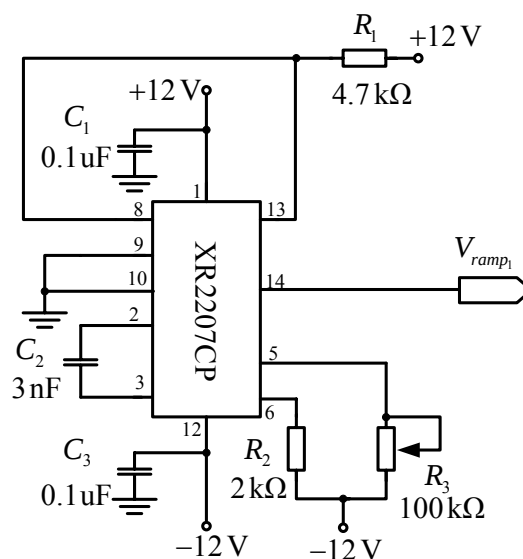
วัฏจักรงานของสัญญาณสามเหลี่ยมหาได้จากสมการ

$$\text{Duty Cycle} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (4-2)$$

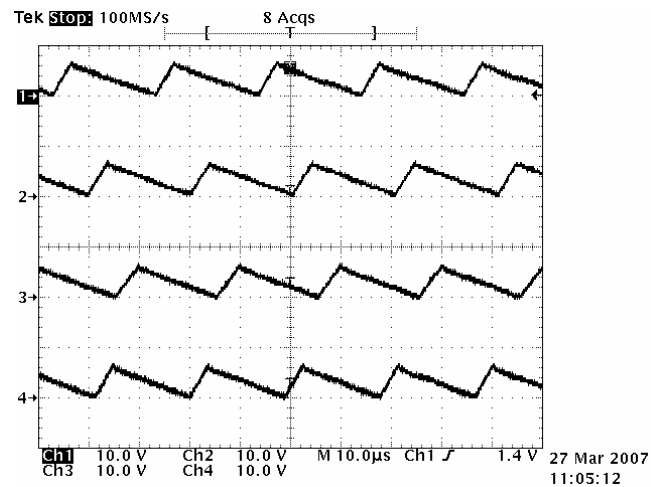
แทนค่า R_2 เท่ากับ 2 k Ω และ R_3 เท่ากับ 11.33 k Ω ลงในสมการที่ (4-2) จะได้ว่า

$$\text{Duty Cycle} = \frac{(2 \times 10^3)}{(2 \times 10^3) + (11.33 \times 10^3)} = 0.15$$

ในงานวิจัยนี้ใช้วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจำนวน 4 วงจร ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นเท่ากับ 50 kHz และมีวัฏจักรงานเท่ากับ 15 % สัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นแสดงดังภาพที่ 4-4



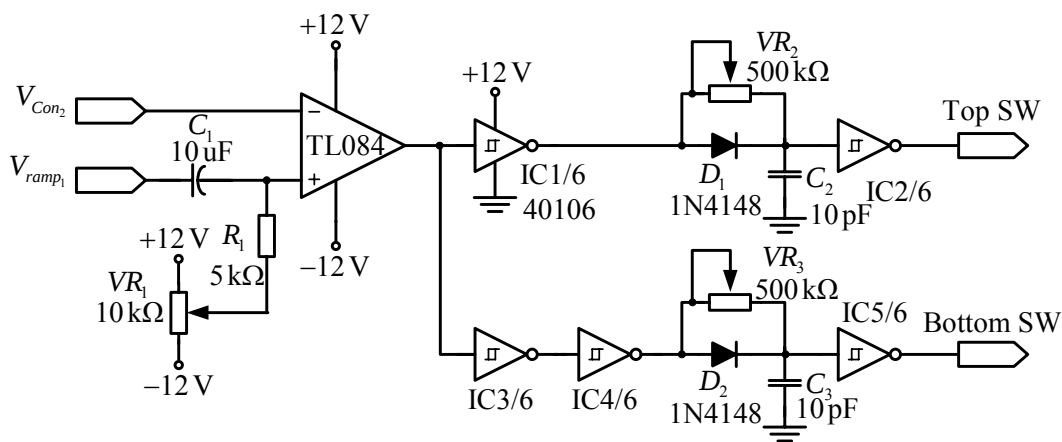
ภาพที่ 4-3 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 4-4 สัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้น

4.1.3 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (PWM)

วงจรมอดูเลตทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมรูปใน ซึ่งเป็นสัญญาณควบคุมแรงดันและกระแสกับสัญญาณพาหะซึ่งเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม วงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แสดงดังภาพที่ 4-5



ภาพที่ 4-5 วงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์

จากภาพที่ 4-5 สัญญาณที่ได้จากตัวควบคุมรูปใน ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผัน ถูกส่งเข้าไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้โอปแอมป์เบอร์ TL084 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) โดยมี VR_1 ทำหน้าที่ปรับแรงดันออฟเซตของโอปแอมป์ จากนั้นทำการกลับเฟสของ

สัญญาณโดยใช้ไอซี CMOS เบอร์ 40106 ซึ่งเป็น Schmitt Trigger NOT GATE และส่งต่อไปยัง วงจรปรับเวลาไร้ผลสนองเป็นวงจรหน่วงเวลาโดยใช้ RCD ทั้งนี้เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์กำลังมีค่า เวลาในการหยุดนำกระแส หากสัญญาณที่นำไปใช้ขับเคลื่อนของอุปกรณ์สวิตช์กำลังซึ่งอยู่ในสาขา เดียวกันทำงานพร้อมกัน ทำให้เกิดการลัดวงจรได้ สัญญาณที่ผ่านจาก NOT GATE 1/6 เป็นระดับ ลอจิก 1 ไคโอดได้รับแรงดันไบอัสตรง ผ่านไปยัง NOT GATE 2/6 ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น ลอจิก 0 ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุก็จะทำการเก็บประจุ แต่ถ้าสัญญาณที่ผ่านจาก NOT GATE 1/6 เป็นระดับลอจิก 0 ไคโอดจะได้รับไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุก็จะค่อยๆ คายประจุผ่านทาง R แรงดัน ที่อินพุตของ NOT GATE 2/6 ก็จะค่อยๆ ลดลง จนถึงอินพุตระดับต่ำของ Schmitt Trigger NOT GATE ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4 V เอาต์พุตของไอซี 1/6 จะเปลี่ยนสถานะเป็นลอจิก 1 สัญญาณที่ได้จะมีการ หน่วงเวลาออกไป โดยในงานวิจัยนี้กำหนดช่วงเวลาไร้ผลสนองเท่ากับ 100 ns ทั้งนี้เนื่องจาก มอสเฟตกำลังมีเวลาในการหยุดนำกระแสประมาณ 66 ns เพื่อความปลอดภัยในการทำงานของ มอสเฟตกำลัง จึงต้องเผื่อค่าเวลาไร้ผลสนองไว้ประมาณ 2-3 เท่า ค่าเวลาไร้ผลสนองสามารถหาได้ จากสมการคายประจุของตัวเก็บประจุดังสมการ

$$U_C = U_{in} \left(1 - e^{-\left(\frac{T}{RC}\right)} \right) \quad (4-3)$$

เมื่อ U_C คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับค่าแรงดันอินพุตระดับต่ำของ Schmitt Trigger NOT GATE มีค่าเท่ากับ 4 V

U_{in} คือ แรงดันอินพุต 12 V

T คือ ค่าเวลาไร้ผลสนองที่ต้องการ

จากสมการที่ (4-3) หากกำหนดค่า C สามารถหาค่า R ได้ดังนี้

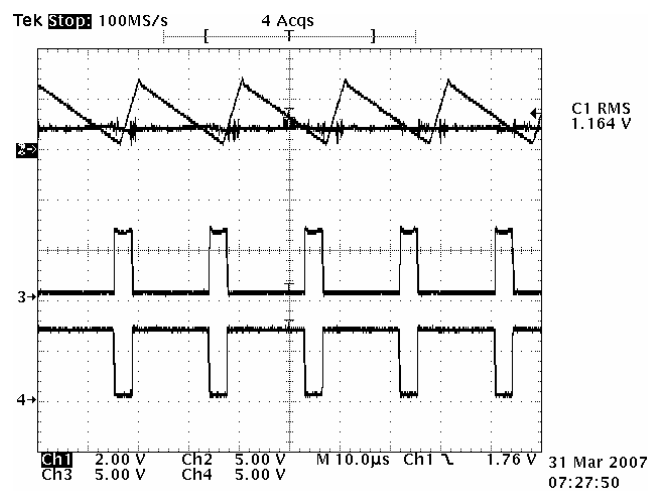
$$R = \frac{-T}{C \ln \left(\frac{U_{in} - U_C}{U_{in}} \right)} \quad (4-4)$$

แทนค่าลงในสมการที่ (4-4) โดยกำหนดให้ T เท่ากับ 200 ns และ C เท่ากับ 10 pF จะได้ว่า

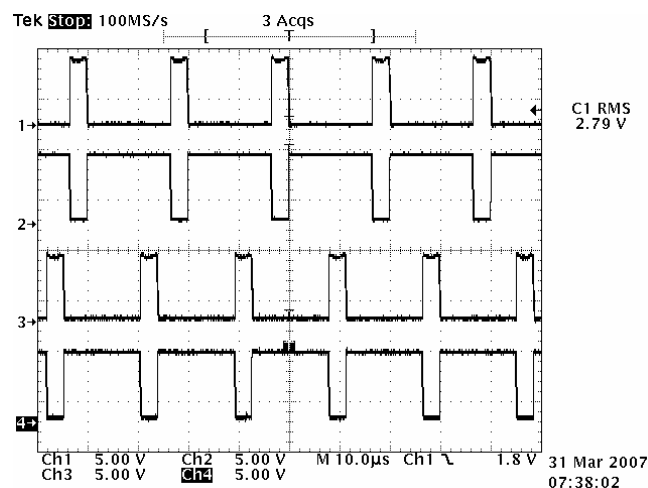
$$R = \frac{-(200 \times 10^{-9})}{(10 \times 10^{-12}) \ln \left(\frac{12 - 4}{12} \right)} = 49.326 \text{ k}\Omega$$

ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ค่า C เท่ากับ 10 pF และความต้านทานปรับค่าได้ (VR) เท่ากับ 500 k Ω

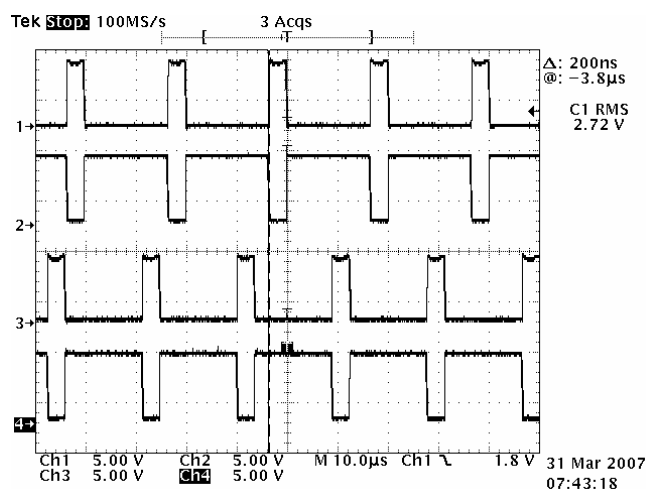
ภาพที่ 4-6 แสดงให้เห็นสัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ที่สร้างขึ้น โดยเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมแรงดันและกระแสกับสัญญาณสามเหลี่ยม ภาพที่ 4-7 แสดงสัญญาณมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ ของสัญญาณขับนำเกตต์บน (Top Switch) และสัญญาณขับนำเกตต์ล่าง (Bottom Switch) ที่ยังไม่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนอง และภาพที่ 4-8 แสดงสัญญาณขับนำเกตต์ที่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนองแล้ว พบว่าการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ถูกหน่วงออกไป 200 ns ซึ่งสัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรขับนำเกตต์ต่อไป



ภาพที่ 4-6 การเปรียบเทียบสัญญาณควบคุม, สัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณมอดูเลตที่สร้างขึ้น



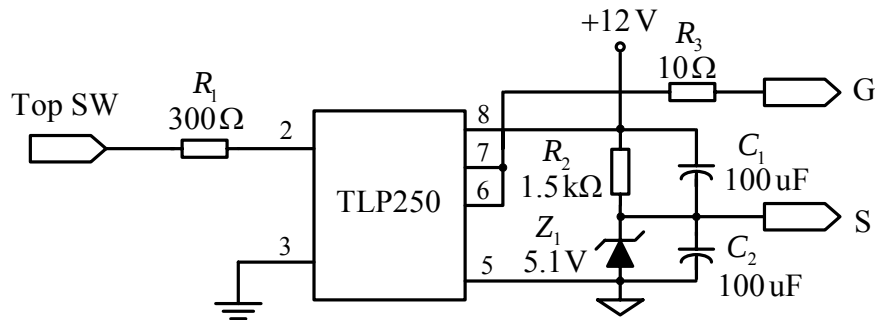
ภาพที่ 4-7 สัญญาณขับนำเกตต์ที่ยังไม่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนอง



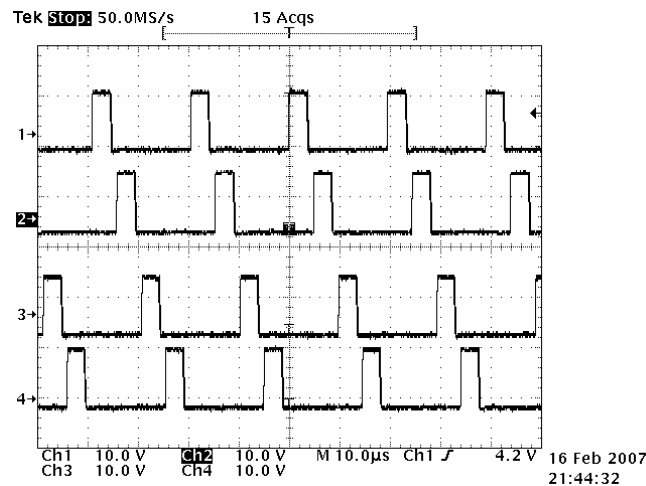
ภาพที่ 4-8 สัญญาณขั้วนำเกิดที่ผ่านวงจรปรับเวลาไว้ผลสนองแล้ว

4.1.4 วงจรขั้วนำเกิดด้วยไอซี TLP250

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขั้วนำเกิด ด้วยไอซีสร้างสัญญาณขั้วนำเกิด เบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต วงจรสร้างสัญญาณขั้วนำเกิดแสดงดังภาพที่ 4-9 จากวงจร สัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ มีขนาดแรงดัน 0 ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ใน TLP250 นำกระแส โดยมีความต้านทาน R_L ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบอัส เมื่อ LED นำกระแส ทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้าน เอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ 12 V ส่วน แรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ 6.9 V กับ -5.1 V เนื่องจากที่ขา S มีชิมนอร์ไดโอด 5.1 V ต่อไว้ สร้างระดับแรงดันลบเพื่อทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุด นำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแส เช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสแทนส่งผลให้ ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V ส่วนแรงดันที่ V_{GS} มีค่า -5.1 V เป็นผลมาจากชิมนอร์- ไดโอด Z_1 ทำให้แรงดันที่ขา S เทียบกับกราวด์มีค่าเป็นบวก 5.1 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็นลบก็ จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้ สัญญาณขั้วนำเกิดแสดงดังภาพที่ 4-10



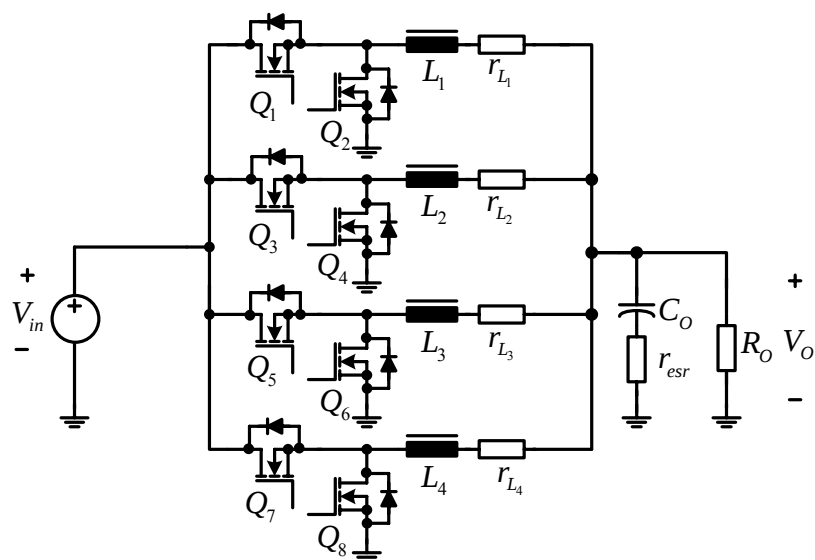
ภาพที่ 4-9 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250



ภาพที่ 4-10 สัญญาณขับนำเกต

4.2 วงจรภาคกำลัง

ในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงภาคกำลังประกอบด้วย วงจรซิงโครไนซ์บัก จำนวน 4 วงจร มาขนานกัน เพื่อทำหน้าที่แปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง ดังแสดงใน ภาพที่ 4-11 วงจรภาคกำลังที่ได้ออกแบบนี้ได้ใช้ MOSFET เป็นสวิตช์กำลัง โดยใช้ MOSFET เบอร์ IRL2203 ของบริษัท International Rectifier (IR) ซึ่งมีคุณสมบัติ คือ มีค่า $r_{ds(on)}$ ต่ำ ประมาณ $7\text{ m}\Omega$ และสามารถทนกระแสได้สูงถึง 116 A ที่อุณหภูมิ $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะต้องสร้างให้แต่ละตัวมีความเหนี่ยวนำใกล้เคียงกันมากที่สุด คือ $4.2\text{ }\mu\text{H}$ นอกจากนี้ ควรสร้างให้มีค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำของแต่ละตัวน้อยเช่นเดียวกัน



ภาพที่ 4-11 วงจรภาคกำลังของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบัค ที่มีการขนาน

จากขอบเขตแรงดันขาเข้า $V_{in} = 12\text{V}$ แรงดันขาออก $V_O = 1.5\text{V}$ และ $f_{sw} = 50\text{ kHz}$ สามารถออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุและข้อกำหนดต่างๆของวงจรแปลงได้ดังแสดงในตารางที่ 4-1 (รายละเอียดแสดงในภาคผนวก ก)

ตารางที่ 4-1 รายการและข้อกำหนดทั่วไปของวงจรแปลงผันที่นำมาขนาน

รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_O)	1.5 V
ค่าความเหนี่ยวนำ ($L_1 - L_4$)	4.2 μH /ตัว
ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ ($r_{L_1} - r_{L_4}$)	20 $\text{m}\Omega$ /ตัว
ค่าความจุเอาต์พุต (C_O)	42.2 mF
ค่าความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ (r_{esr})	2 $\text{m}\Omega$
ความต้านทานภายในมอสเฟต ($r_{ds_1} - r_{ds_8}$)	7 $\text{m}\Omega$ /ตัว
ความถี่สวิตช์กำลัง	50 kHz
จำนวนวงจรแปลงผัน	4 วงจร

4.2.1 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรแปลงผันเพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะอุปกรณ์สวิตช์กำลังทำงาน สำหรับงานวิจัยนี้เลือกใช้วงจรสับเบอร์แบบ RCD วงจรสับเบอร์ดังแสดงในภาพที่ 4-12 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมของวงจรสับเบอร์หาได้จากสมการ

$$C = \frac{0.2I_{DS}t_f}{V_{DS}} \quad (4-5)$$

เมื่อเลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRL2203 ซึ่งมี t_f เท่ากับ 66 ns แรงดันตกคร่อมมอสเฟต V_{DS} สูงสุด 12 V และกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์กำลัง 20 A แทนค่าลงในสมการที่ (4-5) จะได้ว่า

$$C = \frac{0.2(20)(66 \times 10^{-9})}{(12)} = 22 \text{ nF}$$

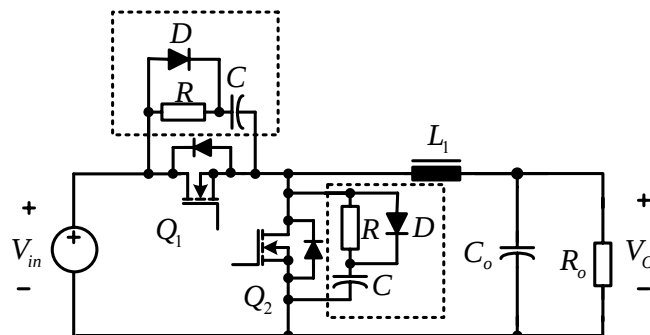
ค่าความต้านทานที่เหมาะสมหาได้จากสมการ

$$R = \frac{t_{on(min)}}{5C} \quad (4-6)$$

เมื่อมอสเฟตมีช่วงเวลา $t_{on(min)}$ เท่ากับ 2.5 us และจากค่า C เท่ากับ 22 nF แทนลงในสมการที่ (4-6) จะได้ว่า

$$R = \frac{(2.5 \times 10^{-6})}{5(22 \times 10^{-9})} = 22.72 \text{ } \Omega$$

การเลือกค่าไดโอดจะพิจารณาจากกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังเท่ากับ 20 A จึงเลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR1520 สามารถทนกระแสสูงสุด 30 A สำหรับในการใช้งานจริงเลือกค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้คือ ตัวเก็บประจุ C เท่ากับ 100 nF และความต้านทาน R เท่ากับ 10 Ω / 5 W



ภาพที่ 4-12 วงจรสับเบอร์

4.2.2 วงจรตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

การตรวจจับกระแสเป็นวงจรสำคัญวงจรหนึ่งที่อยู่ในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำ กระแสสูงแบบซิงโครไนซ์ ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งในงานวิจัยนี้อาศัยหลักการวัดกระแสโดยอ้อม นั่นคือ ใช้วิธีวัดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันแทนการตรวจจับด้วยเซ็นเซอร์กระแส (Current Sensor) ซึ่งมีข้อดีคือ กำลังสูญเสียน้อย สามารถตรวจจับกระแสได้ดี และราคาถูก วงจรตรวจจับกระแสและวงจรขยายสัญญาณแสดงในภาพที่ 4-13 และสัญญาณกระแสที่ตรวจจับได้แสดงในภาพที่ 4-14 โดยที่ขนาดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำหาได้จากสมการ

$$I_{L_n} = \frac{V_{CS_n(avg)} - V_O}{r_{L_n}} \quad (4-7)$$

โดยที่ I_{L_n} คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรที่ n
 $V_{CS_n(avg)}$ คือแรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรที่ n
 V_O คือแรงดันเอาต์พุต
 r_{L_n} คือค่าความต้านทานภายในของตัวเหนี่ยวนำของวงจรที่ n

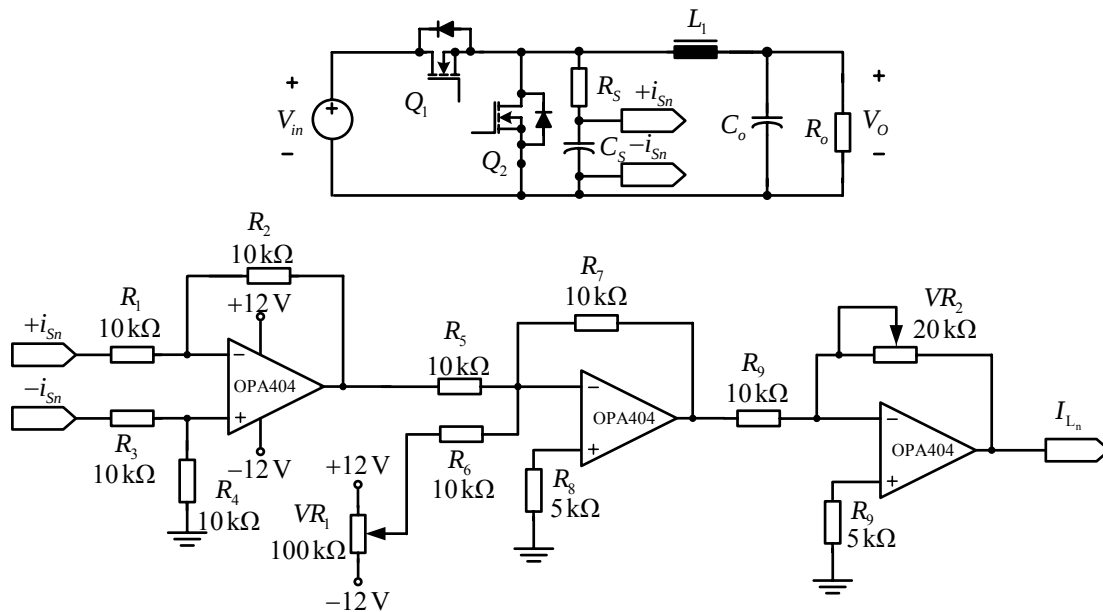
จากสมการที่ 4-7 ถ้ากำหนดให้แรงดันเอาต์พุตและความต้านทานเอาต์พุตมีค่าคงที่ พบว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันแปรผัน โดยตรงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเฉลี่ยสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรได้จากสมการ

$$V_{CS_n(avg)} = I_{L_n} r_{L_n} + V_O \quad (4-8)$$

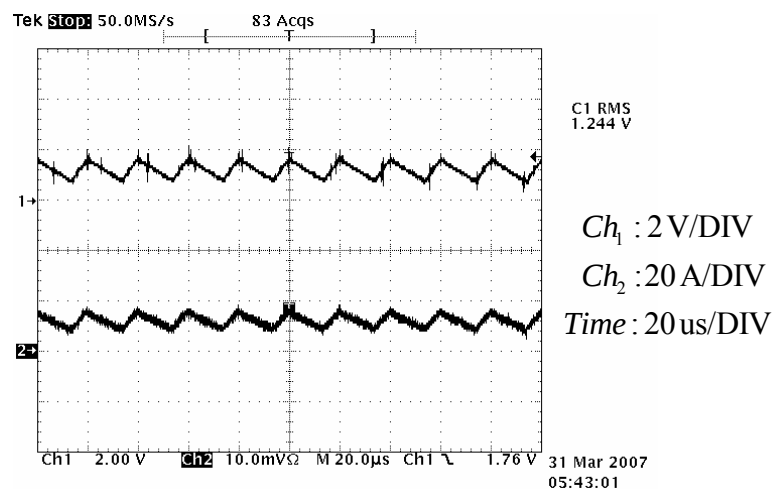
กำหนดให้กระแสสูงสุดของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรคือ 20 A แรงดันเอาต์พุตคงที่ 1.5 V ที่ความต้านทานภาระเท่ากับ 28 mΩ ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรคือ

$$V_{CS_n(avg)} = (20)(28 \times 10^{-3}) + (1.5) = 2.06 \text{ V}$$

แรงดันเฉลี่ยสูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันสามารถปรับอัตราขยายได้จาก VR_2 ซึ่งสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุส่วนหน้าของวงจรแปลงผันนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันต่อไป



ภาพที่ 4-13 วงจรตรวจจับกระแส



ภาพที่ 4-14 สัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยที่ CH1 ใช้วงจรตรวจจับกระแส และ CH2 ใช้โพรบวัดกระแส

4.3 วงจรควบคุมแรงดันและกระแส

วงจรชุดควบคุมแรงดันและกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันให้คงที่ ดังแสดงในภาพที่ 4-15 ในงานวิจัยนี้มีรูปควบคุม 2 รูป โดยรูปแรกเป็นรูปควบคุมแรงดัน โดยจะรับสัญญาณแรงดันไฟตรงจากเอาต์พุตของวงจรแปลงผันเป็นสัญญาณป้อนกลับ โดยใช้วงจรขยายผลต่าง (Difference Amp) ทำหน้าที่ในการลดทอนขนาดของแรงดันเอาต์พุตให้ได้ 1.5 V

จากนั้นนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่วงจรขยายผลต่างอีกครั้งหนึ่งเพื่อลบกับสัญญาณไฟตรงอ้างอิงซึ่งเป็นสัญญาณไฟตรงขนาด 1.5 V เช่นเดียวกัน สัญญาณที่ได้ที่จุด A นี้ คือสัญญาณความผิดพลาดของแรงดัน (v_e) และถูกส่งต่อไปยังวงจรตัวควบคุมแรงดันต่อไป โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมแรงดันแบบพีไอ สมการของตัวควบคุมแรงดันแสดงในสมการที่ (4-9)

$$V_{CON_v}(s) = K_{P_v} \left(1 + \frac{1}{T_{i_v} s} \right) V_{e_v}(s) \quad (4-9)$$

โดยที่อัตราขยาย K_{P_v} หาได้จากสมการ

$$K_{P_v} = \frac{VR_1}{R_9} \quad (4-10)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ความต้านทาน $VR_1 = 22.2 \text{ k}\Omega$ และ $R_9 = 10 \text{ k}\Omega$ แทนลงในสมการที่ (4-10) ได้ว่า

$$K_{P_v} = \frac{VR_1}{R_9} = \frac{22.2 \times 10^3}{10 \times 10^3} = 2.22$$

และค่าเวลา T_{i_v} หาได้จากสมการ

$$T_{i_v} = (VR_2 + R_{12})C_1 \quad (4-11)$$

ซึ่งในการออกแบบ กำหนดให้ความต้านทาน $VR_2 = 52.2 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 5 \text{ k}\Omega$ และตัวเก็บประจุ $C_1 = 27 \text{ nF}$ แทนลงในสมการที่ (4-11) ได้ว่า

$$T_{i_v} = ((52.2 \times 10^3) + (5 \times 10^3))(27 \times 10^{-9}) = 1.544 \text{ ms}$$

สำหรับตัวควบคุมลูปใน ซึ่งเป็นลูปควบคุมกระแส จะนำสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ตรวจจับได้จากวงจรแปลงผันแต่ละวงจรมาบวกกันด้วยวงจรบวกสัญญาณ (Summing) ดังนั้นผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่จุด B คือ

$$i_{L_T} = i_{L_1} + i_{L_2} + i_{L_3} + i_{L_4} \quad (4-12)$$

และที่กระแสสูงสุดของวงจรแปลงผันแต่ละวงจร คือ 20 A วงจรตรวจจับกระแสสามารถตรวจจับแรงดันได้ 2.06 V แทนลงในสมการที่ (4-12) ดังนั้นกระแสรวม (i_{L_T}) หาได้จาก

$$i_{L_T} = (2.06) + (2.06) + (2.06) + (2.06) = 8.24 \text{ V}$$

ซึ่งจะต้องลดทอนสัญญาณกระแสรวมลง K_f เท่า โดยที่อัตราลดทอนสัญญาณหาได้จากสมการ

$$K_f = \frac{VR_3}{R} \quad (4-13)$$

โดยที่ความต้านทาน $R = R_{16} = R_{17} = R_{18} = R_{19} = 10 \text{ k}\Omega$ และค่าความต้านทาน VR_3 อยู่ที่ $1.82 \text{ k}\Omega$ แทนลงในสมการที่ (4-13) จะได้ว่า

$$K_f = \frac{1.82 \times 10^3}{10 \times 10^3} = 0.182 \text{ เท่า}$$

ในงานวิจัยนี้ปรับอัตราลดทอนสัญญาณกระแสของตัวเหนี่ยวนำลง 0.182 เท่า สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนนี้ถูกส่งไปยังวงจรควบคุมกระแส ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวควบคุมกระแสแบบพีโอ เช่นเดียวกัน เนื่องจากตัวควบคุมแบบพีโอที่ใช้สามารถปรับอัตราขยายและค่าเวลาการอินทิเกรตได้ไม่ยุ่งยาก สมการของตัวควบคุมกระแสดังแสดงในสมการที่ (4-14)

$$V_{CON_i}(s) = K_{P_i} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) V_{eq_i}(s) \quad (4-14)$$

โดยที่อัตราขยาย K_{P_i} หาได้จากสมการ

$$K_{P_i} = \frac{VR_4}{R_{28}} \quad (4-15)$$

ในการออกแบบตัวควบคุมกระแสดำหนดให้ความต้านทาน $VR_4 = 12.6 \text{ k}\Omega$ และ $R_{28} = 10 \text{ k}\Omega$ แทนลงในสมการที่ (4-15) จะได้ว่า

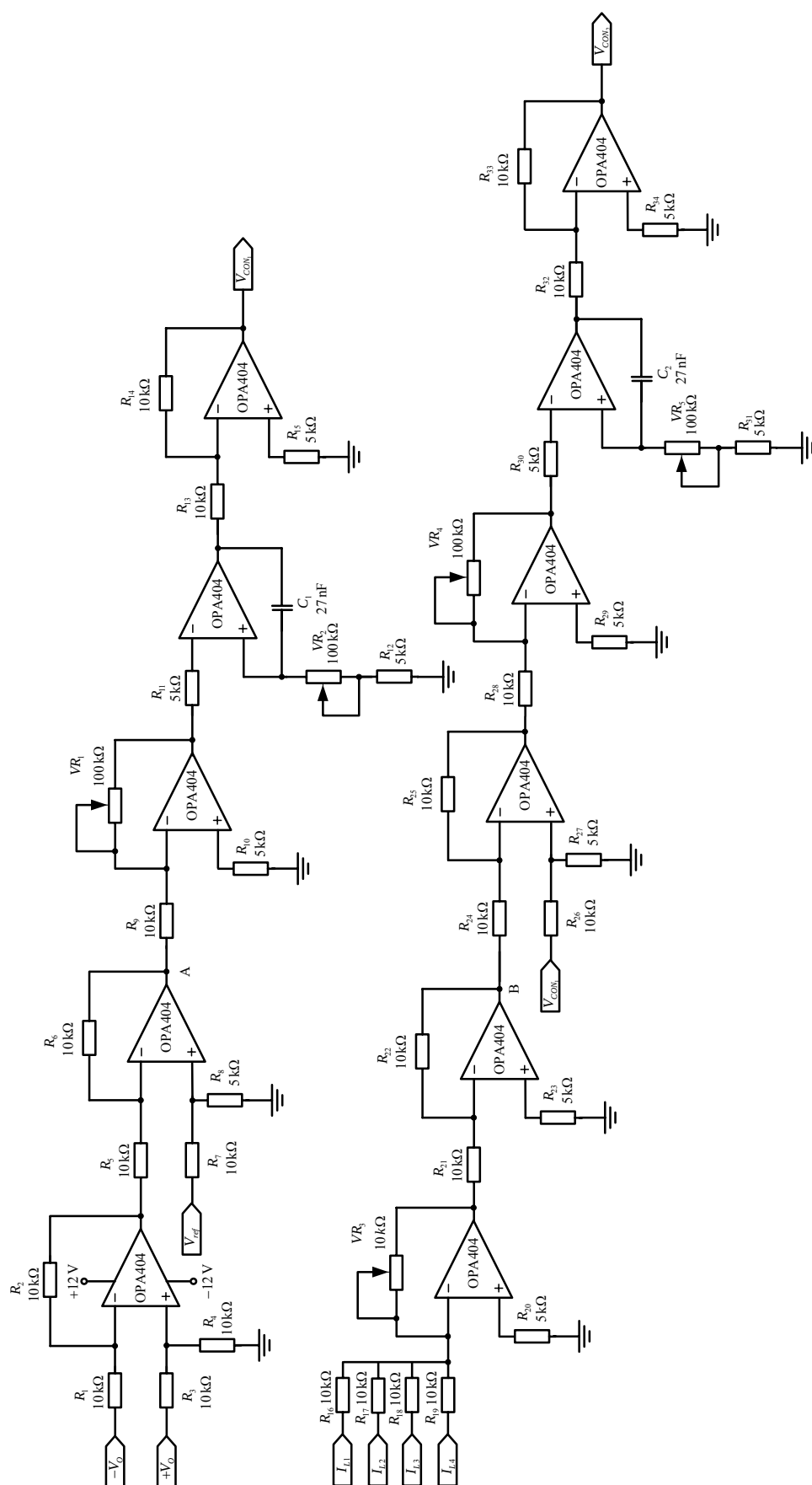
$$K_{P_i} = \frac{VR_4}{R_{28}} = \frac{12.6 \times 10^3}{10 \times 10^3} = 1.26$$

และค่าเวลา T_i หาได้จากสมการ

$$T_i = (VR_5 + R_{31})C_2 \quad (4-16)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ความต้านทาน $VR_5 = 36.4 \text{ k}\Omega$, $R_{31} = 5 \text{ k}\Omega$ และตัวเก็บประจุ $C_2 = 27 \text{ nF}$ แทนลงในสมการที่ (4-16) จะได้ว่า

$$T_i = ((36.4 \times 10^3) + (5 \times 10^3))(27 \times 10^{-9}) = 1.12 \text{ ms}$$



ภาพที่ 4-15 วงจรควบคุมแรงดันและกระแส

4.4 สรุป

ที่กล่าวมาเป็นการออกแบบวงจรภายในของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครไนส์บั๊ก ที่มีการขนาน ประกอบด้วยวงจรภาคควบคุม วงจรภาคกำลังและวงจรภาคควบคุมแรงดันและกระแส ซึ่งการเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาสร้างวงจรแปลงผันต้องคำนึงถึงพิกัดขนาดแรงดันและกระแส เพื่อให้วงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นมีประสิทธิภาพสูงสุด ผลการทดสอบวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นจะกล่าวถึงในบทที่ 5 ต่อไป

บทที่ 5

การทดสอบวงจรต้นแบบ

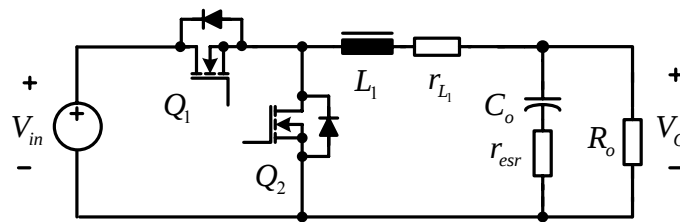
ในบทนี้กล่าวถึงผลการทดสอบที่ได้จากออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน ตามขอบเขตที่กำหนดไว้ในตารางที่ 1-1 การทดสอบนี้ใช้ดิจิตอลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ Tektronix รุ่น TDS 420A วัดสัญญาณแรงดันด้านออก ใช้เครื่องวัดกระแส (Current Probe) ยี่ห้อ Tektronix รุ่น AM 503B วัดกระแสด้านออก ทั้งสภาวะคงตัว (Steady State) และในสภาวะชั่วครู่ (Transient State) เพื่อศึกษาพฤติกรรมของระบบต่อการเปลี่ยนแปลงภาระ และใช้เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าแบบดิจิตอล (Digital Power Meter) ยี่ห้อ YOGOGAWA รุ่น 2531A วัดกำลังไฟฟ้าทั้งด้านเข้าและด้านออกเพื่อวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้น โดยผลการทดสอบวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นนั้นมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.1 การทดสอบวงจรแปลงผันทำงานแบบวงจรเดียว

ในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่ทำงานแบบวงจรเดียวเพื่อทดสอบขีดความสามารถในการจ่ายกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผัน โดยทำการทดสอบที่กัลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W หรือ 100 % ของพิกัดภาระที่ทำงานแบบวงจรเดียว รายการและข้อกำหนดทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดียว แสดงในตารางที่ 5-1 และวงจรที่ใช้ทดสอบแสดงในภาพที่ 5-1

ตารางที่ 5-1 รายการและข้อกำหนดทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันที่ทำงานแบบวงจรเดียว

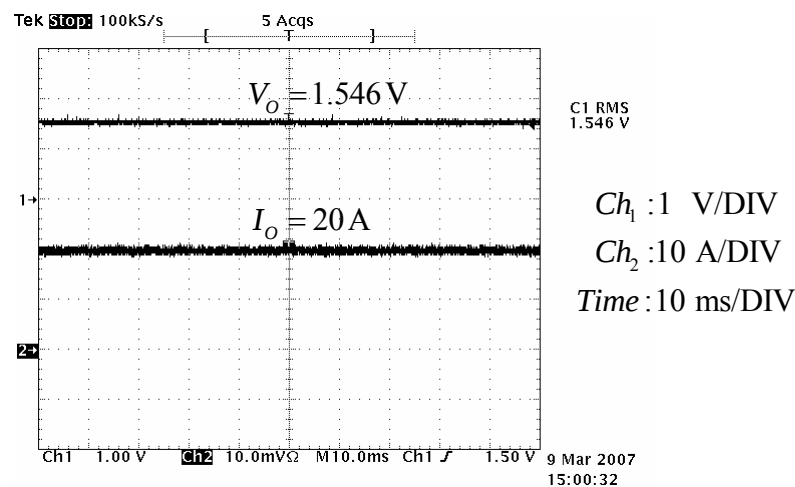
รายการ/สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	1.5 V
กระแสเอาต์พุต (I_o)	20 A
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o)	30 W



ภาพที่ 5-1 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบัค
ชนิดเฟสเดียว ที่ใช้ทดสอบ

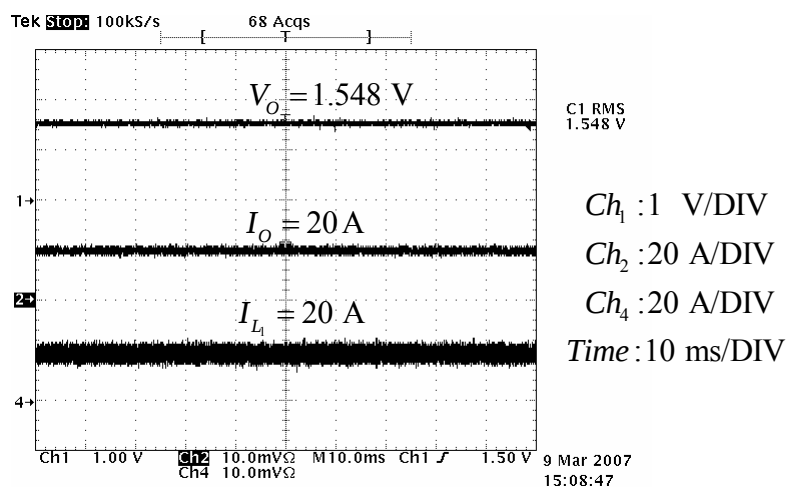
5.1.1 การทดสอบที่สภาวะคงตัว

ในการทดสอบที่สภาวะคงตัว ใช้ตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ $75 \text{ m}\Omega$ ต่อเป็นภาระให้กับวงจร โดยทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 30 W หรือ 100% ของพิกัดภาระ ผลการทดสอบ แสดงดังภาพที่ 5-2 และ ภาพที่ 5-3



ภาพที่ 5-2 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W

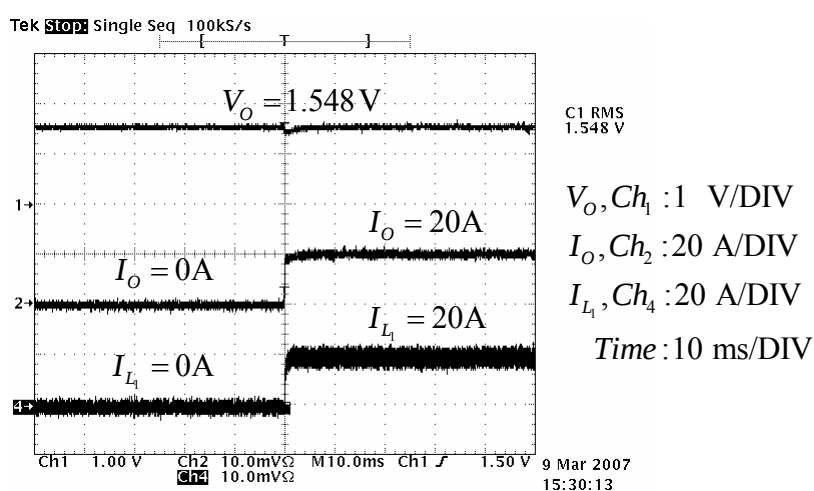
จากภาพที่ 5-2 ผลการทดสอบที่สภาวะคงตัว พบวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถจ่ายกระแสและแรงดัน คือ แรงดัน 1.5 V ที่กระแส 20 A ได้ ซึ่งเป็นไปตามเป้าหมายที่วางไว้ และจากภาพที่ 5-3 แสดงแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบกับกระแสที่ไหลที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ พบว่ามีลักษณะเดียวกับการจำลองการทำงาน โดยมีกระแสกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำอยู่ที่ประมาณ 6 A



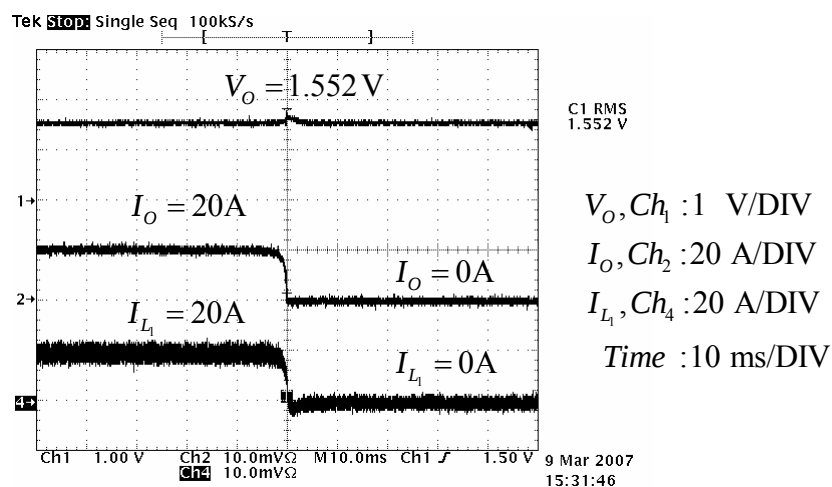
ภาพที่ 5-3 แรงดันเอาต์พุต ,กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W

5.1.2 การทดสอบที่สภาวะชั่วคราว

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบขณะมีการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด เพื่อศึกษา ลักษณะการตอบสนองของระบบที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระ โดยการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 0 W ไปที่ 30 W หรือ 0 % ไปที่ 100 % ของพิกัดภาระ และเปลี่ยนแปลงภาระจาก 30 W ไปที่ 0 W หรือ 100 % ไปที่ 0 % ของพิกัดภาระ ผลการทดสอบระบบแสดงดังภาพที่ 5-4 และภาพที่ 5-5



ภาพที่ 5-4 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระ ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 30W



ภาพที่ 5-5 แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W ไปที่ 0 W

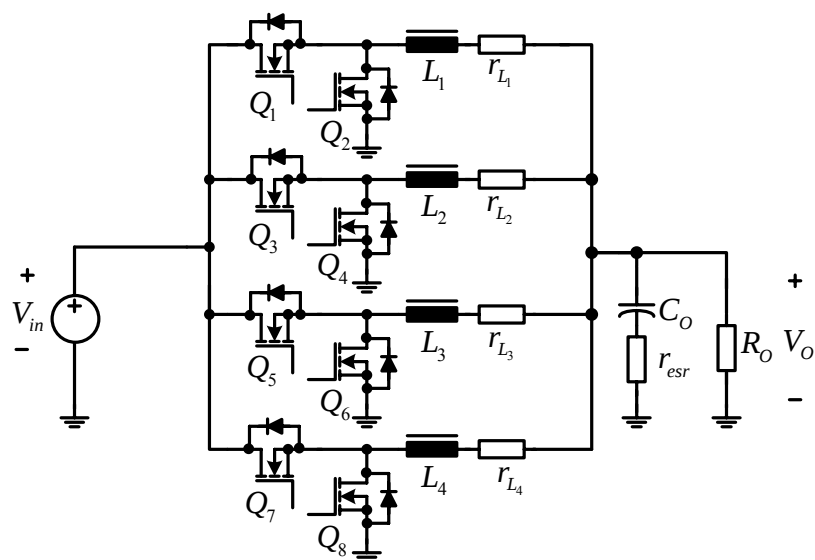
จากผลการทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระของวงจรพบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่ ประมาณ 1.548 V และมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ขณะมีการเปลี่ยนแปลงภาระที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 30 W และเปลี่ยนกลับไปที่ 0 W โดยมีช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงเข้าสู่สภาวะคงตัว (Settling Time) ประมาณ 3 ms

5.2 การทดสอบวงจรแปลงผันทำงานแบบขนานวงจร

การทดสอบนี้ จะนำวงจรแปลงผันทั้ง 4 วงจรมาขนานเข้าด้วยกันแล้วทดสอบค่าต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 5-2 เป็นการทดสอบการทำงานทั้งสภาวะคงตัวและสภาวะชั่วคราว เพื่อศึกษาพฤติกรรมของระบบที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงภาระ และทดสอบการแบ่งจ่ายกระแสของแต่ละวงจร โดยมีภาระสูงสุด 90 W หรือ 100% ของพิกัดภาระ วงจรแปลงผันแบบขนานที่ใช้ในการทดสอบแสดงในภาพที่ 5-6

ตารางที่ 5-2 รายการและข้อกำหนดทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบขนาน

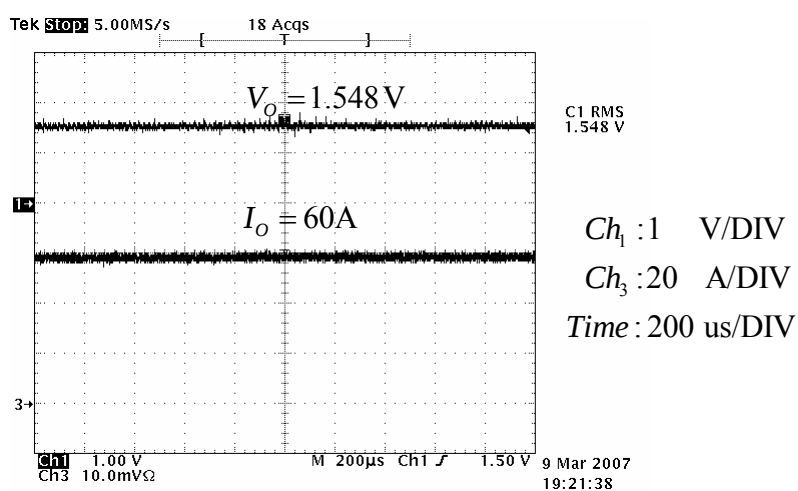
รายการ/สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	1.5 V
กระแสเอาต์พุต (I_o)	60 A
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o)	90 W



ภาพที่ 5-6 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัส
ที่มีการขนานกัน 4 วงจร ที่ใช้ทดสอบ

5.2.1 การทดสอบที่สภาวะคงตัว

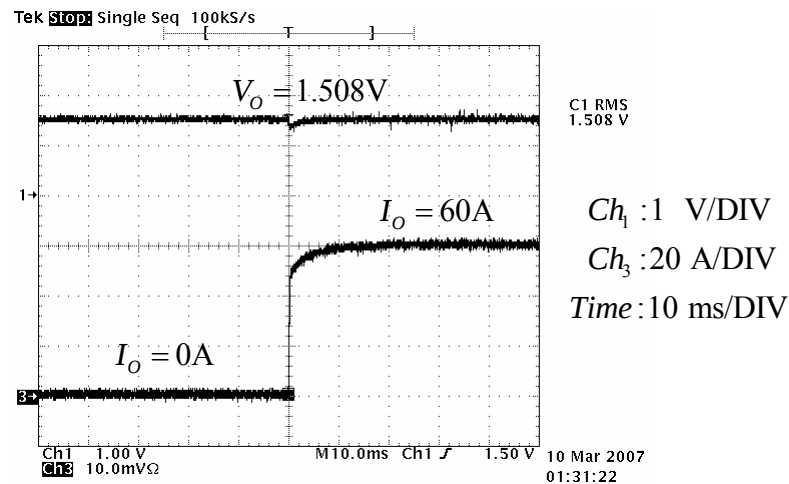
ในการทดสอบที่สภาวะคงตัว ใช้ตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ $25 \text{ m}\Omega$ ต่อเป็นภาระให้กับวงจร โดยทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 90 W หรือ 100% ของพิกัดภาระ ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 5-7



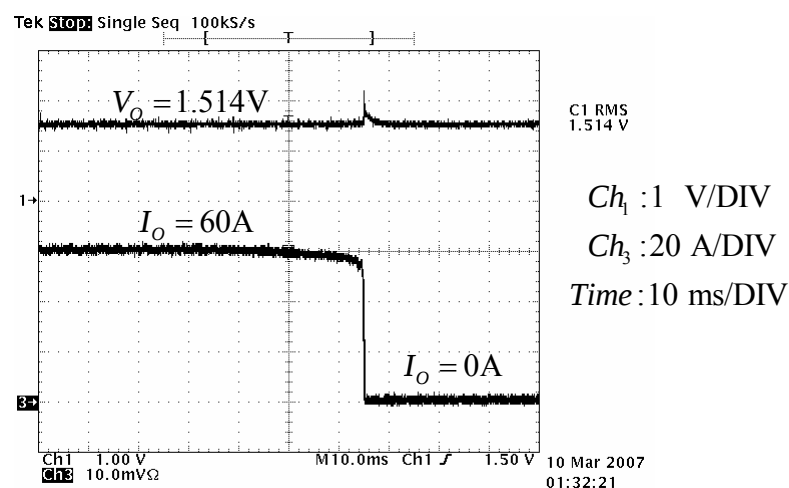
ภาพที่ 5-7 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W

5.2.2 การทดสอบที่สภาวะชั่วครู่

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบขณะมีการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด เพื่อศึกษา ลักษณะการตอบสนองของระบบที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระ โดยการเปลี่ยนแปลงภาระจาก 0 W ไปที่ 90 W หรือ 0% ไปที่ 100% ของพิกัดภาระ และเปลี่ยนแปลงภาระจาก 90 W ไปที่ 0 W หรือ 100% ไปที่ 0% ของพิกัดภาระ ผลการทดสอบระบบแสดงดังภาพที่ 5-8 และภาพที่ 5-9



ภาพที่ 5-8 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 90 W

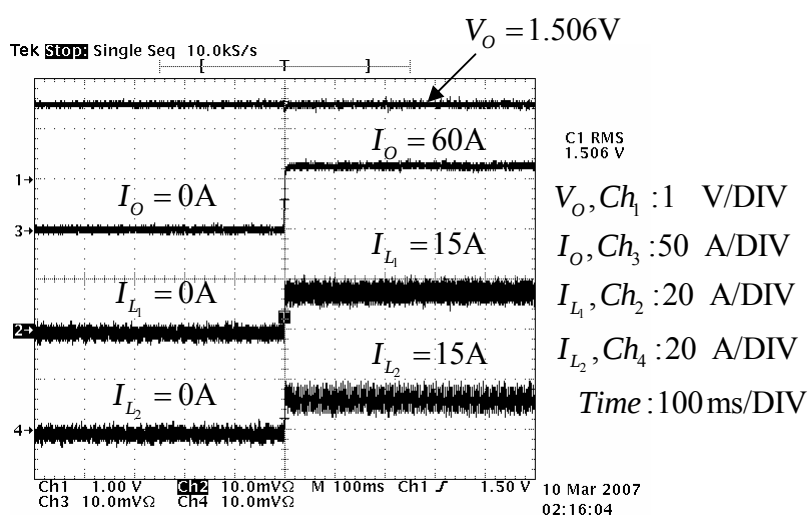


ภาพที่ 5-9 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุต เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W ไปที่ 0 W

จากภาพที่ 5-8 และภาพที่ 5-9 เป็นการทดสอบวงจรแปลงผันเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระของวงจร จาก 0 % ไปที่ 100% ของพิกัดภาระ และจาก 100 % ไปที่ 0 % ของพิกัดภาระ ตามลำดับ ผลการทดสอบพบว่าวงจรแปลงผันสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต 1.5 V ให้คงที่ ที่กระแสเอาต์พุต 60 A ได้ โดยมีช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงเข้าสู่สภาวะคงตัว ประมาณ 6 ms

5.2.3 การทดสอบการแบ่งจ่ายกระแสของวงจรแปลงผันแต่ละวงจร

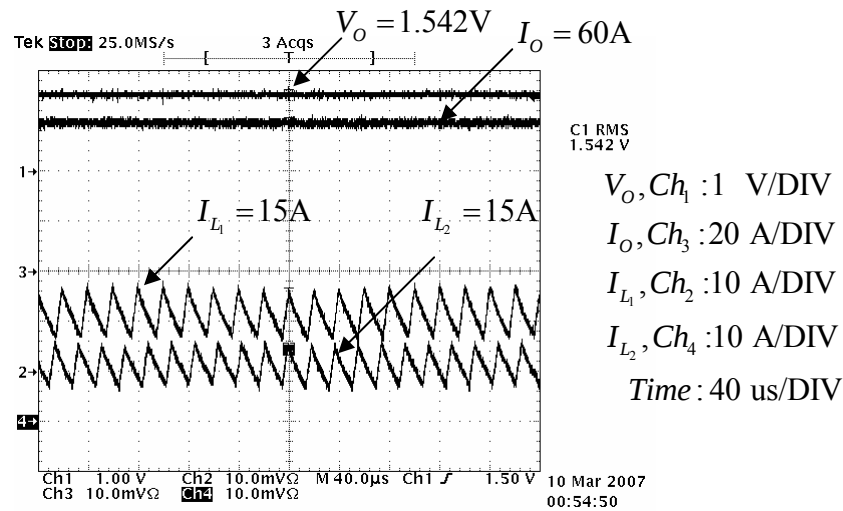
ในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบการแบ่งจ่ายกระแสของแต่ละวงจรเมื่อนำวงจรแปลงผันมาขนานกัน 4 วงจร โดยทำการทดสอบที่ของพิกัดกระแสเอาต์พุต 60A หรือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90W ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 5-10



ภาพที่ 5-10 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

เมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 90 W

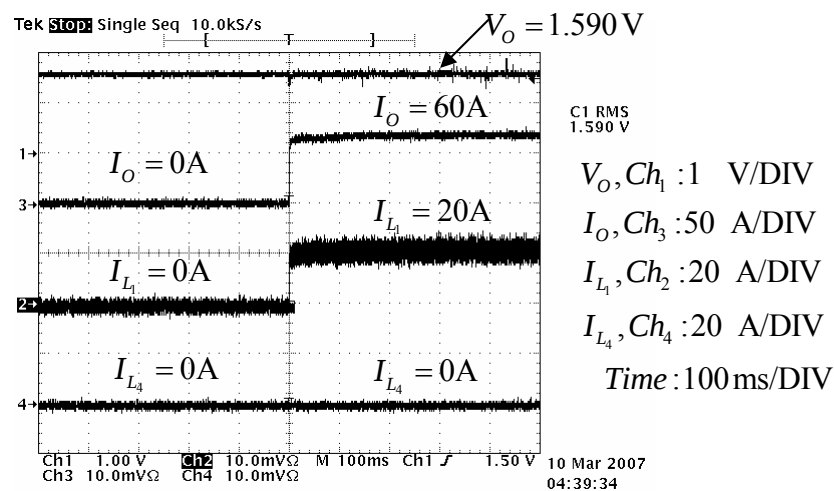
จากภาพที่ 5-10 และภาพที่ 5-11 แสดงผลการทดสอบการแบ่งจ่ายกระแสเมื่อนำวงจรแปลงผันมาขนานกัน จากการทดสอบพบว่าวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถแบ่งจ่ายกระแสในแต่ละวงจรให้เท่ากันได้ ซึ่งที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W วงจรแปลงผันแต่ละวงจรจะแบ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้เท่ากันที่ 15 A ต่อวงจร โดยมีผลรวมของกระแสเอาต์พุต I_O เท่ากับ 60 A ที่แรงดันเอาต์พุตคงที่ประมาณ 1.506 V



ภาพที่ 5-11 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W

5.3 การทดสอบการเสียหายของวงจรแปลงผัน

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบเสถียรภาพและความน่าเชื่อถือของวงจรแปลงผันเมื่อเกิดความเสียหายขึ้นกับวงจรใดวงจรหนึ่ง โดยกำหนดให้วงจรแปลงผันวงจรที่ 4 เสียหายและทำการทดสอบที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W หรือ 100 % ของพิกัดภาระ จากการทดสอบพบว่า วงจรแปลงผันสามารถทำงานต่อไปได้ จากภาพที่ 5-12 เมื่อเกิดความเสียหายขึ้นกับวงจรแปลงผันวงจรที่ 4 วงจรแปลงผันที่เหลือก็จะช่วยจ่ายกระแสทดแทนวงจรแปลงผันที่ขาดหายไป ทำให้ระบบสามารถทำงานต่อไปได้



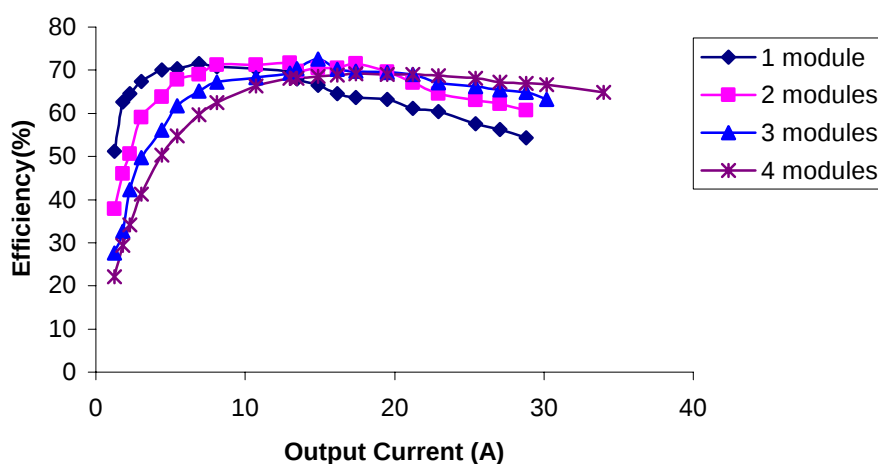
ภาพที่ 5-12 แรงดันเอาต์พุต, กระแสเอาต์พุต, กระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_2 เมื่อโมดูลที่ 4 เสียหาย ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W

5.4 ประสิทธิภาพของวงจร

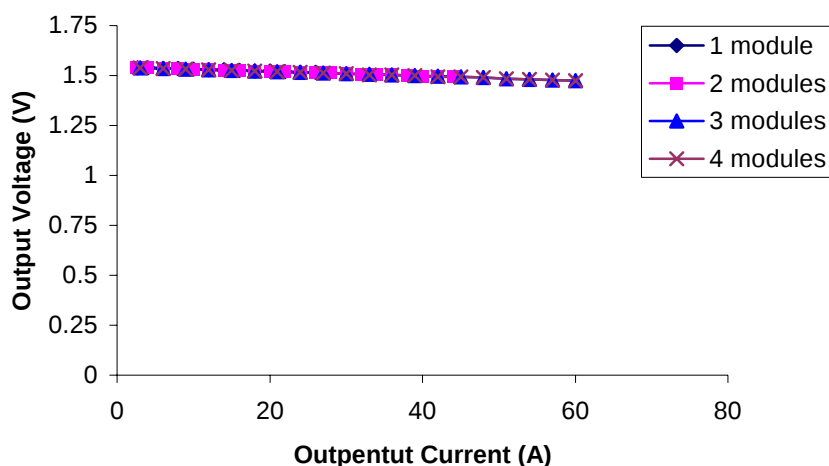
ประสิทธิภาพของวงจรเป็นปัจจัยหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบสร้างวงจรแปลงผันทุกชนิด เนื่องจากเป็นตัวบอกรูณภาพของวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นว่ามีคุณภาพมากน้อยเพียงใด ดังนั้นในการทดสอบนี้ เป็นการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน โดยใช้วิธีการวัดกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าและด้านออกเพื่อคำนวณหาประสิทธิภาพ (η) ดังแสดงในสมการที่ 5-1

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \times 100 \quad (5-1)$$

ผลการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันเปรียบเทียบกับกระแสเอาต์พุตแสดงในภาพที่ 5-13 พบว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นประมาณ 72 % และพบว่าการขนานวงจรแปลงผันทำให้วงจรแปลงผันมีประสิทธิภาพสูงที่กระแสภาระมากขึ้น และภาพที่ 5-14 เป็นการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสภาระ เพื่อศึกษาความคงทนในการรักษาระดับแรงดันของวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้น ซึ่งพบว่าวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต 1.5 V ได้



ภาพที่ 5-13 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน



ภาพที่ 5-14 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระในช่วง 0 W ถึง 90 W

ผลการทดสอบดังตารางที่ 5-3 จะเห็นได้ว่า ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันที่ $\frac{1}{2}$ ของพิกัดภาระ อยู่ที่ 70.02 % และ 65.40 % ที่พิกัดภาระสูงสุด และพบว่าประสิทธิภาพของระบบลดลงเนื่องจากขณะที่วงจรแปลงผันจ่ายกระแสสูง เกิดกำลังสูญเสียภายในอุปกรณ์กำลังและกำลังสูญเสียภายในสายสูง เช่นในกรณีที่วงจรแปลงผันแต่ละวงจรจ่ายกระแสเอาต์พุต 20 A ขณะที่ความต้านทานภายในของสวิตช์กำลังเท่ากับ $7\text{ m}\Omega$ (สำหรับ มอสเฟตเบอร์ IRL2203) จะมีกำลังสูญเสียที่มอสเฟตกำลังเป็นจำนวน 2.8 W ต่อวงจร ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์ควรเลือกให้สอดคล้องกับขนาดกระแสของวงจรแปลงผัน ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นและมีผลอย่างยิ่งต่อค่าประสิทธิภาพของระบบ

ตารางที่ 5-3 การทดสอบการขนานวงจรแปลงผันแรงดันต่ำกระแสสูงแบบซิงโครไนซ์

การทดสอบ	50% ของพิกัดภาระ	100% ของพิกัดภาระ	หน่วย
แรงดันเอาต์พุต	1.525	1.505	V
กระแสเอาต์พุต	30	60	A
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	45.45	90.3	W
ประสิทธิภาพของระบบ	70.02	65.40	%
% การรักษาระดับแรงดัน	1.33		%

โดยที่เปอร์เซ็นต์การรักษาระดับแรงดันหาได้จากสมการ

$$\% \text{ การรักษาระดับแรงดัน} = \frac{V_{O(\text{half load})} - V_{O(\text{full load})}}{V_{O(\text{full load})}} \times 100 \quad (5-2)$$

5.5 สรุป

จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่ทำงานแบบวงจรเดี่ยวพบว่า วงจรแปลงผันสามารถจ่ายแรงดันได้ที่ 1.5 V กระแส 20 A หรือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 30 W ได้ และเมื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงภาระ ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 0 W ไปที่ 30W หรือ 100 % ของพิกัดภาระ พบว่าให้ การตอบสนองต่อสภาวะชั่วคราว รวดเร็ว สามารถวัดช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงเข้าสู่สภาวะคงตัว (Settling Time) ได้ 3 ms และเมื่อนำวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมาขนานกัน ผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่า วงจรแปลงผันสามารถจ่ายแรงดันและกระแส 1.5 V ที่กระแสเอาต์พุต 60 A หรือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 90 W ได้ และเมื่อทดสอบการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระจากที่กำลังไฟฟ้า 0 W ไปที่ 90 W หรือ 0 % ไปที่ 100 % ของพิกัดภาระ พบว่าให้การตอบสนองต่อสภาวะชั่วคราว รวดเร็ว สามารถวัดช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ 6 ms การทดสอบการแบ่งจ่ายกระแส (Current Sharing) พบว่า วงจรแปลงผันทั้ง 4 วงจร สามารถแบ่งจ่ายกระแสให้เท่ากันในแต่ละวงจรได้ และการทดสอบเมื่อมีวงจรใดวงจรหนึ่งเสียหาย พบว่าวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดัน 1.5 V และสามารถจ่ายกระแสให้กับภาระต่อไปได้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้เป็นการศึกษา วิเคราะห์ และออกแบบสร้างวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง แรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาเพื่อประยุกต์ใช้กับไมโครโปรเซสเซอร์ในอนาคต แนวความคิดของงานวิจัยนี้อยู่ที่การออกแบบวงจรแปลงผันแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนานกัน 4 วงจร โดยมีเป้าหมายเพื่อให้มีความคงทนในการรักษาระดับแรงดันต่ำที่ 1.5 V สามารถจ่ายกระแสสูงถึง 60 A ได้โดยมีพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด 90 W มีประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือสูง

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้เริ่มจากการศึกษาทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง ที่มีการขนาน โดยศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่ทำงานในโหมดกระแสชดเชยนี้ยวนำต่อเนื่อง (CCM) และวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพื่อหาสมการทางคณิตศาสตร์

จากสมการทางคณิตศาสตร์ที่วิเคราะห์ได้ จึงออกแบบสร้างโมเดลทางคณิตศาสตร์ก่อน และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมเมทเลบ/ซิมูลิงค์ ทั้งการทำงานแบบวงจรเดี่ยวและแบบขนานกัน 4 โมดูล ผลการจำลองการทำงานพบว่า วงจรแปลงผันสามารถทำงานได้ดีและเป็นไปตามขอบเขตที่ต้องการ

ดังนั้นจึงได้ออกแบบสร้างวงจรแปลงผันจริงขึ้น ตามขอบเขตที่กำหนดไว้คือมีแรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 1.5 V กระแสเอาต์พุตสูงสุด 60 A มีพิกัดกำลังสูงสุด 90 W ผลการทดสอบการทำงานพบว่า วงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นสามารถจ่ายแรงดันเอาต์พุต 1.5 V ที่กระแสเอาต์พุต 60 A หรือที่ กำลังไฟฟ้า 90 W ได้ โดยมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดไม่เกิน 1.33 เปอร์เซ็นต์

การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน ที่สร้างขึ้นมีประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับ 72.5% และเมื่อทดลองให้วงจรใดวงจรหนึ่งชำรุดพบว่า วงจรแปลงผันที่เหลือสามารถจ่ายแรงดันและกระแสได้ตามที่ภาระต้องการซึ่งแสดงให้เห็นว่าระบบที่นำเสนอมีความน่าเชื่อถือสูง

6.2 ข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นแนวทางเบื้องต้นในการศึกษาวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำ กระแสสูงแบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน ดังนั้นในการดำเนินการวิจัยขั้นต่อไป เพื่อพัฒนาให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ควรมีลักษณะดังนี้

6.2.1 ควรออกแบบวงจรควบคุมให้วงจรแปลงผันที่ขนานกัน สวิตช์สอดแทรกระหว่างกัน (Interleave Technique) เพื่อลดค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตได้

6.2.2 ควรปรับปรุงให้วงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นมามีขนาดเล็กกลง เพื่อให้มีอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่อพื้นที่สูงขึ้น

6.2.3 ควรออกแบบให้วงจรแปลงผันสามารถขนานวงจรอัตโนมัติ เพื่อให้การจ่ายแรงดันและกระแสไฟฟ้าให้กับภาระของวงจร มีประสิทธิภาพสูงสุด

เอกสารอ้างอิง

1. R. Hiremane. "From Moore's Law to Intel Innovation-Prediction to Reality." Technology @Intel Magazine. [Serial Online] April 2005. [cited 20 May 2007]. Available from : www.intel.com/technology/magazine/silicon/moores-law-0405.pdf
2. G. Marcyk. Breaking Barrier to Moore's Law. [Online] 2002. [cited 15 July 2006]. Available from : <http://www.sandpile.org/docs/intel/misc.htm>
3. J. Wei. High Frequency High-Efficiency Voltage Regulators for Future Microprocessors. Ph.D. Thesis, Faculty of Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
4. G. Schrom, P. Hazucha, J. Hahn, D. S. Gardner, B. A. Bloechel, G. Dermer, S. G. Narendra, T. Karnik, V. De. "A 480-MHz, Multi-Phase Interleave Buck DC-DC Converter with Hysteretic Control." IEEE Power Electronics Specialists Conference. vol. 6. (2004) : 4702-4707.
5. Intel Corporation. VRM 9.0 DC-DC Converter Design Guidelines. [Online] 2002. [cited 2 July 2006]. Available from : www.intel.com/design/Pentium4/guides/24920504.pdf
6. Intel Corporation. Voltage Regulator Module (VRM) and Design Enterprise Voltage Regulator-Down (EVED). [Online] 2005. [cited 10 July 2006]. Available from : <http://download.intel.com/design/Xeon/guides/30273102.pdf>
7. X. Zhou, P. L. Wong, P. Xu, F. C. Lee, and A. Q. Huang. "Investigation of Candidate VRM Topologies for Future Microprocessors." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 15. (2000) : 1172-1182.
8. K. Yao, M. Xu, Y. Meng, and F. C. Lee. "Design Considerations for VRM Transient Response Based on the Output Impedance." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 18. (2003) : 1270-1277.
9. F. Goodenough. "Advance Microprocessors Demand Amperes of Current At $< 2V$." Electronic Design. vol. 45. (1997) : 31-42.

10. A. Rozman, and K. Fellhoelter. "Circuit Considerations for Fast Sensitive, Low-Voltage Loads in Distributed Power System." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (1995) : 33-42.
11. J. A. O'Connor. "Converter Optimization for Powering Low Voltage, High Performance Microprocessors." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (1996) : 984-989.
12. P. Wong, X. Zhou, J. Chen, H. Wu, F.C. Lee, and D. Y. Chen. "VRM Transient Study and Output Filter Design for Future Processors." VPEC Annual Seminar. (1997).
13. P. Wong, F. C. Lee, X. Zhou and J. Chen. "VRM Transient Study and Output Filter Design for Future Processors." IEEE IECON. vol. 1. (1998) : 410-415.
14. Y. Panvo, P. Xu, and F. C. Lee. "Design Consideration for 12-V/1.5-V, 50-A Voltage Regulator Modules." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. vol. 1. (2000) : 39-46.
15. P. Xu, J. Wei, and F. C. Lee. "Multiphase Coupled-Buck Converter-A Novel High Efficient 12V Regulator Module." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 18. (2003) : 74-82.
16. J. Wei, and F. C. Lee. "An Output-Impedance-Based Design of Voltage Regulator Output Capacitors for High Slew-Rate Load Current Transients." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (2004) : 304-310.
17. P. Xu, Y. C. Ren, M. Ye, and F. C. Lee. "A Family of Novel Interleaved DC/DC Converters for Low-Voltage High-Current Voltage Regulator Module Applications." IEEE Power Electronics Specialists Conference. (2001) : 1507-1511.
18. W. Huang. "A New Control for Multi-phase Buck Converter with Fast Transient Response." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (2001) : 273-279.
19. T. Saito, S. Tasaki, and H. Torikai. "WTA-Based Interleaved Buck Converters for Low-Voltage High-Current Applications." IEEE Industrial Electronics Society. (2003) : 652-655.
20. J. A. Qahouq, H. Mao, and I. Batarseh. "Multiphase Voltage-Mode Hysteretic Controlled DC-DC Converter with Novel Current Sharing." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 19. (2004) : 1397-1407.

21. J. A. Qahouq, J. Luo, and I. Batarseh. "Voltage Regulator Module with Interleaved Synchronous Buck Converters and Novel Voltage-Mode Hysteretic Control." IEEE Midwest Symposium on Circuit and System. vol. 2. (2001) : 972-975.
22. W. Gu, W. Qiu, W. Wu, and I. Batarseh. "A Multiphase DC/DC Converter with Hysteretic Voltage Control and Current Sharing." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (2002) : 670-674.
23. B. Acker, C. Sullivan, and S. Sanders. "Current Controlled Synchronous Rectification." IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. (1994) : 185-191.
24. X. Zhou, P. Xu, and F. C. Lee. "A Novel Current-Sharing Control Technique for Low-Voltage High –Current Voltage Regulator Module Applications." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 15. (2000) : 1153-1162.
25. Y. Panvo, P. Xu, and M. Jovanovic. "Stability and Dynamic Performance of Current-Sharing Control for Paralleled Voltage Regulator Modules." IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 17. (2002) : 172-179.
26. D. W. Hart. Introduction to Power Electronics. United States of America : Prentice – Hall. 1997.
27. A. I. Pressman. Switching Power Supply Design. 2nd Ed. United States of America : McGraw-Hill. 1998.
28. CWS ByteMark. Product Folder : Toroidal Core –SENDUST. [Online] 2005. [cited 2 January 2007]. Available from : <http://www.cwsbytemark.com/mfg/sendust.php>

ภาคผนวก ก

1. การออกแบบวงจรภาคกำลัง

เมื่อพิจารณาขอบเขตการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง แบบซิงโครไนซ์บัก แต่ละวงจรมีคุณสมบัติดังตารางที่ ก-1 ดังนี้คือ

ตารางที่ ก-1 คุณสมบัติของวงจรแปลงผันที่ออกแบบ

รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันอินพุต (V_{in})	12 V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	1.5 V
กระแสเอาต์พุตของแต่ละวงจร (I_{O_n})	15 A
กระแสเอาต์พุตรวม (I_o)	60 A
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของแต่ละวงจร (P_{O_n})	22.5 W
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตรวม (P_o)	90 W
ความถี่ในการสวิตช์ (f_{sw})	50 kHz

ดังนั้นจากสมการที่ (2-8) และ ขอบเขตของวงจรแปลงผันสามารถหาค่า วัฏจักรงานและความต้านทานภาระ ได้ดังนี้

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1.5}{12} = 0.125$$

$$R_{O_n} = \frac{V_o^2}{P_{O_n}} = \frac{(1.5)^2}{22.5} = 100 \text{ m}\Omega$$

กำหนดให้การกระเพื่อมของกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $\Delta I_{L_n} \leq 6 \text{ A}$ ดังนั้นจากสมการที่ (2-12) สามารถหาค่าความเหนี่ยวนำ L_n ได้ดังนี้

$$I_{max} = V_o \left[\frac{1}{R_{O_n}} + \frac{(1-D)}{2L_n f_{sw}} \right]$$

หรือ

$$I_{O_n} + \frac{\Delta I_{L_n}}{2} = V_o \left[\frac{1}{R_{O_n}} + \frac{(1-D)}{2L_n f_{sw}} \right]$$

$$15 + \frac{6}{2} = (1.5) \left[\frac{1}{100 \times 10^{-3}} + \frac{(1-0.125)}{2L_n (50 \times 10^3)} \right]$$

เพราะฉะนั้น

$$L_n = 4.375 \text{ }\mu\text{H}$$

จากสมการที่ (2-23) ค่า $L_n = 4.375 \mu\text{H}$ และกำหนดให้การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต $\Delta V_o \leq 6.8\text{mV}$ หาค่าตัวเก็บประจุ C_o ได้จาก

$$C_o = \frac{V_o(1-D)}{8L_n\Delta V_o f_{sw}^2} = \frac{(1.5)(1-0.125)}{8(4.375 \times 10^{-6})(1.5 \times 10^{-3})(50 \times 10^3)^2} = 2200 \mu\text{F}$$

การทดลองจริงเลือกใช้ค่า $C_o = 42.2 \text{ mF}$ เนื่องค่านี้ทำให้แรงดันเอาต์พุตกระเพื่อมน้อยที่สุด

2. การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เลือกใช้แกนเทอร์รอยด์ เบอร์ CS270125 เป็นวัสดุประเภท SENDUST ข้อดีของแกนประเภทนี้คือ มีความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูง ประมาณ 1,000 เกาส์ มีการสูญเสียน้อย มีเสถียรภาพที่อุณหภูมิสูง และราคาถูก เหมาะสำหรับการนำไปใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง และใช้ลวดทองแดง เบอร์ AWG 15 พันรอบแกนจำนวน 6 รอบ สามารถคำนวณหาความเหนี่ยวนำได้จากสมการ

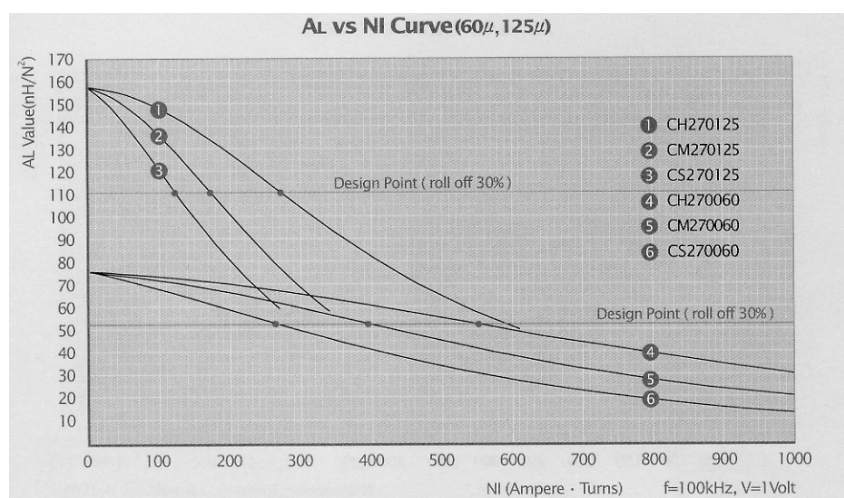
$$L_N = A_L \times N^2 \times 10^{-3}$$

โดยที่ L_N คือ ความเหนี่ยวนำต่อรอบ (μH)

A_L คือ ความเหนี่ยวนำสัมพัทธ์ (Nominal Inductance, $\mu\text{H}/N^2$)

N คือ จำนวนรอบ

โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำสัมพัทธ์หาได้จากภาพที่ ก-1



ภาพที่ ก-1 ความสัมพันธ์ระหว่าง A_L และ NI [28]

จากขอบเขตงานวิจัย กระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแต่ละวงจรเท่ากับ 15 A คำนวณหาค่า NI ได้จาก

$$NI = N \times I = 6 \times 15 = 90$$

จากค่า $NI = 90$ อ่านค่า A_L จากภาพที่ ก-1 (กราฟเส้นหมายเลข 3) ซึ่งได้ A_L ประมาณ $125 \mu\text{H}/\text{N}^2$ คำนวณหาค่า L_N จะได้ว่า

$$L_N = (125 \times 10^{-6}) \times (6)^2 \times 10^{-3} = 4.5 \mu\text{H}$$

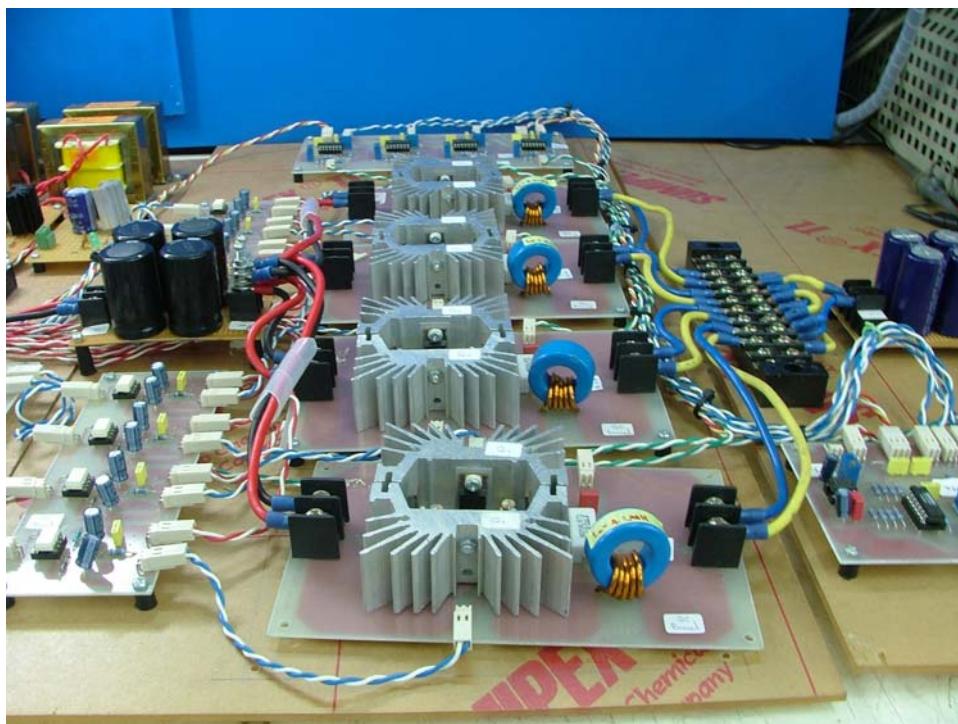
เมื่อออกแบบสร้างจริงวัดค่าได้ $L_N = 4.2 \mu\text{H}$

3. ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ

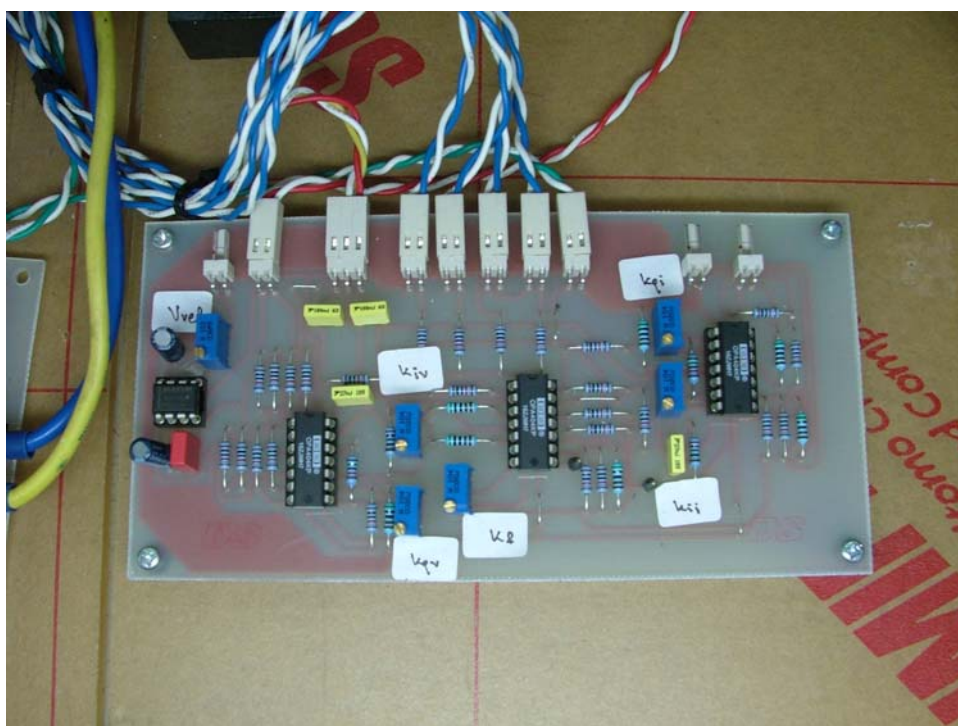
ในงานวิจัยเลือกใช้ลวดทองแดง เบอร์ AWG 15 ขนาดความยาว 15 เซนติเมตร มาสร้างตัวเหนี่ยวนำ โดยพันรอบแกนเทอร์รอยด์จำนวน 6 รอบ ซึ่งสายชนิดนี้มีความต้านทาน $104.3 \mu\Omega$ ต่อเซนติเมตร ดังนั้นที่ความยาว 15 เซนติเมตร ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ หาได้จาก

$$r_{L_n} = (104.3 \times 10^{-6}) \times 15 = 2.145 \text{ m}\Omega$$

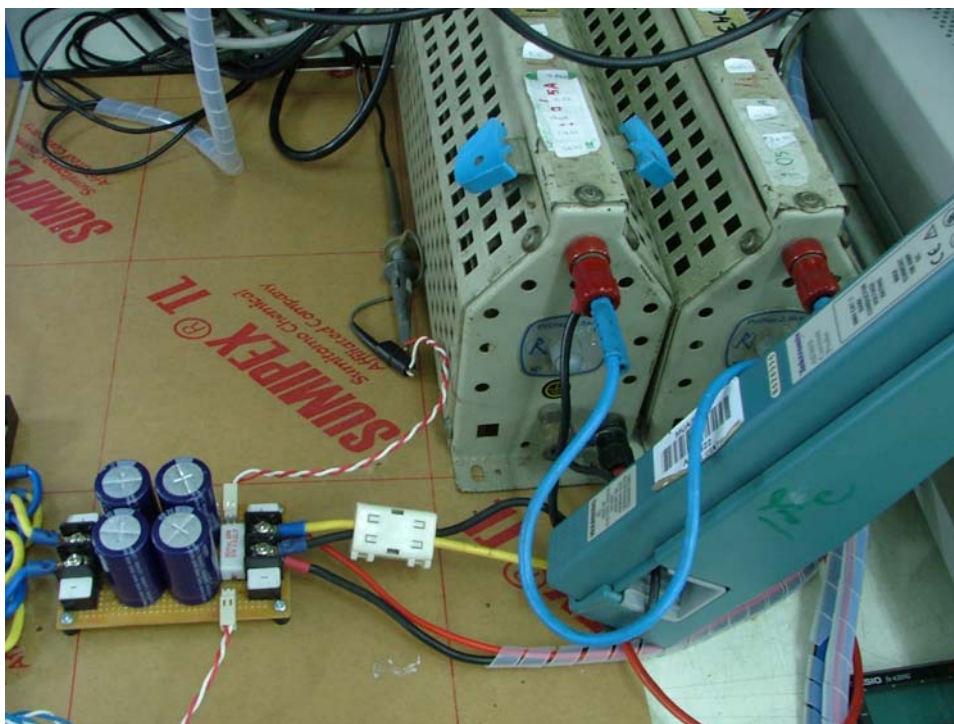
ภาคผนวก ข



ภาพที่ ข-1 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบซิงโครนัสบีก ที่ขนานกัน 4 วงจร



ภาพที่ ข-2 วงจรควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผัน



ภาพที่ ข-3 การต่อภาระของวงจรแปลงผัน



ภาพที่ ข-4 การทดสอบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบที่สร้างขึ้นทั้งระบบ

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายสุเทพ สันหลี
 ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์และออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแรงดันต่ำกระแสสูง
 แบบซิงโครนัสบั๊ก ที่มีการขนาน
 สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

เกิดที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี เมื่อวันที่ 3 มกราคม พ.ศ. 2524 เป็นบุตรคนที่ 5 ในจำนวน 5 คน
 ปัจจุบันอยู่บ้านเลขที่ 44 หมู่ 2 ต.ประแสงค์ อ.ท่าชนะ จ.สุราษฎร์ธานี

สำเร็จการศึกษาในระดับมัธยมศึกษาตอนต้นที่โรงเรียนท่าชนะเมื่อปี พ.ศ. 2539 ระดับ
 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคสุราษฎร์ธานี เมื่อปี
 พ.ศ. 2542 ระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากภาควิชา
 วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
 เมื่อปี 2546 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา
 วิศวกรรมไฟฟ้าในปีการศึกษา 2547