

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์

MODELING AND CONTROLLER DESIGN OF A CURRENT MODE CONTROLLED FLYBACK CONVERTER WITH OPTOCOUPLER FEEDBACK



ฉพ.
๑/๖๓ ๗
๒๕๔๘

วนวัฒน์ กลีบจำปี
WANAWAT KLEEBCHAMPEE

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

60527

- 3 ก.ค. 2549

b. 115463๘8
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1550-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MODELING AND CONTROLLER DESIGN OF A CURRENT MODE
CONTROLLED FLYBACK CONVERTER WITH OPTOCOUPLER FEEDBACK



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2005

ISBN 974-15-1550-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรถ่ายกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์

นักศึกษา

นายวณวัฒน์ กลีบจำปี

รหัสประจำตัว

46067005

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการจำลองแบบและการออกแบบตัวควบคุมของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรถ่ายกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ โดยพิจารณาการทำงานทั้งในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง การจำลองแบบแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ 1) วงจรภาคกำลังโดยใช้การจำลองวิธีสวิตช์ PWM [2, 3] 2) วงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยใช้วิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [4-6] 3) วงจรถ่ายกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์โดยใช้แบบจำลองที่นำเสนอใน [7] เมื่อนำแบบจำลองของวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสมารวมกันสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุม ในการออกแบบตัวควบคุมจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Method) [8] ผลการทดสอบกับวงจรต้นแบบพบว่าตัวควบคุมที่ทำการออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพและสมรรถนะเป็นที่น่าพอใจ

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับคำแนะนำ คำปรึกษาและความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ทุกคนในห้องวิจัยสำหรับความช่วยเหลือต่างๆ และให้กำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของผู้วิจัยสำหรับการสนับสนุนและการส่งเสริมในทุกด้านจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วนวัฒน์ กลีบจำปี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XVII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	1
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 วงจรภาคกำลัง.....	4
2.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	6
2.4 วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์.....	7
2.5 สรุป.....	8
บทที่ 3 การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์.....	9
3.1 บทนำ.....	9
3.2 การจำลองแบบวงจรภาคกำลัง.....	9
3.2.1 การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด CCM.....	10
3.2.2 การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด DCM.....	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	18
3.3.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM.....	19
3.3.1.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงาน ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley.....	19
3.3.1.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงาน ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson.....	21
3.3.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM.....	23
3.3.2.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงาน ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley.....	23
3.3.2.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงาน ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	24
3.4 การจำลองแบบวงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปลอร์.....	29
3.5 แบบจำลองวงจรรวม.....	30
3.5.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM.....	30
3.5.1.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley.....	30
3.5.1.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson.....	32
3.5.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM.....	33
3.5.2.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley.....	33
3.5.2.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	34
3.6 สรุป.....	35
บทที่ 4 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุม.....	36
4.1 บทนำ.....	36
4.2 การวิเคราะห์หา $G_v(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM.....	37
4.2.1 การวิเคราะห์หา $G_v(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley.....	37
4.2.2 การวิเคราะห์หา $G_v(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson.....	39

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM.....	43
4.3.1 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley.....	43
4.3.2 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	46
4.4 สรุป.....	48
บทที่ 5 การออกแบบสร้างวงจรต้นแบบ.....	49
5.1 บทนำ.....	49
5.2 วงจรกำลัง.....	49
5.2.1 หม้อแปลงฟลายแบค.....	49
5.2.1.1 การหาขนาดของแกน.....	49
5.2.1.2 การหาขนาดจำนวนรอบและขนาดของลวด.....	51
5.2.1.3 การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค.....	53
5.2.2 เลือกขนาดการทนกำลังของอุปกรณ์กำลัง.....	53
5.3 วงจรควบคุม PWM ในโหมดกระแส.....	54
5.4 วงจรป้อนกลับแบบออปโตคัปเปิลเลอร์.....	55
5.5 การออกแบบตัวควบคุมของวงจรป้อนกลับ.....	56
5.5.1 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ในโหมด CCM.....	63
5.5.2 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ในโหมด DCM.....	67
5.6 สรุป.....	72
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง.....	73
6.1 บทนำ.....	73
6.2 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจร ฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ.....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร หลายแบบคอนเวอเตอร์ดันแบบ.....	78
6.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร หลายแบบคอนเวอเตอร์ดันแบบ.....	80
บทที่ 7 สรุป.....	86
เอกสารอ้างอิง.....	90
ภาคผนวก ก การจำลองแบบสวิตช์ PWM.....	92
ภาคผนวก ข การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley.....	102
ภาคผนวก ค การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson.....	121
ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์.....	138
ภาคผนวก จ โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน.....	163
ภาคผนวก ฉ โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน.....	169
ภาคผนวก ช ภาพถ่ายงานวิจัย.....	182
ภาคผนวก ซ วงจรหลายแบบคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม.....	186
ภาคผนวก ฌ พื้นฐานแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์และวงจรหลายแบบคอนเวอเตอร์.....	189
ภาคผนวก ฎ บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	202
ประวัติผู้เขียน.....	208

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลังและไดโอดกำลัง ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	53
6.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด CCM.....	79
6.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด DCM.....	79
6.3 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอซี UC 3825 ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ.....	84
ข.1 ค่า k'_f และ k'_r ของแบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley.....	120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ในโหมดกระแสและมิกซ์มิกซ์ป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์.....	3
2.2 คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบค คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM.....	5
2.3 คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบค คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM.....	6
2.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	7
3.1 ขั้นตอนการจำลองแบบวงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์.....	9
3.2 วงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์.....	10
3.3 ขั้นตอนการอ้างอิงวงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เป็นวงจรสมมูล แบบบัก-บูสต์คอนเวอเตอร์.....	11
3.4 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM (ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	12
3.5 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM.....	13
3.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM.....	13
3.7 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM (ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	15
3.8 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM.....	16
3.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM.....	17
3.10 วงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	18
3.11 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	18
3.12 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว.....	19
3.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley	21
3.14 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะทรานเซียนต์.....	21
3.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson.....	23
3.16 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.17 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley	24
3.18 วงจรสมมูลแบบบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ทำการกำหนดชั่วแรงแรงดันไฟฟ้าและทิศทางกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดกำลัง.....	25
3.19 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM (ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	26
3.20 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	27
3.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson	28
3.22 วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปลอร์.....	29
3.23 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley	31
3.24 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley	31
3.25 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson	32
3.26 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson	33
3.27 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley	33
3.28 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley	34
3.29 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson	34
3.30 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson	35
4.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM	36
4.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM	37
4.3 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley	37
4.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley	39
4.5 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson	41
4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley เมื่อคิดผลของ $H_c(s)$	43
4.8 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley	44
4.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley	45
4.10 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson	46
4.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson	47
5.1 วงจรภาคกำลังของวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ที่ออกแบบ.....	54
5.2 วงจรภายในของไอซี NCP1200.....	55
5.3 วงจรป้อนกลับแบบออปโตคัปเปิลเลอร์.....	56
5.4 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ.....	57
5.5 ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM.....	58
5.6 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสำหรับวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM.....	59
5.7 ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM.....	60
5.8 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสำหรับวงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ ต้นแบบในโหมด DCM.....	61
5.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวควบคุมของ วงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM (ก) $G_{vc}(s)$ (ข) $G_c(s)$	64
5.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ของ วงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM.....	66
5.11 วงจรถ่ายแบบคอนเวเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรถ่ายแบบป้อนกลับ.....	66

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ ของ วงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM เมื่อคิดผลของ $H_c(s)$	67
5.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวควบคุมของ วงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM (ก) $G_v(s)$ (ข) $G_c(s)$	68
5.14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ ของ วงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM.....	70
5.15 วงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM พร้อมวงจรป้อนกลับ.....	70
5.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ ของวงจรถ่ายแบบ คอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM เมื่อใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Erickson.....	71
6.1 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรถ่ายแบบ คอนเวอเตอร์ต้นแบบ.....	74
6.2 คลื่นสัญญาณ v_{DS} (CH1), i_1 (CH2), i_2 (CH3) ของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ในโหมด CCM ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A.....	75
6.3 คลื่นสัญญาณ v_{DS} (CH1), i_1 (CH2), i_2 (CH3) ของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ในโหมด DCM ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A.....	76
6.4 คลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ปรับเปิดของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด (ก) CCM (ข) DCM.....	77
6.5 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	78
6.6 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	80
6.7 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์เมื่อ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และ 3A กลับมา 1A ในโหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต (ก) 280V (ข) 310V (ค) 341V.....	81
6.8 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์เมื่อ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และ 3A กลับมา 1A ในโหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต (ก) 280V (ข) 310V (ค) 341V.....	82
6.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ ที่ใช้ไอซี UC3825 ในโหมด CCM.....	83

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 ในโหมด DCM.....	84
6.11 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และ 3A กลับมา 1A ในโหมด CCM.....	85
6.12 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และ 3A กลับมา 1A ในโหมด DCM.....	85
ก.1 วงจรคอนเวอเตอร์พื้นฐาน (ก) บั๊ก (ข) บูสต์ (ค) บั๊ก-บูสต์.....	93
ก.2 วงจรสมมูลแสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM.....	94
ก.3 คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM.....	95
ก.4 แบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM.....	96
ก.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM.....	97
ก.6 วงจรสมมูลแสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM.....	97
ก.7 คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM.....	98
ก.8 แบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM.....	100
ก.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM.....	101
ข.1 วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน.....	103
ข.2 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน.....	103
ข.3 แบบจำลองของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน.....	104
ข.4 วงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	104
ข.5 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM.....	105
ข.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดยมี k_f และ k_r คือค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{in} และ \hat{v}_o ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ.....	106

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ข.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ที่เสนอ โดย Ridley โดยมี k'_r และ k'_r คือค่าเกณฑ์แสดงผลของ \hat{v}_{on} และ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปิลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ.....	107
ข.8 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ที่สภาวะคงที่.....	107
ข.9 วงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ของ บั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์.....	109
ข.10 วงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ของวงจร บั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า d	109
ข.11 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM.....	111
ข.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM.....	111
ข.13 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว.....	112
ข.14 วงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของ บั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์.....	114
ข.15 วงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของ วงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า d	115
ข.16 วงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของ วงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่า d	118
ค.1 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่ สภาวะทรานเซียนต์.....	122
ค.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดย วิธีของ Erickson.....	124
ค.3 วงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ทำการกำหนดชั่วแรงแดันไฟฟ้าและทิศทางกระแสไฟฟ้า ของมอสเฟตและไดโอดกำลัง.....	124
ค.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM.....	125
ค.5 แบบจำลองค่าเฉลี่ยของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานใน โหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	130
ค.6 แบบจำลองค่าเฉลี่ยของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงาน ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	137

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ค.7 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงาน ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	137
ง.1 แบบจำลองค่าดัชนีของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM.....	139
ง.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM.....	141
ง.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM สำหรับ การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$	141
ง.4 แบบจำลองค่าดัชนีของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM.....	147
ง.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM.....	148
ง.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM สำหรับ การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$	149
ง.7 แบบจำลองค่าดัชนีของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและ ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	155
ง.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแส และทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	156
ง.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมใน โหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson สำหรับการวิเคราะห์ หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$	157
ง.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุม แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	158
ฉ.1 แบบจำลองค่าเฉลี่ยสัญญาณขนาดใหญ่ของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุม ในโหมดกระแส.....	170
ฉ.2 แบบจำลองและโปรแกรม Pspice ของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM.....	171
ฉ.3 แบบจำลองและโปรแกรม Pspice ของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM.....	172
ฉ.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว.....	172
ฉ.5 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่ สภาวะทรานเซียนต์.....	173
ฉ.6 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM.....	174

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ฉ.7 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุม ในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson.....	175
ช.1 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ที่ทำงานในโหมด CCM.....	183
ช.2 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ที่ทำงานในโหมด DCM.....	184
ช.3 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ขณะทำการทดลอง.....	185
ช.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและ ทำงานในโหมด CCM โดยใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม.....	187
ช.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและ ทำงานในโหมด DCM โดยใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม.....	188
ช.3 ตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM และ DCM ที่ใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุมและใช้ออปแอมป์ภายในตัวไอซีเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ.....	188
ญ.1 ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	190
ญ.2 วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน.....	191
ญ.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแส.....	192
ญ.4 วงจรป้อนกลับแบบลบ.....	193
ญ.5 ขั้นตอนการพัฒนาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์จากวงจรแบบบ๊วก-บัสต์.....	194
ญ.6 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์.....	195
ญ.7 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า.....	196
ญ.8 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า.....	197
ญ.9 คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (i_L) กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ (i_1) กระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ (i_2) กระแสไฟฟ้าตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต (i_C) กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (i_o) แรงดันไฟฟ้ารีปเปิลของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต ($\Delta v_{o,c}$) และแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลที่ตกคร่อม ESR ($\Delta v_{o,ESR}$).....	200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A	แอมแปร์
A_C	พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน
A_p	ค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด
ΔB	ค่าความแตกต่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุด
B_{min}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าต่ำสุด
C	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต
CCM	โหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง
CTR	อัตราส่วนการส่งถ่ายกระแสไฟฟ้าของออปโตคัปเปิลอร์
D	ค่าดีซีของคิวดิตีไซเคิล
D_1	ไดโอดกำลัง
DCM	โหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง
F	ฟาร์ด
F_m	อัตราขยายการมอดดูเลต
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม
$G_{id}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวดิตีไซเคิลไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
$G_{iv}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
$G_{vc}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าควบคุมไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
$G_{vd}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวดิตีไซเคิลไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
$G_{vv}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
H	เฮนรี่
$H_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนที่คิดผลของการสุ่ม (Sampling action)
Hz	เฮิรตซ์
I_a	ค่าดีซีของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด a ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
I_c	ค่าดีซีของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด c ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
I_L	ค่าดีซีของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
I_p	ค่าดีซีของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
J	ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของเส้นลวดที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

K_w	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
L	ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค
L_{cri}	ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคที่จุดรอยต่อระหว่างโหมด CCM และ DCM
M	อัตราขยายคิซี
M_1	มอสเฟต
R	ความต้านทานโหลด
R_{D1}	ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_{D1}
R_{D2}	ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_{D2}
R_s	ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_s
S_c	ค่าความชันของสัญญาณ Compensation ramp
S_f	ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า
S_n	ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า
T_s	คาบเวลาในการสวิตช์
V_{ac}	ค่าคิซีของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด a และจุด c ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
V_{ap}	ค่าคิซีของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด a และจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
V_D	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ
V_{in}	ค่าคิซีของแรงดันไฟฟ้าอินพุต
V_o	ค่าคิซีของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
Z_F	ค่าอิมพีแดนซ์ป้อนกลับของวงจรป้อนกลับ
Z_I	ค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรป้อนกลับ
Z_p	ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปิลอร์
dB	เดซิเบล
\hat{d}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของคิซีไซเคิล
f_c	ความถี่ครอสโอเวอร์
f_p	ความถี่ของโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
f_{pH}	ความถี่ของโพลความถี่สูงของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์
f_{pL}	ความถี่ของโพลความถี่ต่ำของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
f_z	ความถี่ของซีโรของตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

f_{zc}	ความถี่ของซีโรเนื่องจาก ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C
f_{zRHP}	ความถี่ของซีโรทางขวาของระนาบเชิงซ้อน
i_1	กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค
i_2	กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค
$\langle i_a \rangle$	ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด a ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{i}_a	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด a ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
$\langle i_c \rangle$	ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด c ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{i}_c	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด c ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{i}_{in}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าอินพุต
i_L	กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
\hat{i}_L	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ
$i_{L,max}$	กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด
$i_{L,min}$	กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำค่าต่ำสุด
\hat{i}_o	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต
i_{oc1}	กระแสไฟฟ้าไดโอดของออปโตคัปเปิลอร์
i_{oc2}	กระแสไฟฟ้าทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปิลอร์
$\langle i_p \rangle$	ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{i}_p	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
k	เกิล
n	อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค
r_c	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต
$\langle v_{ap} \rangle$	ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด a และจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{v}_{ap}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด a และจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
v_c	แรงดันไฟฟ้าควม
$\langle v_{cp} \rangle$	ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด c และจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
\hat{v}_{cp}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมจุด a และจุด p ของแบบจำลองสวิตช์ PWM
v_{DS}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

v_{in}	แรงดันไฟฟ้าอินพุต
\hat{v}_{in}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าอินพุต
$v_{K\Lambda}$	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี TL431
v_{KD}	แรงดันไฟฟ้าจากวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า R_{D1} และ R_{D2}
v_o	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
\hat{v}_o	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
\hat{v}_{off}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตไม่นำกระแสไฟ
\hat{v}_{on}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า
$v_{ref, TL431}$	แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี TL431
v_s	แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s
Ω	โอห์ม
α	ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงาน
β	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก
δ	ความหนาของผิวทองแดงที่สามารถนำกระแสไฟฟ้า (Skin depth)
ϕ	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง
η	ค่าประสิทธิภาพ
μ	ไมโคร
π	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
ω_o	ความถี่เชิงมุมของโพลคู่
ω_{p1}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
ω_{p2}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 3 ของตัวควบคุม
ω_z	ความถี่เชิงมุมของซีโรของตัวควบคุม
ω_{z3}	ความถี่เชิงมุมของซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{id}(s)$
ω_{zc}	ความถี่เชิงมุมของซีโรเนื่องจาก ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C
ω_{zRHP}	ความถี่เชิงมุมของซีโรทางขวาของระนาบเชิงซ้อน

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่อความบันเทิงและอุปกรณ์สำนักงาน เช่น เครื่องเล่นดีวีดี เครื่องฉายโปรเจกเตอร์ พรินเตอร์ คอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) เป็นต้น เนื่องจากมีขนาดเล็กและราคาถูก โดยทั่วไปวงจรจะใช้การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) และใช้ไอซี TL431 [1] เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณควบคุมไปยังภาค PWM และแยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกันด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ดีต้องมีความสามารถในการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่และระบบมีเสถียรภาพตลอดการทำงาน ทำให้ต้องมีการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบมีความสามารถดังที่กล่าวมา และในการออกแบบตัวควบคุมจำเป็นต้องทราบแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal model) ของระบบ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ทั้งในโหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) และไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM)
2. ศึกษาการจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ทั้งในโหมด CCM และ DCM
3. นำแบบจำลองที่ทำการศึกษาไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. วงจรภาคกำลัง โดยใช้วิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [2] สำหรับวงจรภาคกำลังในโหมด CCM และวิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [3] สำหรับวงจรภาคกำลังในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรควบคุมในโหมคกระแส โดยใช้วิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [4, 5] สำหรับวง
จรควบคุมในโหมคกระแสที่ทำงานในโหมค CCM และวิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [5, 6]
สำหรับวงจรควบคุมในโหมคกระแสที่ทำงานในโหมค DCM

3. วงจรป้อนกลับแบบใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปอเรอร์ โดยใช้แบบจำลองที่นำ
เสนอใน [7]

ส่วนการออกแบบตัวควบคุมจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ [8] ซึ่งเป็นวิธีที่ทำให้
สะดวกและให้ผลลัพธ์ที่ดีในทางปฏิบัติ

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาการทำงานและการจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้า
เอาต์พุตในโหมคกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปอเรอร์ทั้งในโหมค CCM และ
DCM การจำลองแบบแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ 1) วงจรภาคกำลังโดยใช้การจำลองวิธีสวิตช์ PWM
[2, 3] 2) วงจรควบคุมในโหมคกระแสโดยใช้วิธีการจำลองแบบที่นำเสนอใน [4-6] 3) วงจรป้อน
กลับแบบใช้ออปโตคัปเปอเรอร์โดยใช้แบบจำลองที่นำเสนอใน [7] เมื่อนำแบบจำลองของวงจรภาค
กำลังและวงจรควบคุมในโหมคกระแสมารวมกันสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบ
ตัวควบคุมเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติตามต้องการ ได้แก่ มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน มีการรักษา
ระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี และสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานและการจำลองแบบของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรง
ดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมคกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปอเรอร์ทั้งในโหมค CCM
และ DCM

2. เปรียบเทียบแบบจำลองที่ได้จากวิธีการจำลองแบบต่างๆ ที่ได้ทำการศึกษา

3. ศึกษาวิธีการออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่

4. ออกแบบสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมค CCM และ DCM

พร้อมตัวควบคุม

5. ทดสอบสมรรถนะทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

6. วิเคราะห์ผลการทดลอง

7. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

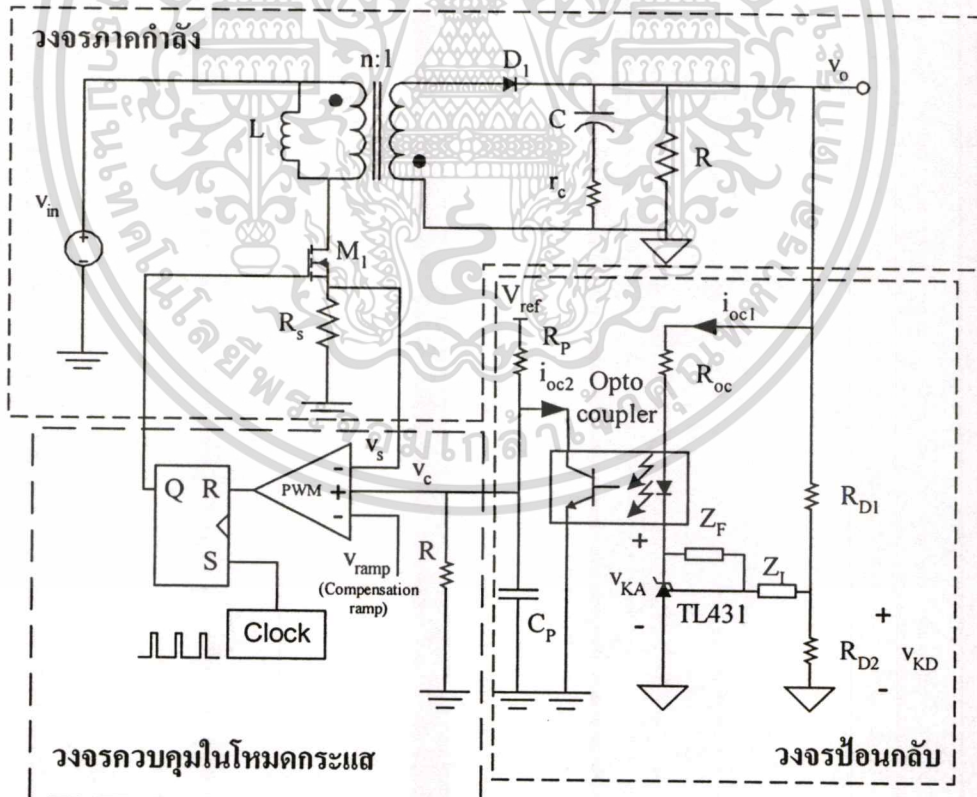
บทที่ 2

หลักการการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

2.1 บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่อความบันเทิงและอุปกรณ์สำนักงานเพราะมีขนาดเล็กและราคาถูก โดยทั่วไปวงจรจะใช้การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณควบคุมไปยังภาค PWM และแยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกัน โดยมีวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจร 3 ส่วนคือ

1. วงจรภาคกำลัง
2. วงจรควบคุมในโหมดกระแส
3. วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์



รูปที่ 2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรภาคกำลัง

วงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยมอสเฟต (M_1) ซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ไดโอดกำลัง (D_1) ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต (C) และหม้อแปลงฟลายแบคที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ $n : 1$ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานและแยกกราวด์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต โดย L คือค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค หลักการทำงานของวงจรเป็นดังนี้ เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคแต่เนื่องจากขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคจะถูกพันในลักษณะให้มีขั้วกลับทิศทางกัน ดังนั้นในขณะที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า ไดโอดกำลังทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านเอาต์พุตและเกิดการสะสมพลังงานในหม้อแปลงฟลายแบค เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า สนามแม่เหล็กในแกนเหล็กของหม้อแปลงฟลายแบคเกิดการยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วของแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ทำให้ไดโอดกำลังอยู่ในลักษณะไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคจะถูกถ่ายเทไปยังโหลด

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์สามารถออกแบบให้มีการทำงานในโหมด DCM กล่าวคือ พลังงานที่ถูกเก็บสะสมไว้ในหม้อแปลงฟลายแบคถูกถ่ายเทจนหมดก่อนที่จะจบคาบของการสวิตช์ (กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคจะมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบคาบของการสวิตช์) และโหมด CCM ซึ่งต่างกันตรงที่พลังงานที่ถูกเก็บสะสมในหม้อแปลงฟลายแบคถูกถ่ายเทไม่หมด (กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคจะมีค่ามากกว่าศูนย์ในขณะที่เริ่มคาบของการสวิตช์ใหม่) การที่จะให้วงจรมีการทำงานใน โหมด CCM หรือ DCM นั้นสามารถทำได้โดยการกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค ที่จุดรอยต่อระหว่างโหมด CCM และ DCM ความเหนี่ยวนำมีค่าแสดงดังสมการที่ (2.1) [9]

$$L_{\text{crit}} = \frac{n^2 (1-D)^2 R}{2f_s} \quad (2.1)$$

โดย D คือ ดิวตี้ไซเคิล

R คือ ความต้านทานโหลด

f_s คือ ความถี่ในการสวิตช์

n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค

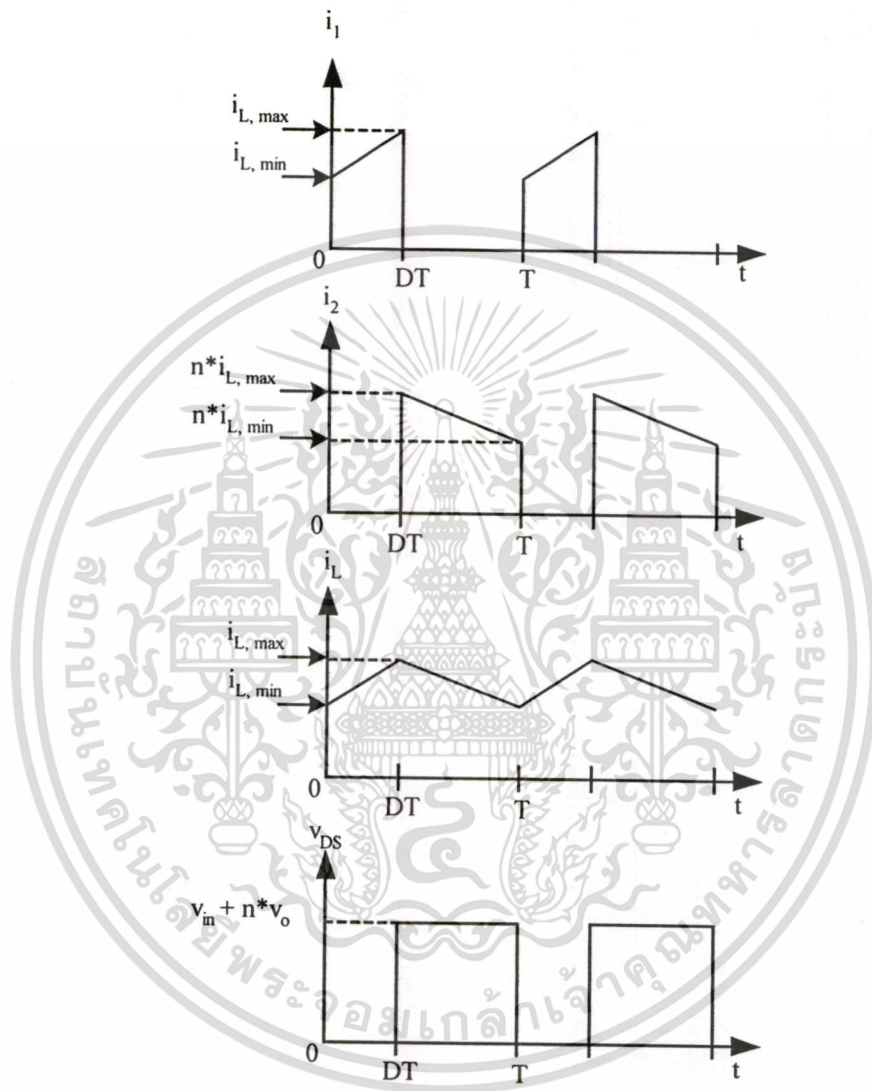
วงจรจะทำงานในโหมด CCM ถ้าออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ให้หม้อแปลง

ฟลายแบคมีค่าความเหนี่ยวนำ $L > L_{\text{crit}}$ ในทางตรงกันข้ามวงจรจะทำงานในโหมด DCM ถ้า $L < L_{\text{crit}}$

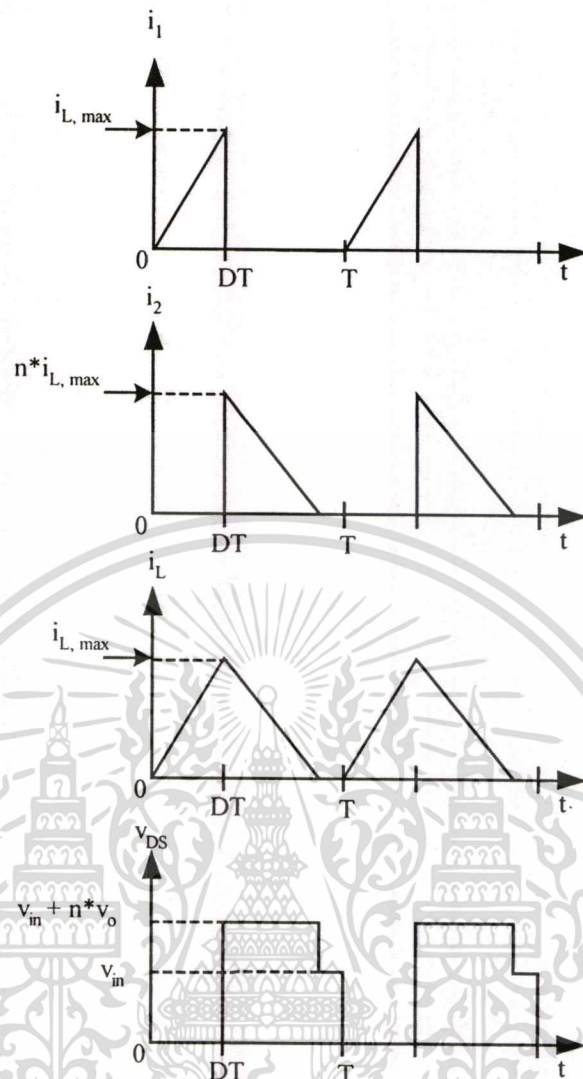
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 และ 2.3 แสดงคลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_1) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_2) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำ (i_L) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (v_{DS}) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM



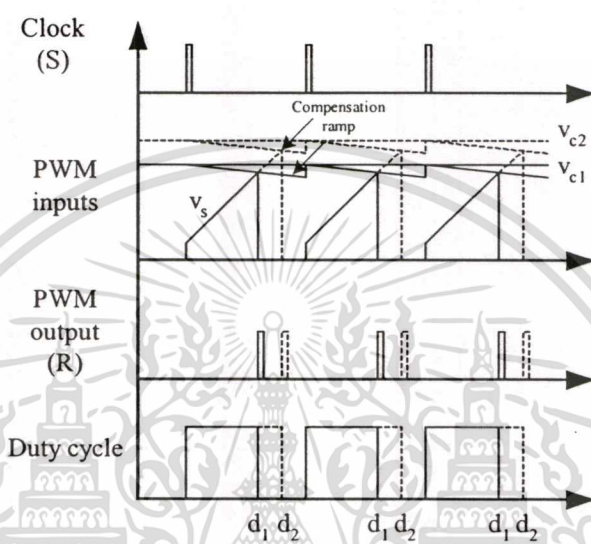
รูปที่ 2.3 คลื่นสัญญาณในทางอุดมคติของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

2.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแส

วงจรควบคุมมีหน้าที่ในการปรับค่าดีวีซีเคิล (d) ของมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) ให้มีค่าคงที่ โดยวงจรควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) ในรูปที่ 2.1 มีหลักการทำงานดังนี้คือในแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณคล็อกความถี่ที่จะเซต RS flip-flop ทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) ได้มาจากวงจรป้อนกลับแบบลบ โดย v_c จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ v_o มีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในไอซี TL431 และมีค่าน้อยลงเมื่อ v_o มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในไอซี TL431 (หลักการทำงานของวงจรป้อนกลับแบบลบถูกอธิบายในหัวข้อถัดไป) และ v_c จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าตกร่อม R_s (ซึ่งก็คือสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าของมอสเฟต (v_s) เมื่อ v_s มีค่ามากกว่า v_c RS flip-flop จะถูกรีเซต ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแส จะเห็นได้ว่าเมื่อ v_c เปลี่ยนแปลงไปคิวิตซ์ไชเคิลของมอสเฟตก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย สัญญาณ Compensation ramp (v_{ramp}) จะมีการใช้เมื่อคอนเวอเตอร์มีการทำงานที่ $D > 0.5$ เพื่อป้องกันไม่ให้ระบบขาดเสถียรภาพ [5]



รูปที่ 2.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแส

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดกระแสมีข้อดีคือวงจรจะมีการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินในทุกคาบของการสวิตช์ โดยไม่ต้องมีวงจรป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินเพิ่มขึ้นมา

2.4 วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลอร์

ไอซี TL431 จะถูกใช้เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุม v_c ให้กับวงจรควบคุมในโหมดกระแส (นอกจากนี้ยังทำหน้าที่แยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกัน) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่โดยป้อนกลับไปยังไอซี TL431 ผ่านวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วย R_{D1} และ R_{D2} เมื่อ v_{KD} มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี (ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5V) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี v_{KA} ก็จะมีค่าลดลง ทำให้กระแสไฟฟ้าไดโอดของออปโตคัปเปิลอร์ i_{oc1} มีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้กระแสไฟฟ้าวานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปิลอร์ i_{oc2} มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตามอัตราส่วนการส่งถ่ายกระแสไฟฟ้า

(Current Transfer Ratio, $CTR = i_{oc2}/i_{oc1}$) ค่า i_{oc2} ที่เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้ v_c ลดลงและค่าคิวิตซ์ไชเคิลของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์โดยไม่ได้รับอนุญาต

มอสเฟตจะลดลงเพื่อลด v_o ลง ในทางกลับกันเมื่อ v_{KD} มีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัว ไอซี TL431 ค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตก็จะเพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่ม v_o ขึ้น จากหลักการทำงานดังกล่าว v_o จะถูกรักษาให้คงที่ได้

เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีเสถียรภาพ มีค่าคงที่และตอบสนองได้อย่างรวดเร็วเมื่อแรงดันไฟฟ้าอินพุตหรือกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงตัวควบคุม (Z_f, Z_p, R_p, C_p) ของวงจรถ้อนกลับจะต้องมีการออกแบบให้เหมาะสม

2.5 สรุป

วงจรถ่ายแบบคอนเวอเตอร์ที่ทำการศึกษารวมประกอบด้วยวงจร 3 ส่วนคือ

1. วงจรภาคกำลังเป็นวงจรหลักในการสร้างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการซึ่งมีการทำงานทั้งในโหมด CCM และ DCM
2. วงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำหน้าที่ปรับค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้มีค่าคงที่
3. วงจรถ้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลอร์ ซึ่งผู้ออกแบบสามารถทำการออกแบบตัวควบคุมของวงจรถ้อนกลับเพื่อให้ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีคุณสมบัติตามที่ต้องการได้

บทที่ 3

การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

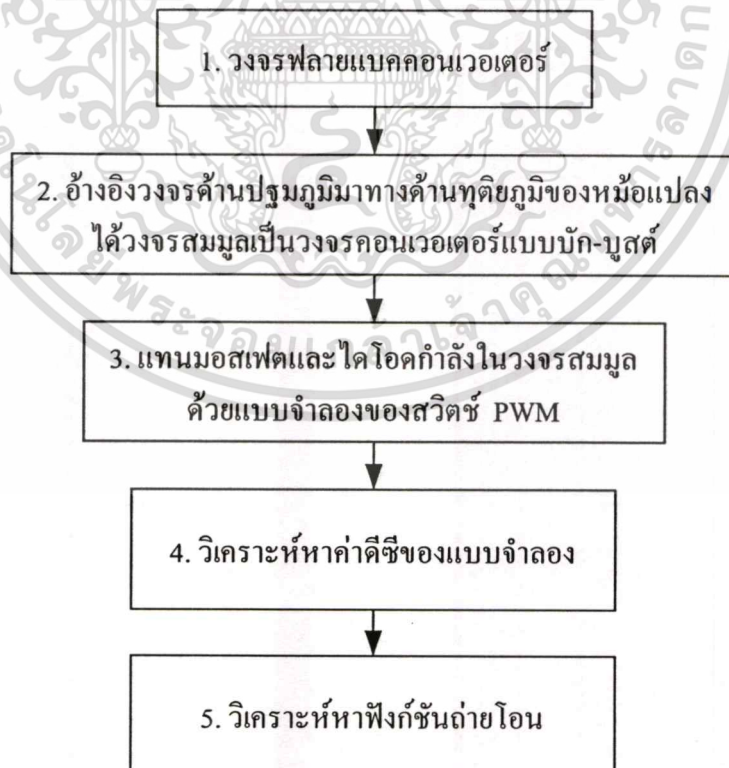
3.1 บทนำ

ในการวิเคราะห์เสถียรภาพหรือการออกแบบตัวควบคุมของวงจรคอนเวอเตอร์จำเป็นต้องทราบแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal model) ของระบบ โดยการจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์จะแบ่งการจำลองแบบวงจรออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. การจำลองแบบวงจรภาคกำลัง
2. การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแส
3. การจำลองแบบวงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลอร์

3.2 การจำลองแบบวงจรภาคกำลัง

ขั้นตอนการจำลองแบบวงจรภาคกำลังแสดงดังแผนภาพที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการจำลองแบบวงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้เห็นเห็นไปเผยแพร่หรือใช้ในการค้า

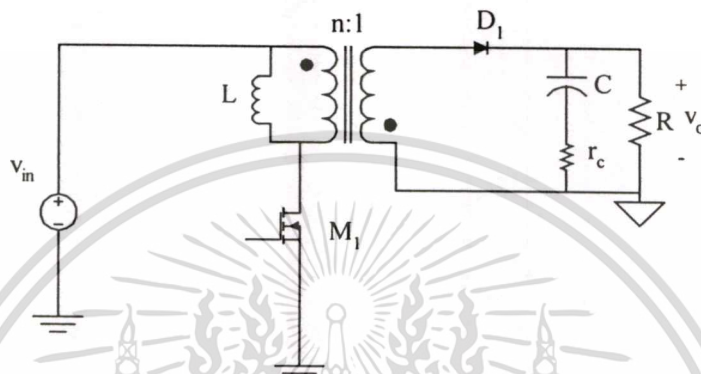
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองแบบวงจรภาคกำลังจะแบ่งเป็น

1. การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด CCM
2. การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด DCM

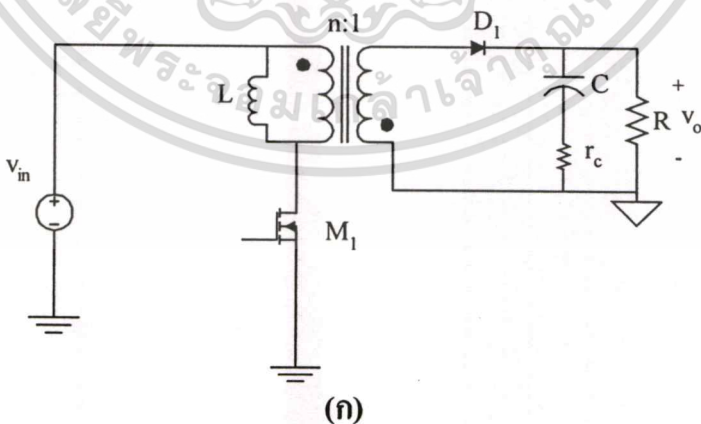
3.2.1 การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด CCM

1. วงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวคเตอร์แสดงในรูปที่ 3.2

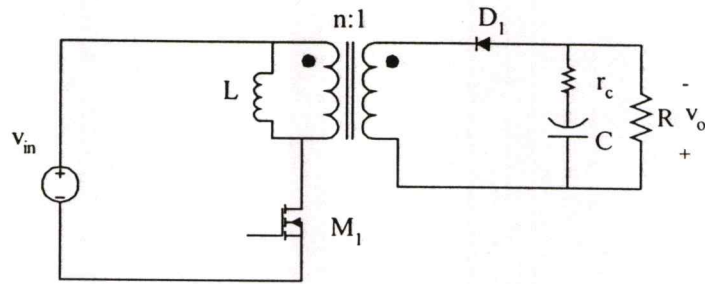


รูปที่ 3.2 วงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวคเตอร์

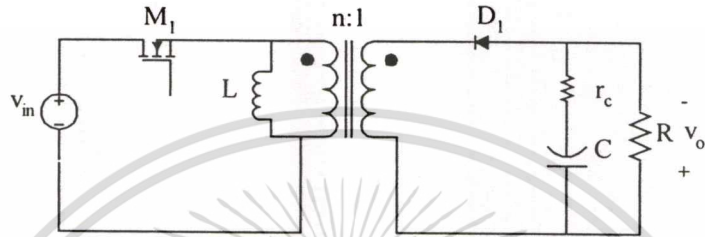
2. อ้างอิงวงจรด้านปฐมภูมิมาทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะได้วงจรสมมูลเป็นวงจรคอนเวคเตอร์แบบบัค-บูสต์ซึ่งมีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ v_{in}/n และค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ L/n^2 โดยมีขั้นตอนการอ้างอิงวงจรแสดงดังรูปที่ 3.3



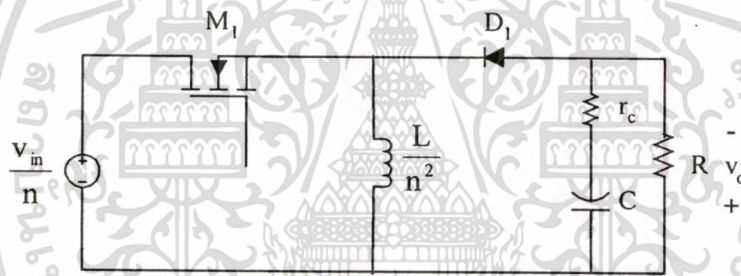
(ก)



(ข)



(ค)

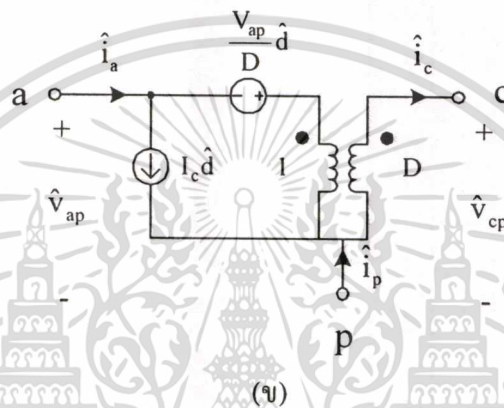
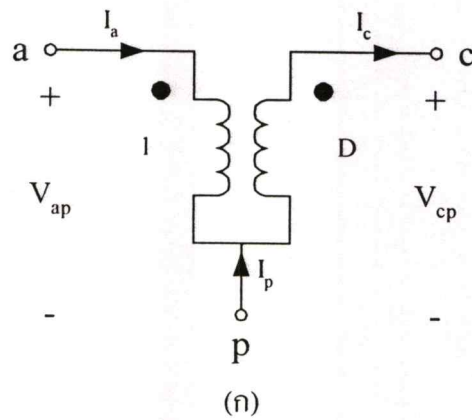


(ง)

รูปที่ 3.3 ขั้นตอนการอ้างอิงวงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เป็นวงจรสมมูลแบบ บัก-บูสต์คอนเวอเตอร์

3. แทนมอสเฟตและไดโอดกำลังในวงจรสมมูลด้วยแบบจำลองของสวิตช์ PWM ใน โหมด CCM [2] ซึ่งมีแบบจำลองค่าดีซีและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ 3.4(ก) และ (ข) ตามลำดับ (รายละเอียดการหาแบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM แสดงในภาคผนวก ก หัวข้อ ก.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM (ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็

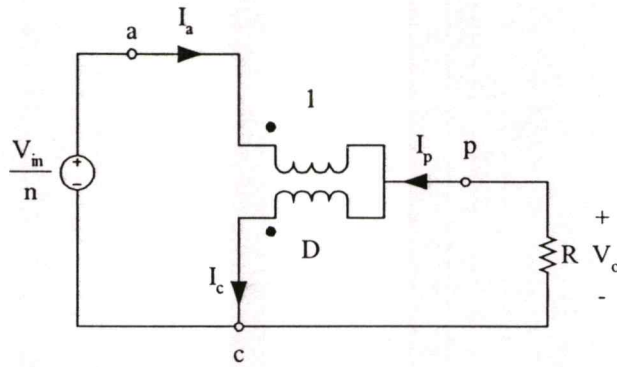
โดย

V_{ap} , V_{cp} , I_c , D คือ ค่าดีซีของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขั้ว a-p แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขั้ว c-p กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว c และคิตช์ไซเกิดตามลำดับ

\hat{v}_{ap} , \hat{v}_{cp} , \hat{i}_c , \hat{d} คือ ค่าสัญญาณขนาดเล็ของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขั้ว a-p แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขั้ว c-p กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว c และคิตช์ไซเกิดตามลำดับ

4. วิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลองโดยการแทนแบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.4(ก) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.3 ให้ตัวเหนี่ยวนำอยู่ในสภาวะปิดวงจรและตัวเก็บประจุอยู่ในสภาวะเปิดวงจร จะได้แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM แสดงในรูปที่ 3.5 และทำการวิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลอง (รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ ง.1.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM

จากแบบจำลองค่าดีซีรูปที่ 3.5 จะได้

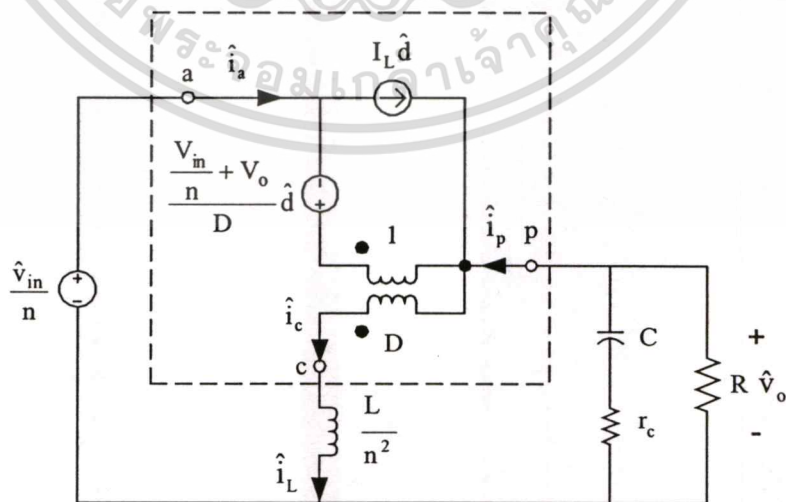
$$V_{ap} = \frac{V_{in}}{n} + V_o$$

$$I_c = I_L$$

และอัตราขยายดีซีมีค่า

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{n \cdot (1-D)} = \frac{D}{n \cdot D'} \tag{3.1}$$

5. วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน โดยการแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.4(ข) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.3 จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM ดังรูปที่ 3.6 สำหรับใช้ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน



รูปที่ 3.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM

แบบจำลองที่ได้นี้มีตัวแปรเอาต์พุต 2 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) และกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (\hat{i}_L) และตัวแปรอินพุต 2 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าอินพุต (\hat{v}_{in}) และคิวิตีไซเคิล (\hat{d}) โดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ 4 แบบคือ (รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ 3.1.2)

1. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Line to Output

transfer function)
$$G_{vo}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}=0}$$

2. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (Line to

Inductor current transfer function)
$$G_{iv}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}=0}$$

3. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวิตีไซเคิลไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Duty cycle to Output

transfer function)
$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

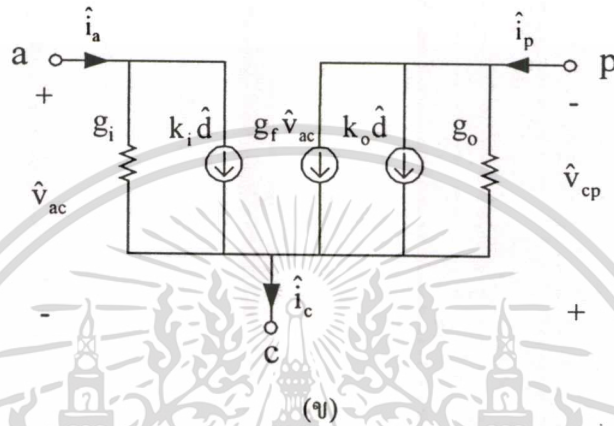
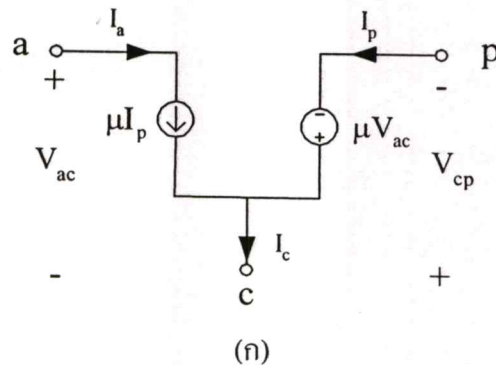
4. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวิตีไซเคิลไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (Duty cycle to Inductor

current transfer function)
$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

3.2.2 การจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด DCM

ขั้นตอน 1 และ 2 เหมือนการจำลองแบบวงจรภาคกำลังในโหมด CCM

3. แทนมอสเฟตและไดโอดกำลังในวงจรสมมูลด้วยแบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM [3] ซึ่งมีแบบจำลองค่าดีซีและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงแสดงในรูปที่ 3.7(ก) และ (ข) ตามลำดับ (รายละเอียดการหาแบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM แสดงในภาคผนวก ก หัวข้อ ก.2)



รูปที่ 3.7 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM (ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

โดย

$$\mu = \frac{n^2 \cdot D^2}{2Lf_s} \frac{V_{cp}}{I_a} = \frac{n^2 \cdot D^2}{2Lf_s} \frac{V_{ac}}{I_p}$$

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}}, k_i = \frac{2I_a}{D}$$

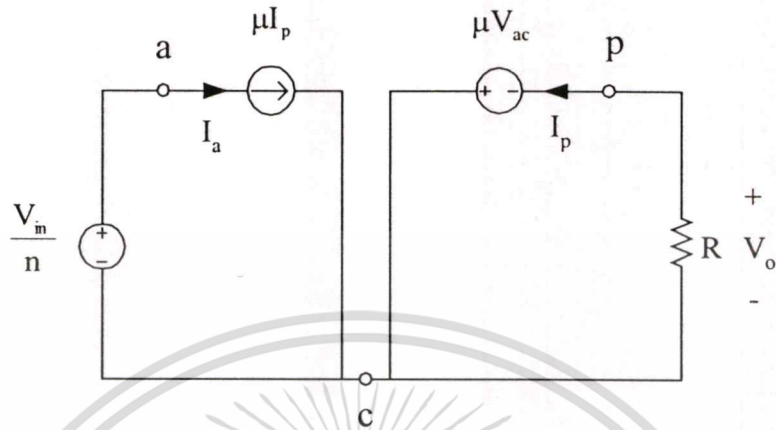
$$g_f = \frac{2I_p}{V_{ac}}, k_o = \frac{2I_p}{D}, g_o = \frac{I_p}{V_{cp}}$$

$V_{ac}, V_{cp}, I_a, I_p, D$ คือ ค่าดีซีของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขั้ว a-c แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขั้ว c-p กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว a กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว p และคิตัวชี้เกิดตามลำดับ

$\hat{v}_{ac}, \hat{v}_{cp}, \hat{i}_a, \hat{i}_p, \hat{d}$ คือ ค่าสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขั้ว a-c แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขั้ว c-p กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว a กระแสไฟฟ้าที่ขั้ว p และคิตัวชี้เกิดตามลำดับ

4. วิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลองโดยการแทนแบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.7(ก) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.3 ให้ตัวเหนี่ยวนำอยู่ในสภาวะปิดวงจรและตัวเก็บประจุอยู่ในสภาวะ

เปิดวงจร จะได้แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM แสดงในรูปที่ 3.8 และทำการวิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลอง (รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ ง.2.1)



รูปที่ 3.8 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM

จากแบบจำลองค่าดีซีรูปที่ 3.8 จะได้

$$V_{ac} = \frac{V_{in}}{n}$$

$$V_{cp} = V_o$$

$$I_a = I_{in}$$

$$I_p = I_o$$

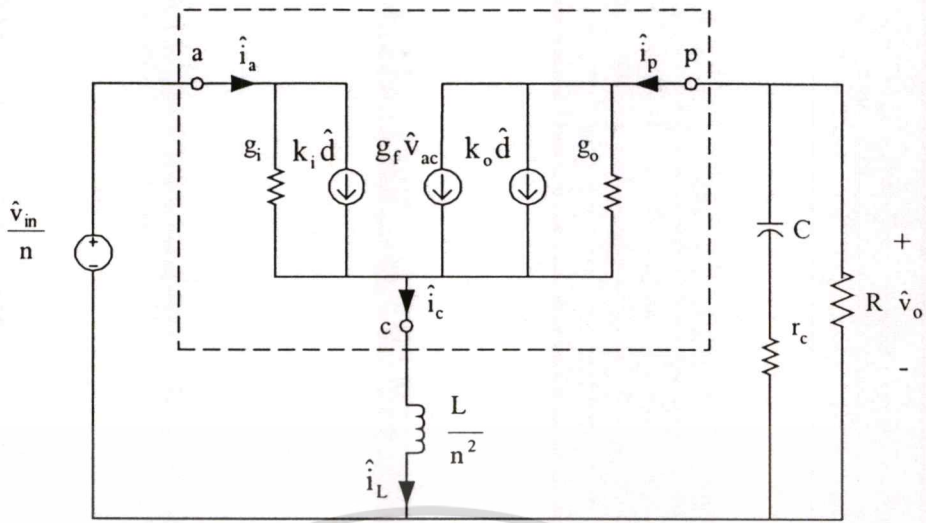
และอัตราขยายดีซีมีค่า

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (3.2)$$

โดย $K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$

5. วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนโดยการแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.7(จ) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.3 จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM ดังรูปที่ 3.9 สำหรับใช้ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรภาคกำลังในโหมด DCM

โดย

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} = \frac{I_{in}}{V_{in}/n} = \frac{I_o M}{V_o/M} = \frac{M^2}{R}$$

$$k_i = \frac{2I_a}{D} = \frac{2I_{in}}{D} = \frac{2I_o M}{D} = \frac{2M V_o}{D R}$$

$$g_f = \frac{2I_p}{V_{ac}} = \frac{2I_o}{V_{in}/n} = \frac{2I_o}{V_o/M} = \frac{2M}{R}$$

$$k_o = \frac{2I_p}{D} = \frac{2I_o}{D} = \frac{2 V_o}{D R}$$

$$g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} = \frac{I_o}{V_o} = \frac{1}{R}$$

แบบจำลองที่ได้นี้มีตัวแปรเอาต์พุต 2 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) และกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (\hat{i}_L) และตัวแปรอินพุต 2 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าอินพุต (\hat{v}_{in}) และ ดิวตี้ไซเคิล (\hat{d}) โดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ 4 แบบคือ (รายละเอียดการวิเคราะห์แสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ 3.2.2)

- ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Line to Output

transfer function) $G_{vv}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}=0}$

- ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (Line to

Inductor current transfer function) $G_{iv}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}=0}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวิตีไซเคิลไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Duty cycle to Output

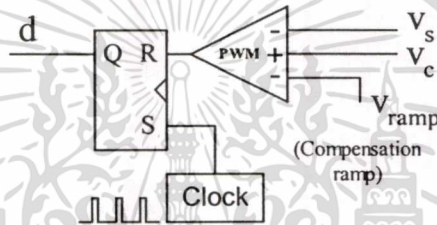
transfer function) $G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$

4. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวิตีไซเคิลไปยังกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (Duty cycle to Inductor

current transfer function) $G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$

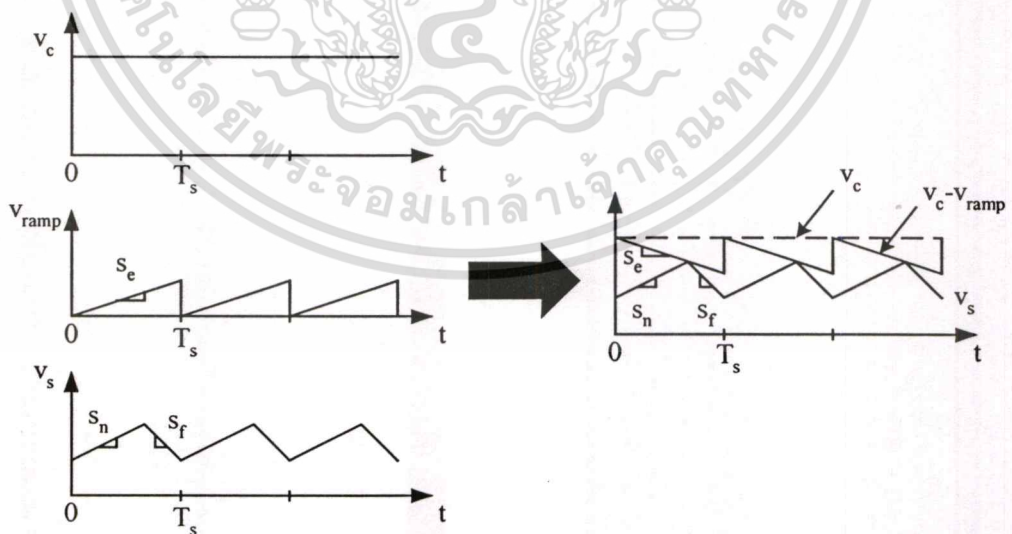
3.3 การจำลองแบบวงจรถวลุมในโหมดกระแส

วงจรถวลุมในโหมดกระแสแสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรถวลุมในโหมดกระแส

รูปคลื่นสัญญาณของวงจรถวลุมในโหมดกระแสแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 คลื่นสัญญาณของวงจรถวลุมในโหมดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

S_c คือ ค่าความชันของสัญญาณ Compensation ramp (v_{ramp}) โดยปกติสัญญาณนี้จะใช้เมื่อคอนเวอเตอร์ทำงานที่ $D > 0.5$

S_n คือ ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า

S_f คือ ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า

การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสจะแบ่งเป็น

1. การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM
2. การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

3.3.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM

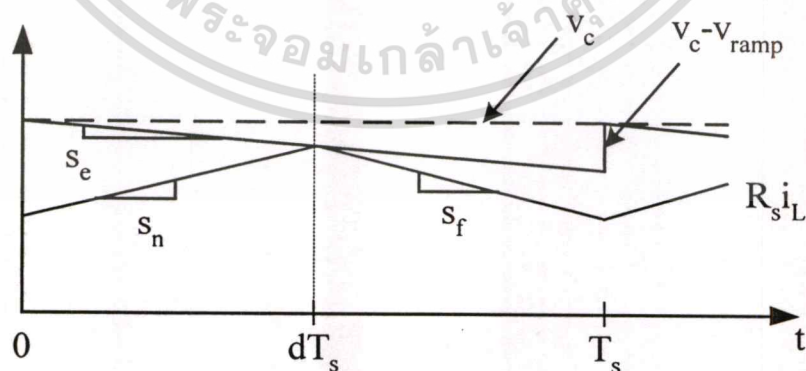
วิธีการจำลองแบบที่นิยมใช้ในปัจจุบันมีอยู่ 2 วิธี คือ

1. วิธีที่อ้างอิงจากบทความ [4] ในวิทยานิพนธ์จะเรียกวิธีการจำลองแบบนี้ว่าวิธีของ Ridley
2. วิธีที่อ้างอิงจากบทความ [5] ในวิทยานิพนธ์จะเรียกวิธีการจำลองแบบนี้ว่าวิธีของ Erickson

3.3.1.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ

Ridley

การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley จะพิจารณาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัวดังแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรถวมในโหมดกระแสตั้งสมการที่ (3.3) (รายละเอียดการหาแบบจำลองแสดงในภาคผนวก ข หัวข้อ ข.2.2)

$$\hat{d} = F_m (\hat{v}_c - R_s H_c(s) \hat{i}_L + k'_r \hat{v}_{on} + k'_r \hat{v}_{off}) \quad (3.3)$$

โดยการเปลี่ยนแปลงของดิฟเฟอเรนเชียล \hat{d} จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าควบคุม \hat{v}_c กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ \hat{i}_L และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า \hat{v}_{on} และไม่นำกระแสไฟฟ้า \hat{v}_{off}

ในสมการที่ (3.3) F_m คือ อัตราขยายการมอดดูเลต มีค่าดังสมการที่ (3.4)

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e) T_s} \quad (3.4)$$

โดย S_n มีค่าเท่ากับ $\frac{n \cdot V_{in} \cdot R_s}{L}$

T_s คือ คาบเวลาในการสวิตช์ (Switching period)

$H_c(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนที่คิดผลของการสุ่ม (Sampling action) ที่เกิดขึ้นในรูปกระแส ซึ่งมีค่าโดยประมาณดังแสดงในสมการที่ (3.5)

$$H_c(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (3.5)$$

$$\text{โดย } \omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad \text{และ} \quad Q_z = \frac{-2}{\pi}$$

ผลของ $H_c(s)$ จะปรากฏในฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ความถี่ประมาณครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์ ในทางปฏิบัติเราสามารถละทิ้งผลของ $H_c(s)$ ได้ ($H_c(s) = 1$) เพราะโดยปกติคอนเวอเตอร์จะถูกออกแบบให้มีแบนด์วิธการทำงานต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตช์มาก

k'_r และ k_r คือ ค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{on} และ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ มีค่าดังสมการที่ (3.6) และ (3.7) ตามลำดับ

$$k'_r = -\frac{n^2 D T_s R_s}{L} \left(1 - \frac{D}{2}\right) \quad (3.6)$$

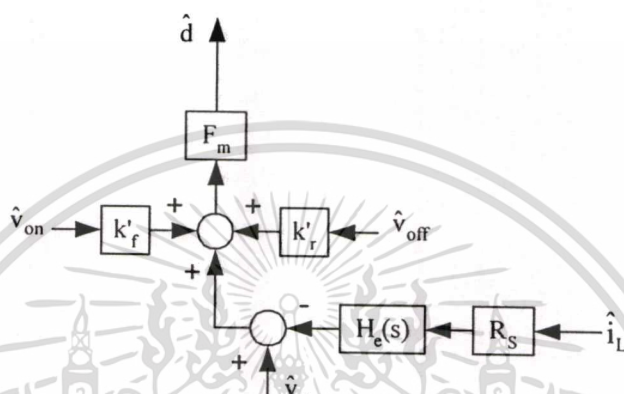
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k'_r = \frac{n^2 D'^2 T_s R_s}{2L} \quad (3.7)$$

ค่า k'_f และ k'_r นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอเตอร์และจะมีค่าประมาณเป็นศูนย์ถ้ารีปเปลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนามีค่าน้อย

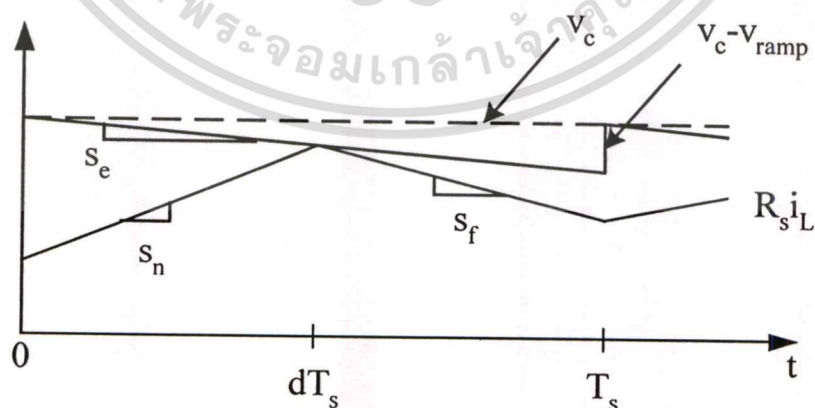
สมการที่ (3.3) นำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley ได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

3.3.1.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson จะพิจารณาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สถานะทรานเซียนต์ดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สถานะทรานเซียนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรควบคุมในโหมดกระแสตรงสมการที่ (3.8)
(รายละเอียดการหาแบบจำลองแสดงในภาคผนวก ค หัวข้อ ค.1)

$$\hat{d} = F_m (\hat{v}_c - R_s \hat{i}_L - F_g \frac{\hat{v}_{in}}{n} - F_v \hat{v}_o) \quad (3.8)$$

โดยการเปลี่ยนแปลงของดิฟเฟอเรนเชียล \hat{d} จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าควบคุม \hat{v}_c กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ \hat{i}_L แรงดันไฟฟ้าอินพุต \hat{v}_{in} และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต \hat{v}_o วิธีการจำลองแบบนี้ไม่คิดผลของการสั่นที่เกิดขึ้นในรูปกระแส ($H_c(s)$)

ในสมการที่ (3.8) F_m คือ อัตราขยายการมอดดูเลต มีค่าดังสมการที่ (3.9)

$$F_m = \frac{1}{S_e T_s} \quad (3.9)$$

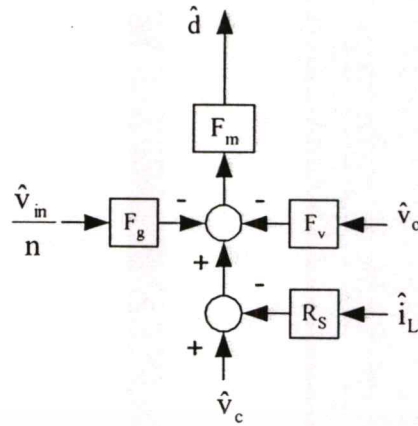
F_g และ F_v คือ ค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{in} และ \hat{v}_o ที่มีต่อค่าความชันของริบเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ ค่า F_g และ F_v จะถูกกำหนดโดยชนิดของคอนเวอเตอร์ ซึ่งสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์จะมีค่าดังสมการที่ (3.10) และ (3.11) ตามลำดับ

$$F_g = \frac{n^2 D^2 T_s R_s}{2L} \quad (3.10)$$

$$F_v = -\frac{n^2 D^2 T_s R_s}{2L} \quad (3.11)$$

F_g และ F_v จะมีค่าประมาณเป็นศูนย์ถ้าริบเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อย

สมการที่ (3.8) นำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson ได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 บล็อกโคอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

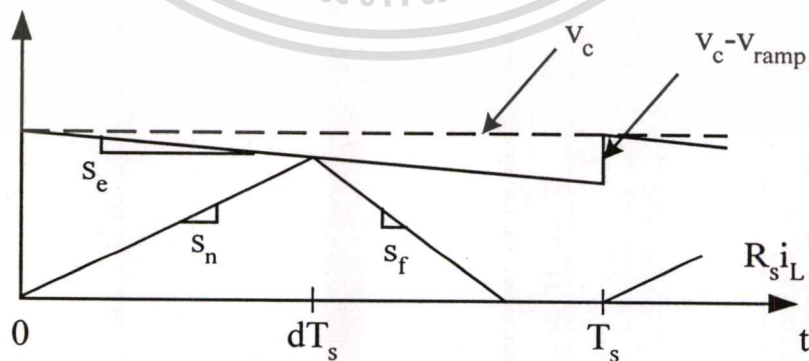
3.3.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

วิธีการจำลองแบบที่นิยมใช้ในปัจจุบันมีอยู่ 2 วิธี คือ

1. วิธีที่อ้างอิงจากบทความ [6] ในวิทยานิพนธ์จะเรียกวิธีการจำลองแบบนี้ว่าวิธีของ Ridley
2. วิธีที่อ้างอิงจากบทความ [5] ในวิทยานิพนธ์จะเรียกวิธีการจำลองแบบนี้ว่าวิธีของ Erickson

3.3.2.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley จะพิจารณาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM ในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรควบคุมในโหมดกระแสคังสมการที่ (3.12) (รายละเอียดการหาแบบจำลองแสดงในภาคผนวก ข หัวข้อ ข.2.1)

$$\hat{d} = F_m (\hat{v}_c + k'_f \hat{v}_{on}) \quad (3.12)$$

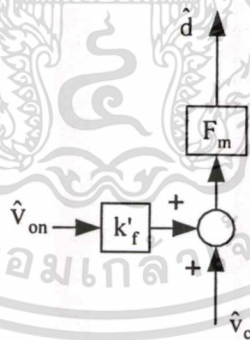
โดยการเปลี่ยนแปลงของคิวดั้ไซเคิล \hat{d} จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าควบคุม \hat{v}_c และแรงดันไฟฟ้าตกรวมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า \hat{v}_{on}

ในสมการที่ (3.12) F_m คือ อัตราขยายการมอดดูเลต มีค่าดังสมการที่ (3.4)

k'_f คือ ค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปิลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำมีค่าดังสมการที่ (3.13)

$$k'_f = -\frac{n^2 D T_s R_s}{L} \quad (3.13)$$

ค่า k'_f นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอเตอร์ สมการที่ (3.12) นำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสคังทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley ได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสคังที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

3.3.2.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสคังที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

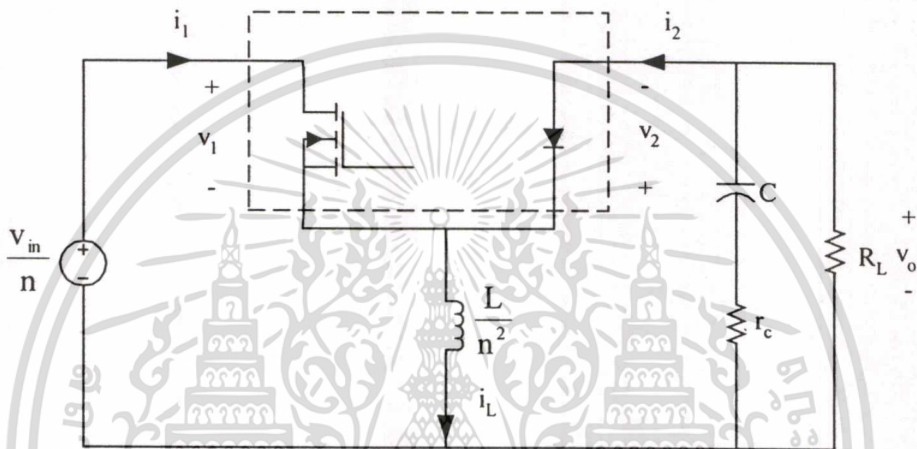
การจำลองแบบวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson จะเป็นการจำลองแบบที่รวมวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสคังเข้าด้วยกัน โดยมีขั้นตอนการจำลองแบบดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 3.2
2. อ้างอิงวงจรด้านปฐมภูมิมาทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะได้วงจรสมมูลเป็นวงจรคอนเวอเตอร์แบบบัค-บูสต์ซึ่งมีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ v_{in}/n และค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ L/n^2 ทำการกำหนดชั่วแรงดันไฟฟ้าและทิศทางกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดกำลังดังแสดงในรูปที่ 3.18 โดย

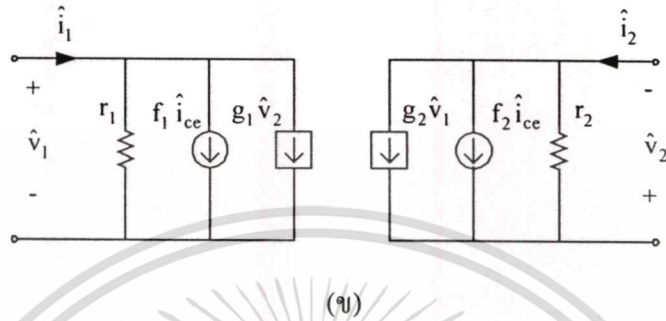
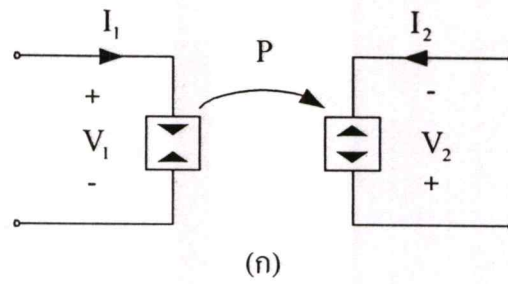
$v_1(t)$ และ $i_1(t)$ คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต

$v_2(t)$ และ $i_2(t)$ คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอดกำลัง



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลแบบบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ทำการกำหนดชั่วแรงดันไฟฟ้าและทิศทางกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดกำลัง

3. แทนมอสเฟตและไดโอดกำลังในวงจรสมมูลด้วยแบบจำลองของสวิทช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM ซึ่งมีแบบจำลองค่าดีซีและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังแสดงในรูปที่ 3.19(ก) และ (ข) ตามลำดับ (รายละเอียดการหาแบบจำลองของสวิทช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM แสดงในภาคผนวก ค หัวข้อ ก.2)



รูปที่ 3.19 แบบจำลองของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM
(ก) แบบจำลองค่าดีซี (ข) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

โดย

$$P = \frac{\frac{1}{2} L I_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_c}{M_n}\right)}$$

$$r_1 = -\frac{R}{M^2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{M_c}{M_n}\right)}{\left(1 - \frac{M_c}{M_n}\right)}, \quad f_1 = 2 \cdot \frac{I_1}{I_{cc}}, \quad g_1 = 0$$

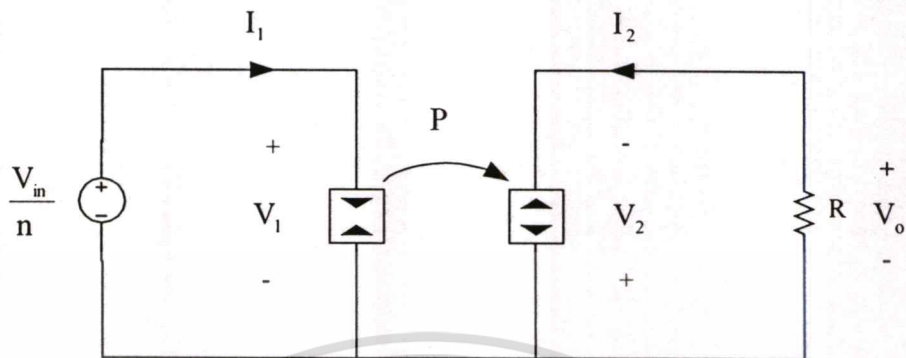
$$r_2 = R, \quad f_2 = 2 \cdot \frac{I_2}{I_{cc}}, \quad g_2 = \frac{2M}{R} \cdot \frac{\left(\frac{M_c}{M_n}\right)}{\left(1 + \frac{M_c}{M_n}\right)}$$

M คือ อัตราขยายดีซี

I_{cc} , M_c , M_n คือ ค่าดีซีของกระแสไฟที่ควบคุม ค่าความชันของ Compensation ramp และค่าความชันของคลื่นสัญญาณกระแสไฟที่ตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟ

4. วิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลองโดยการแทนแบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.19(ก) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.18 ให้ตัวเหนี่ยวนำอยู่ในสภาวะปิดวงจรและตัวเก็บประจุจะอยู่ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะเปิดวงจร จะได้แบบจำลองค่าดีซีของวงจรในโหมด DCM แสดงในรูปที่ 3.20 และทำการวิเคราะห์หาค่าดีซีของวงจร (รายละเอียดการวิเคราะห์ห้วงจรแสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ ง.3.1)



รูปที่ 3.20 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

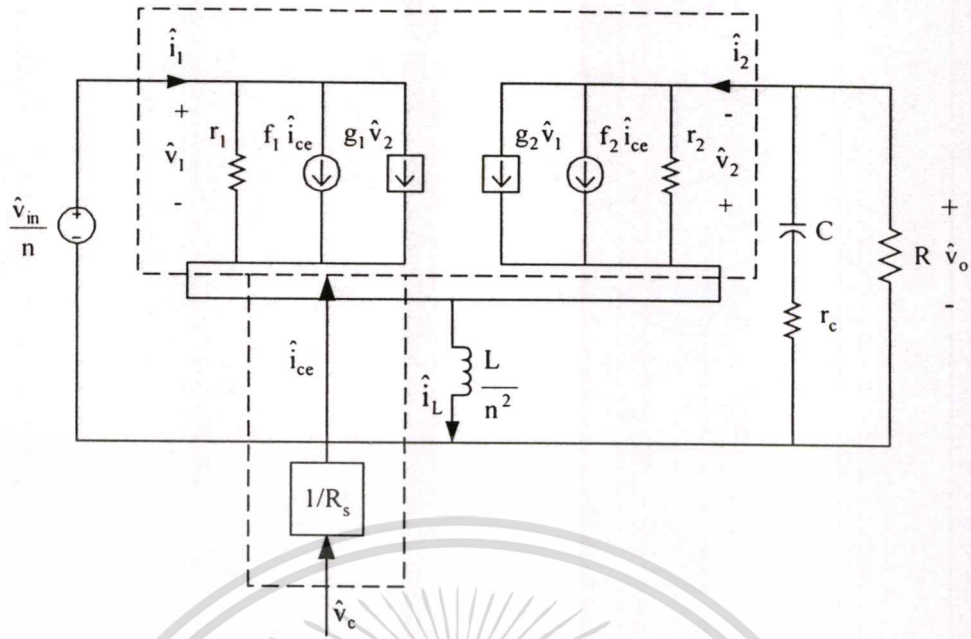
จากแบบจำลองรูปที่ 3.20 จะได้

$$I_{cc} = nV_o \sqrt{\frac{2 \left(1 + \frac{M_c}{M_n}\right)^2}{RLf_s}}$$

$$I_2 = -I_o$$

$$I_1 = -\frac{n}{V_{in}} \frac{V_o^2}{R}$$

5. วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน โดยการแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของสวิตช์ PWM รูปที่ 3.19(ข) ในวงจรสมมูลรูปที่ 3.18 จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของวงจรในโหมด DCM ดังรูปที่ 3.21 สำหรับใช้ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน (เนื่องจากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงที่ใช้มี i_{cc} เป็นตัวแปรอินพุตจึงต้องมีการคูณตัวแปร \hat{v}_c ด้วย $1/R_s$ เพื่อให้ได้ตัวแปรอินพุตที่ต้องการ)



รูปที่ 3.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมด กระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

โดย

$$r_1 = \frac{R}{M^2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 - \frac{M_e}{M_n}\right)}, \quad f_1 = 2 \cdot \frac{I_1}{I_{cc}} = -M\sqrt{K}, \quad g_1 = 0$$

$$r_2 = R, \quad f_2 = 2 \cdot \frac{I_2}{I_{cc}} = -\sqrt{K}, \quad g_2 = \frac{2M}{R} \cdot \frac{\left(\frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}$$

$$K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$$

แบบจำลองที่ได้นี้มีตัวแปรเอาต์พุต 1 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) และตัวแปรอินพุต 2 ตัวคือแรงดันไฟฟ้าอินพุต (\hat{v}_{in}) และแรงดันไฟฟ้าควบคุม (\hat{v}_c) โดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน ได้ 2 แบบคือ (รายละเอียดการวิเคราะห์ห้วงจรแสดงในภาคผนวก ง หัวข้อ ง.3.2)

1. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Line to Output

transfer function) $G_{vv}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}=0}$

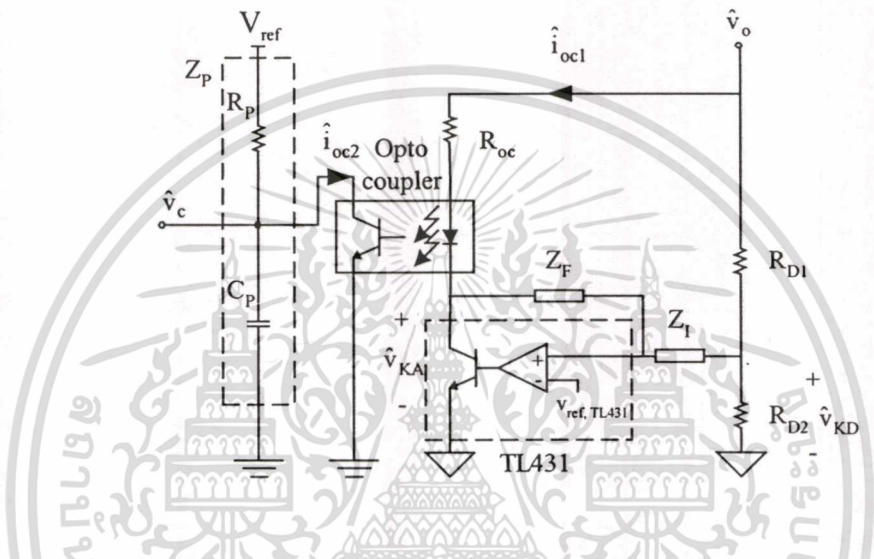
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันไฟฟ้าควบคุมไปยังแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Control to Output

$$\text{transfer function) } G_{vc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{R_s \cdot \hat{i}_{ce}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

3.4 การจำลองแบบวงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์

วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์แสดงในรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์

จากรูปกำหนดให้ $v_{ref, TL431}$ มีค่าคงที่ ($\hat{v}_{ref, TL431} = 0$) จะได้

$$\frac{\hat{v}_{KD}}{\hat{v}_o} = K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \text{ เมื่อ } R_{D2} \ll Z_I$$

$$\frac{\hat{v}_{KA}}{\hat{v}_{KD}} = -\frac{Z_F}{Z_I}$$

$$\hat{i}_{oc1} = \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{KA}}{R_{oc}}$$

$$\frac{\hat{i}_{oc2}}{\hat{i}_{oc1}} = \text{CTR (Current Transfer Ratio)}$$

$$\frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_{oc2}} = -R_p \parallel \frac{1}{sC_p}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรป้อนกลับแสดงดังสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 G_c &= \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = \frac{\hat{i}_{oc1}}{\hat{v}_o} \cdot \frac{\hat{i}_{oc2}}{\hat{i}_{oc1}} \cdot \frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_{oc2}} \\
 &= -CTR \cdot (1 + K_D \cdot \frac{Z_F}{Z_I}) \cdot \frac{Z_P}{R_{oc}}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

โดยที่ $K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}}$ และ $Z_P = R_P // \frac{1}{sC_P}$

โดยทั่วไป $K_D \cdot \frac{Z_F}{Z_I} \gg 1$ จะได้ G_c มีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (3.16)

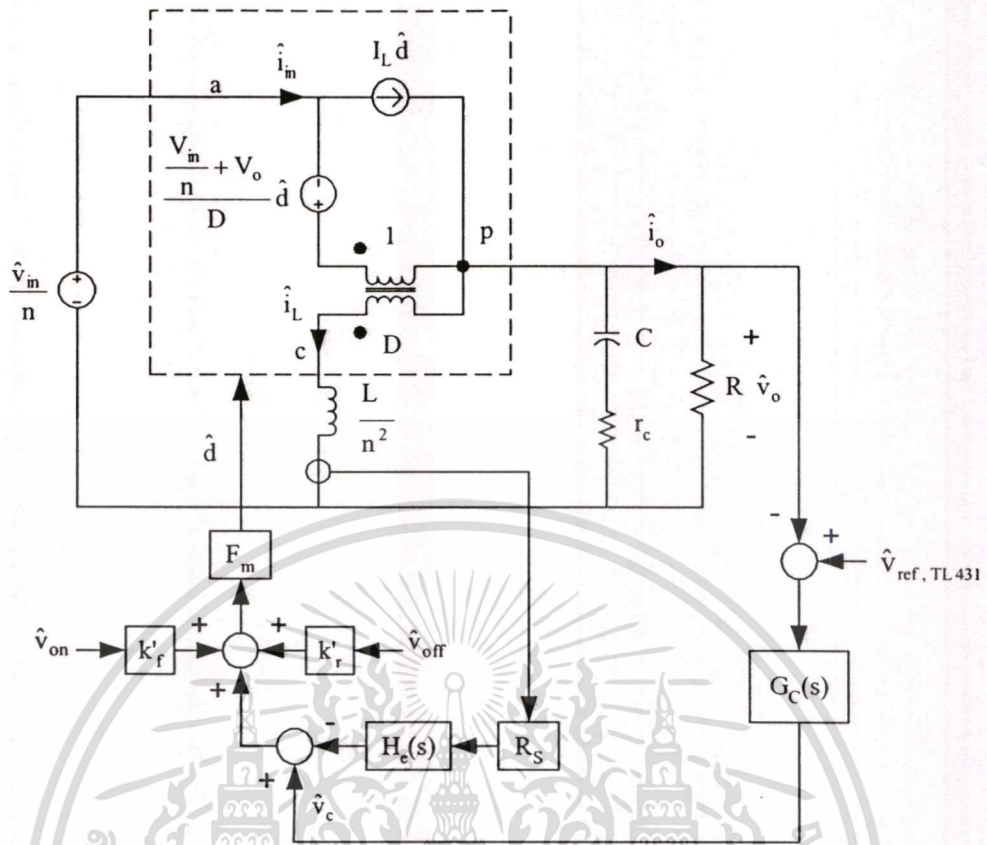
$$G_c = -CTR \cdot K_D \cdot \frac{Z_F}{Z_I} \cdot \frac{Z_P}{R_{oc}} \tag{3.16}$$

3.5 แบบจำลองวงจรรวม

3.5.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM

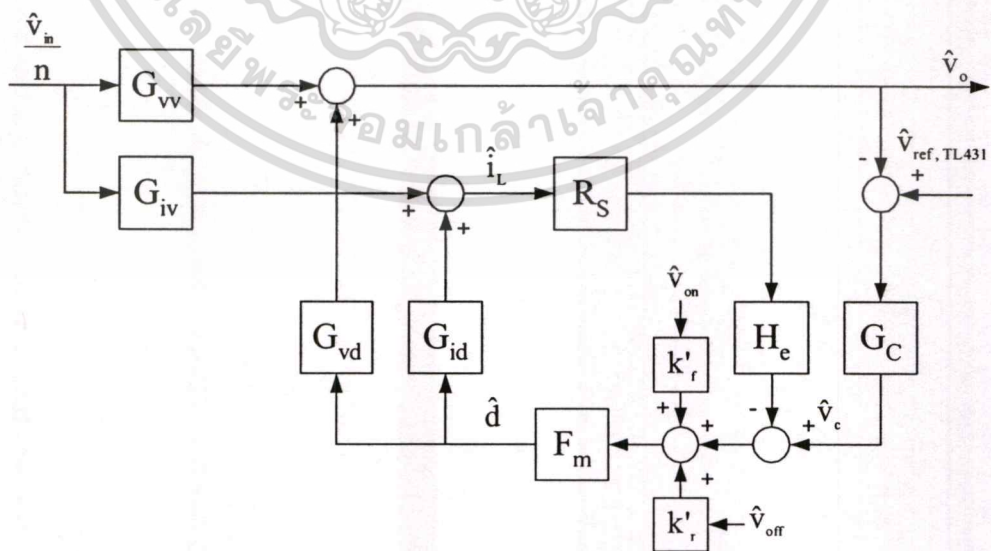
3.5.1.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

จากแบบจำลองวงจรรวมกำลังในโหมด CCM (รูปที่ 3.6) แบบจำลองวงจรรวมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley (รูปที่ 3.13) และแบบจำลองวงจรรวมย้อนกลับ (สมการที่ (3.16)) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM ได้ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

และสามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.24

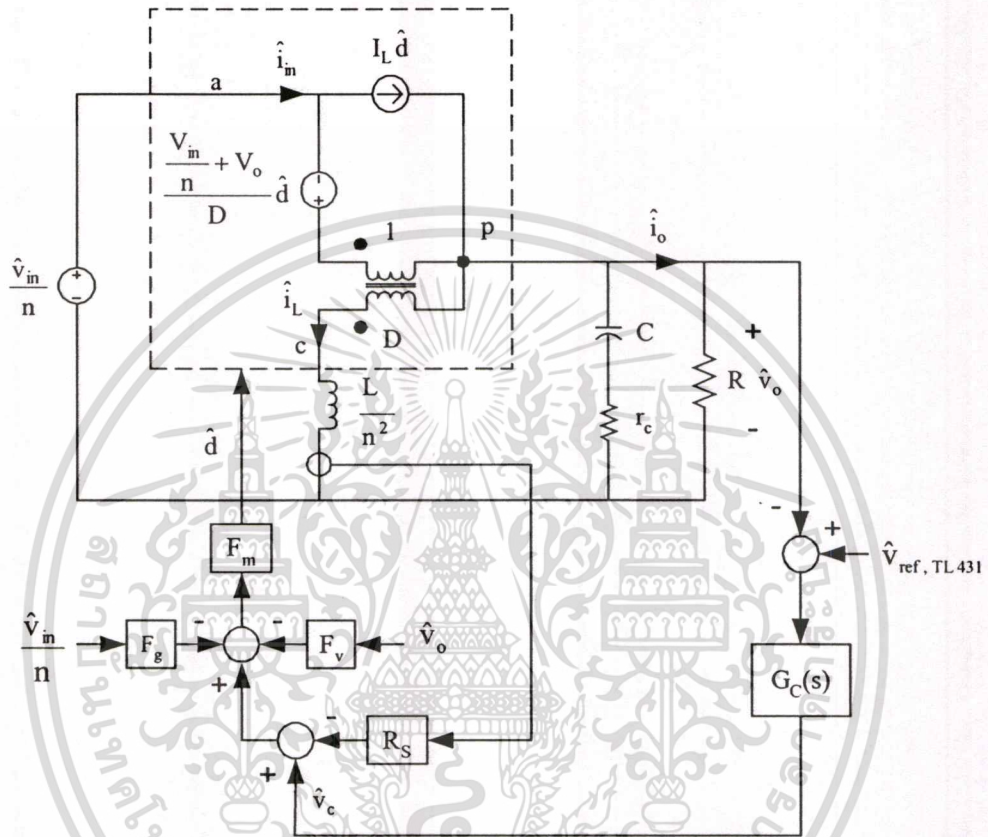


รูปที่ 3.24 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

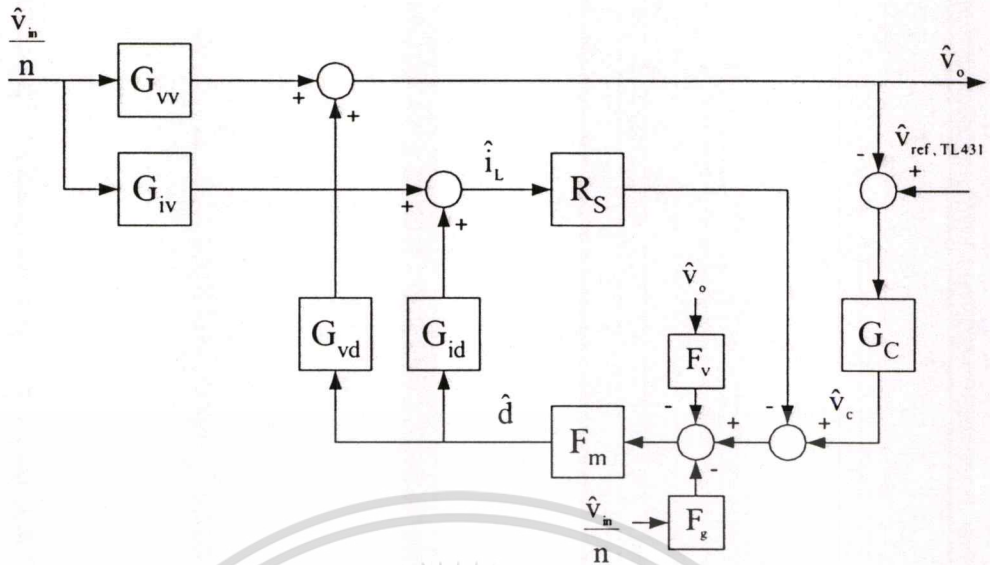
3.5.1.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

จากแบบจำลองวงจรรวมกำลังในโหมด CCM (รูปที่ 3.6) แบบจำลองวงจรรวมควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson (รูปที่ 3.15) และแบบจำลองวงจรรวมย้อนกลับ (สมการที่ (3.16)) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM ได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

และสามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.26

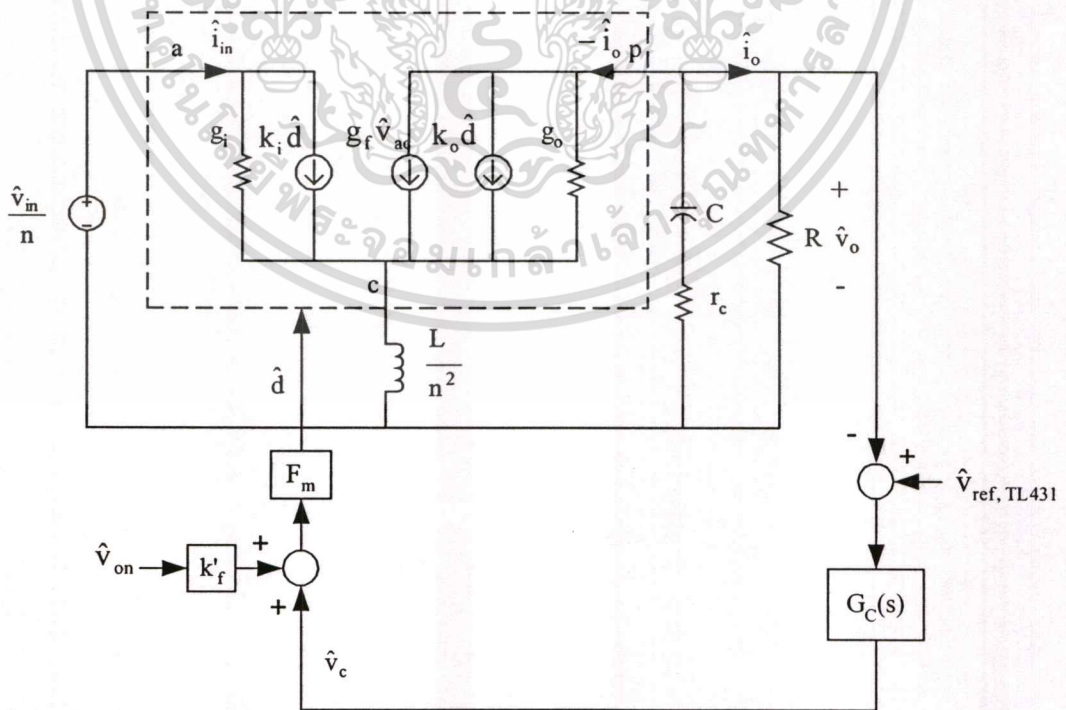


รูปที่ 3.26 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

3.5.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM

3.5.2.1 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

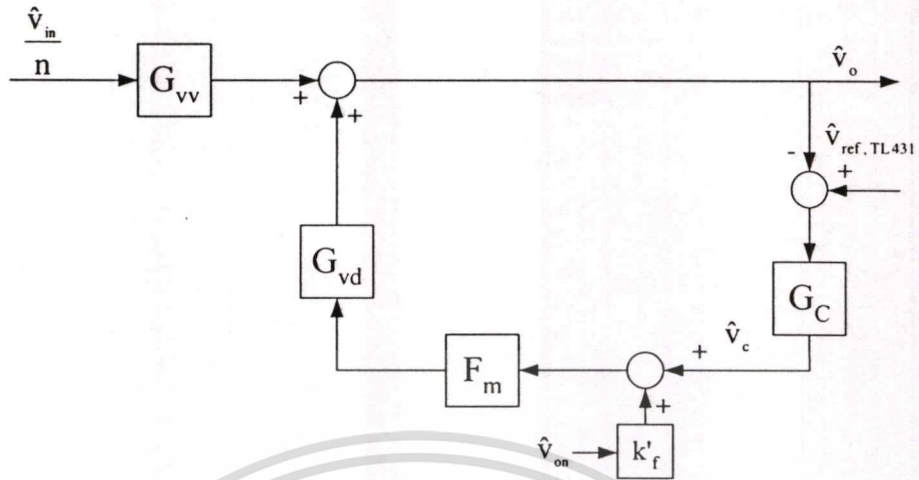
จากแบบจำลองวงจรภาคกำลังในโหมด DCM (รูปที่ 3.9) แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley (รูปที่ 3.17) และแบบจำลองวงจรป้อนกลับ (สมการที่ (3.16)) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM ได้ดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

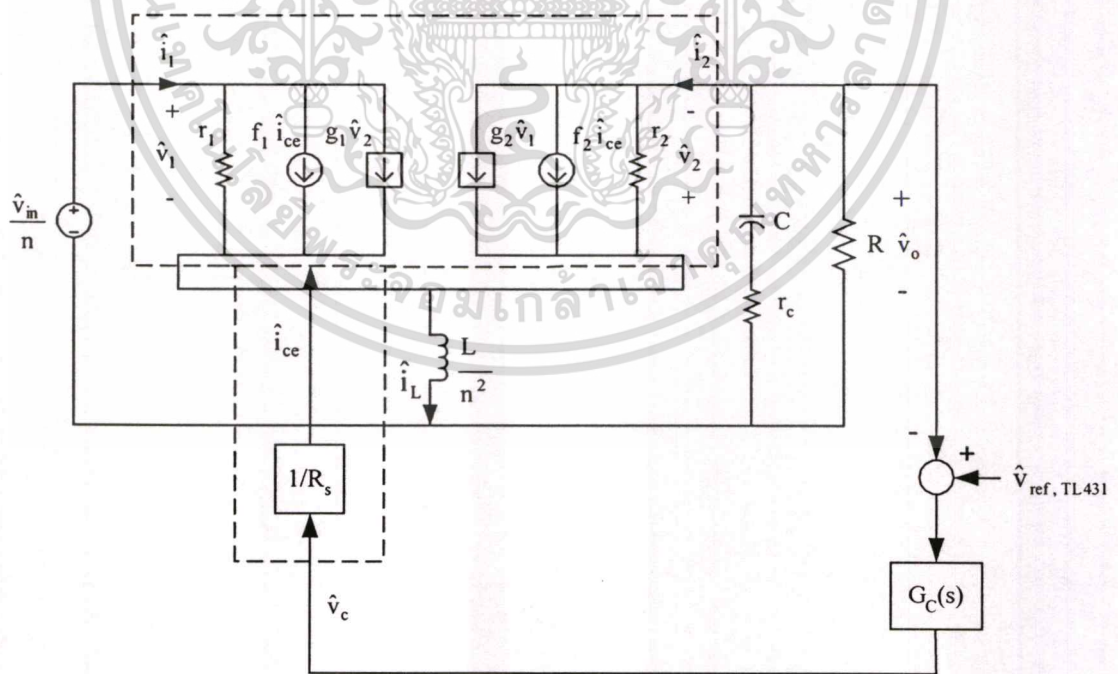
และสามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

3.5.2.2 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

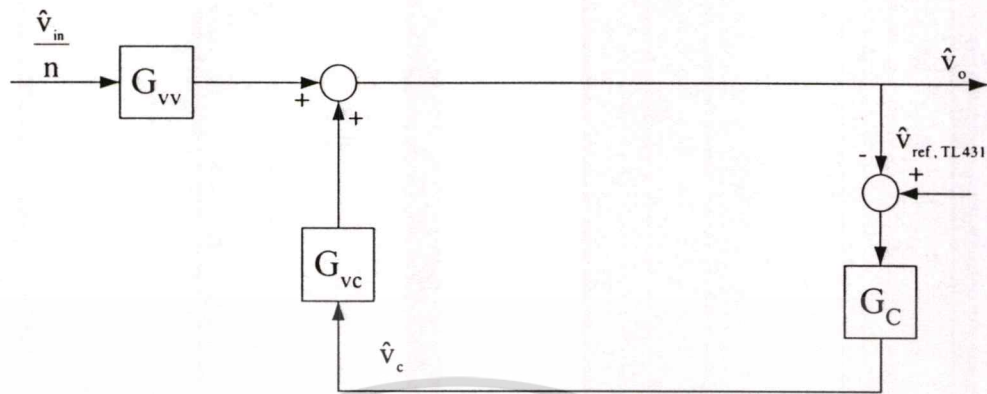
จากแบบจำลองวงจรภาคกำลังที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson (รูปที่ 3.21) และแบบจำลองวงจรป้อนกลับ (สมการที่ (3.16)) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM ได้ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 แบบจำลองวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

3.6 สรุป

แบบจำลองวงจรรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์แบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. แบบจำลองวงจรภาคกำลัง แบ่งเป็นแบบจำลองวงจรในโหมด CCM และ DCM โดยการจำลองแบบจะทำการแทนสวิทช์ของวงจรสมมูลแบบบัก-บูสต์คอนเวอเตอร์ของวงจรภาคกำลังคือมอสเฟตและไดโอดกำลังด้วยแบบจำลองของสวิทช์ PWM และทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของแบบจำลองคือ $G_w(s)$, $G_v(s)$, $G_{vd}(s)$ และ $G_d(s)$
2. แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแส แบ่งเป็นแบบจำลองวงจรในโหมด CCM และ DCM โดยมีวิธีการจำลองแบบ 2 วิธีคือการจำลองแบบโดยวิธีของ Ridley และการจำลองแบบโดยวิธีของ Erickson
3. แบบจำลองวงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลอร์ การเปรียบเทียบระหว่างแบบจำลองของวงจรรวมโดยวิธีของ Ridley และวิธีของ Erickson จะนำเสนอในบทต่อไป

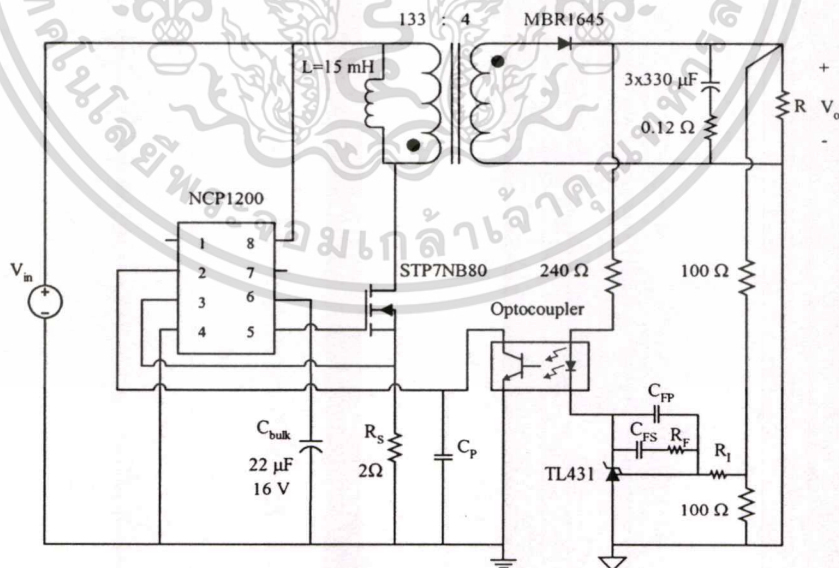
บทที่ 4

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุม

4.1 บทนำ

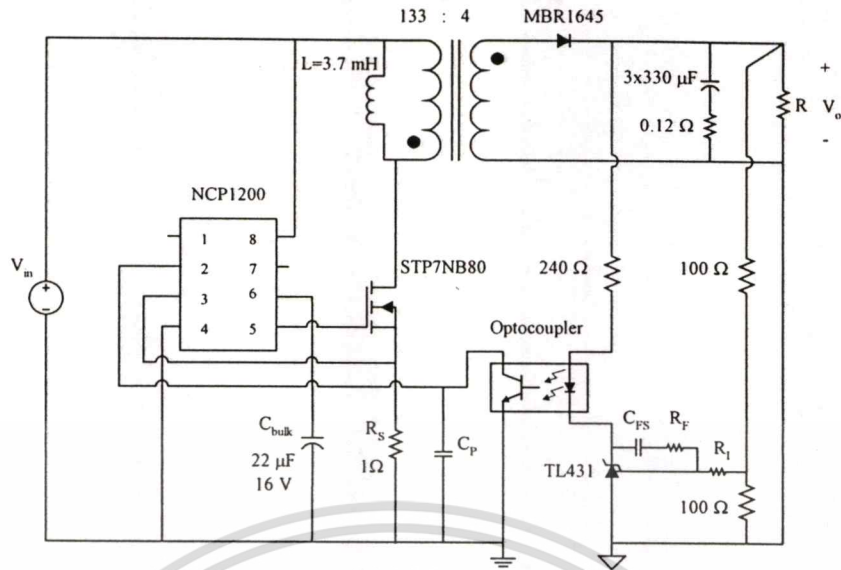
ในการออกแบบตัวควบคุมของคอนเวอเตอร์จำเป็นต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o ซึ่งเรียกว่า $G_{vc}(s)$ โดยสามารถหาได้จากแบบจำลองในรูปที่ 3.23, 3.25, 3.27 และ 3.29 โดยกำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ ในบทนี้จะแสดงการหา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองดังกล่าวและทำการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบโดยวิธีของ Ridley และวิธีของ Erickson เพื่อนำแบบจำลองที่เหมาะสมไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมต่อไป

วงจรหลายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่จะทำการจำลองแบบในโหมด CCM และ DCM แสดงในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ (รายละเอียดการออกแบบวงจรจะกล่าวถึงในบทที่ 5) วงจรต้นแบบทั้งสองมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_{in} = 310V \pm 10\%$ (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ $220V \pm 10\%$), $V_o = 5V$, $I_o = 1-3A$, $n = 33.25$ การควบคุมเป็นแบบ Peak current mode control โดยใช้ไอซี NCP1200 [10] ซึ่งให้สัญญาณ PWM ขับมอสเฟตที่ความถี่ 60kHz วงจรมีการทำงานที่ดิวตี้ไซเคิลน้อยกว่า 50% ($D < 0.5$) จึงไม่ต้องการใช้ Compensation ramp โดยที่ $L = 15mH$, $R_s = 2\Omega$ สำหรับโหมด CCM และ $L = 3.7mH$, $R_s = 1\Omega$ สำหรับโหมด DCM



รูปที่ 4.1 วงจรหลายแบบคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

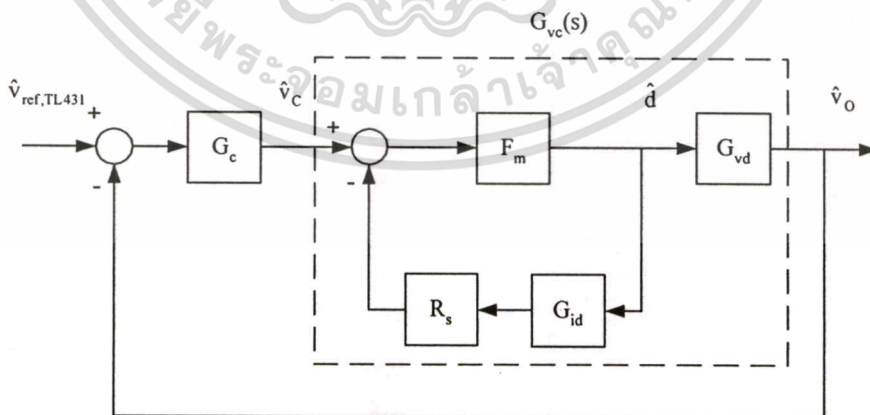


รูปที่ 4.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM

4.2 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

4.2.1 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในรูปที่ 3.24 ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o ($G_{vc}(s)$) หาได้โดยการกำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ ไม่คิดผลของการสุ่มในรูปกระแส ($H_c(s) = 1$) และกระแสไฟฟ้าริปเปิดตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อย ($k'_f = k'_r = 0$) จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.1)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m}{1 + F_m \cdot R_s \cdot G_{id}(s)} \cdot G_{vd}(s) \quad (4.1)$$

โดย

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_{vd} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}, \quad G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = K_{id} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right)}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_c)T_s}, \quad K_{vd} = \frac{V_{in}}{n \cdot D'^2}, \quad K_{id} = \left(1 + \frac{2D}{D'}\right) \frac{V_{in}}{n \cdot D'^2 R},$$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{r_c C}, \quad \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot D'^2 R}{DL}, \quad \omega_{z3} = \frac{1}{RC},$$

$$\omega_o = \frac{n}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{D'^2 R}{R + r_c}}, \quad Q = \frac{1}{\omega_o} \frac{1}{\frac{L}{n^2 \cdot D'^2 R} + r_c R}$$

รายละเอียดการหา $G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$ ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3

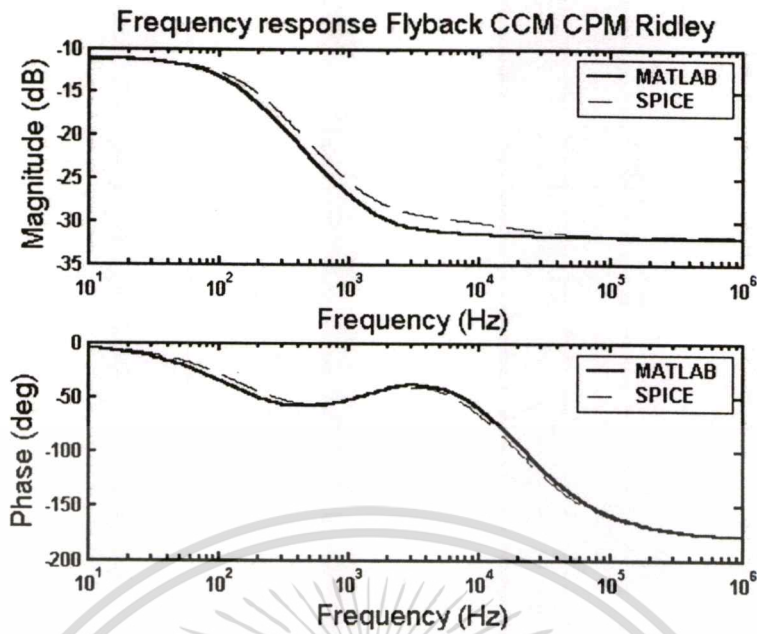
ในการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ จะพิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด ($V_{in} = 280V$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 3A$) แทนค่า $D = 0.37$, $D' = 1 - D = 0.63$, $n = 33.25$, $L = 15mH$, $C = 990\mu F$, $R_s = 2\Omega$ และ $r_c = 0.12\Omega$ ลงในสมการที่ (4.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.2)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.27 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{1.32 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{811.1}\right) \left(1 + \frac{s}{1.25 \times 10^5}\right)} \quad (4.2)$$

จะเห็นว่า $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34kHz$ ($8418rad/s$) ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 21kHz$ ($1.32 \times 10^5 rad/s$) โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 130Hz$ ($811.1rad/s$) โพลความถี่สูงที่ความถี่ $f_{pH} = 19.90kHz$ ($1.25 \times 10^5 rad/s$) และดีซีเกนเท่ากับ $-11.08dB$ (0.27) ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ (4.2) พล็อตโดยโปรแกรม MATLAB (รายละเอียดโปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก จ หัข้อ จ.1) แสดงดังรูปที่ 4.4 (เส้นทึบ).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



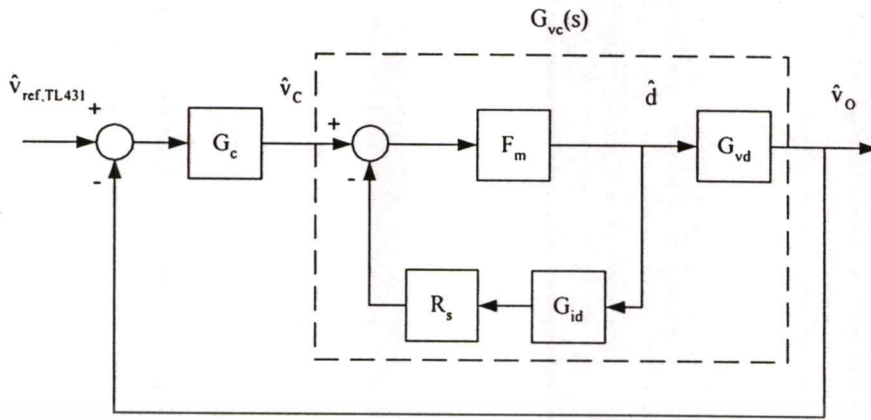
รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

เพื่อพิสูจน์ว่า $G_{vc}(s)$ ที่หาได้ในสมการที่ (4.2) มีความน่าเชื่อถือจะทำการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้กับผลที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม Pspice (หลักการและรายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการจำลองแบบแสดงในภาคผนวก ฉ หัวข้อ ฉ.1)

ผลตอบสนองเชิงความถี่จากโปรแกรม Pspice แสดงในรูปที่ 4.4 (เส้นประ) พบว่าผลที่ได้จากสองวิธีนี้มีความสอดคล้องกัน

4.2.2 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรรวมในรูปที่ 3.26 ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o ($G_{vc}(s)$) หาได้โดยการกำหนดให้ $\hat{v}_i = 0$ และกระแสไฟฟ้าริเปิดตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อย ($F_g = F_v = 0$) จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.5 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.3)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m}{1 + F_m \cdot R_s \cdot G_{id}(s)} \cdot G_{vd}(s) \tag{4.3}$$

โดย

$$F_m = \frac{1}{S_c T_s}$$

$G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$ มีค่าเท่ากับในสมการที่ (4.1)

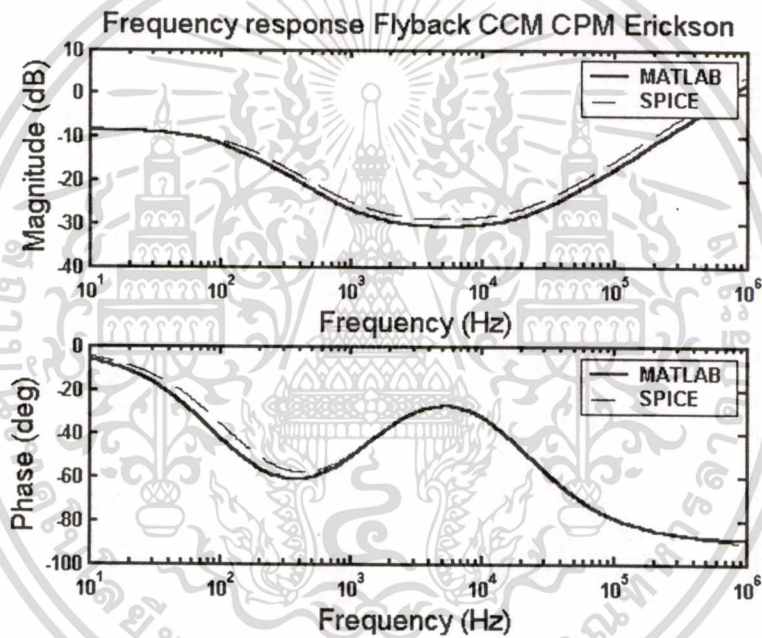
ในกรณีที่ไม่มีการใช้งาน Compensation ramp ($S_c = 0$) F_m จะเข้าสู่ค่าอนันต์ จะได้ $G_{vc}(s)$ มีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (4.4)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{G_{vd}(s)}{R_s \cdot G_{id}(s)} \tag{4.4}$$

ในการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ จะพิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด ($V_{in} = 280V$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 3A$) แทนค่า $D = 0.37$, $D' = 1 - D = 0.63$, $n = 33.25$, $L = 15mH$, $C = 990\mu F$, $R_s = 2\Omega$ และ $r_c = 0.12\Omega$ ลงในสมการที่ (4.4) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.5)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.38 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{1.32 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{604.9}\right)} \quad (4.5)$$

จะเห็นว่า $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$ (8418rad/s) ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 21\text{kHz}$ ($1.32 \times 10^5\text{rad/s}$) โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 96.27\text{Hz}$ (604.9rad/s) และคิซีเกนเท่ากับ -8.32dB (0.38) ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ (4.5) พล็อตโดยโปรแกรม MATLAB (รายละเอียดโปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก จ หัวข้อ จ.2) แสดงดังรูปที่ 4.6 (เส้นทึบ)



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

เพื่อพิสูจน์ว่า $G_{vc}(s)$ ที่หาได้ในสมการที่ (4.5) มีความน่าเชื่อถือจะทำการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้กับผลที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม Pspice (หลักการและรายละเอียดของวงจรที่ใช้แสดงในภาคผนวก จ หัวข้อ จ.2) ผลตอบสนองเชิงความถี่จากโปรแกรม Pspice แสดงในรูปที่ 4.6 (เส้นประ) พบว่าผลที่ได้จากสองวิธีนี้มีความสอดคล้องกัน

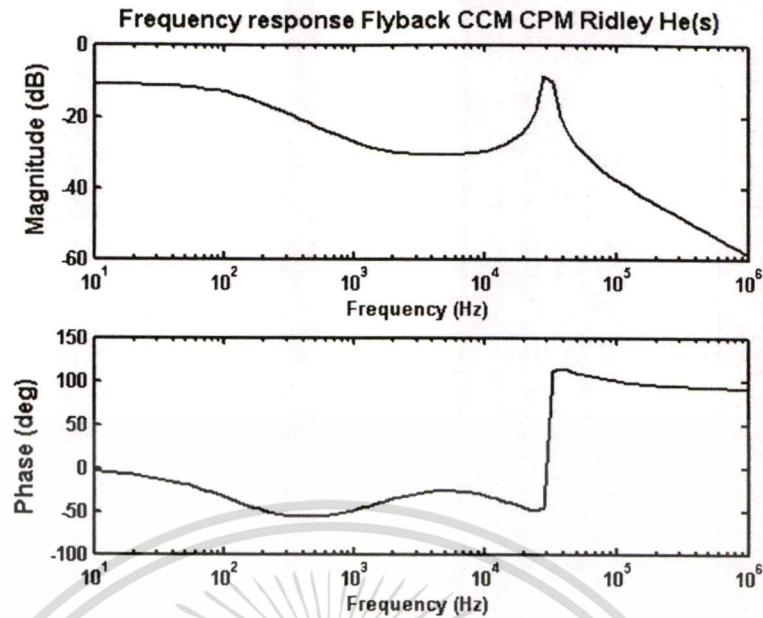
ความแตกต่างระหว่าง $G_{vc}(s)$ ในสมการที่ (4.2) และ (4.5) สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. ค่าดีซีเกนของแบบจำลองโดยวิธีของ Ridley มีค่าเท่ากับ -11.08dB ส่วนแบบจำลองโดยวิธีของ Erickson มีค่าเท่ากับ -8.32dB

2. ตำแหน่งของโพลและซีโร จะเห็นว่าตำแหน่งของซีโรจากผลของ ESR ซีโรทางระนาบขว และโพลที่ความถี่ต่ำของแบบจำลองทั้งสองมีตำแหน่งที่ใกล้เคียงกันมาก แต่จะแตกต่างกันที่โพลที่ความถี่สูงซึ่งแบบจำลองโดยวิธีของ Erickson จะไม่ปรากฏผลของโพลที่ความถี่สูงในกรณีที่ไม่มีการใช้ Compensation ramp ($S_c = 0$) เนื่องจากอัตราขยายการมอดดูเลต (F_m) ในแบบจำลองโดยวิธีของ Erickson (ซึ่งมีค่า $F_m = \frac{1}{S_c T_s}$) จะมีค่าเข้าสู่อินฟินิตี้เมื่อ $S_c = 0$ ทำให้การหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ เป็นการหาค่าโดยประมาณเท่านั้นจึงไม่ปรากฏผลของโพลที่ความถี่สูง ซึ่งจะแตกต่างจากแบบจำลองโดยวิธีแบบ Ridley ที่แม้ไม่มีการใช้ Compensation ramp ก็สามารถที่จะหาฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอเตอร์ได้ ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรที่ไม่มีการใช้ Compensation ramp ควรใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley จะได้แบบจำลองที่มีความถูกต้องมากกว่า

3. แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley มีการคิดผลของการสุ่ม (Sampling action) ที่เกิดขึ้นในรูปกระแส ซึ่งประมาณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $H_c(s)$ ในสมการที่ (3.5) Ridley ได้นำเสนอ $H_c(s)$ ในแบบจำลองของเขาเพื่ออธิบายการเกิด Subharmonics oscillation ที่เกิดขึ้นในการควบคุมในโหมดกระแส ทำให้แบบจำลองที่เขานำเสนอมีความถูกต้องมากกว่าแบบจำลองอื่นๆ เมื่อคิดผลของ $H_c(s)$ $G_{vc}(s)$ จะมีค่าดังสมการที่ (4.6) และมีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่พล็อตโดย MATLAB (รายละเอียดโปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก จ หัวข้อ จ.3) แสดงในรูปที่ 4.7

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.27 \left(1 + \frac{s}{8418} \right) \left(1 - \frac{s}{1.32 \times 10^5} \right)}{\left(1 + \frac{s}{809.8} \right) \left(1 + \frac{s}{8.27 \times 10^6} + \frac{s^2}{3.65 \times 10^{10}} \right)} \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley เมื่อคิดผลของ $H_c(s)$

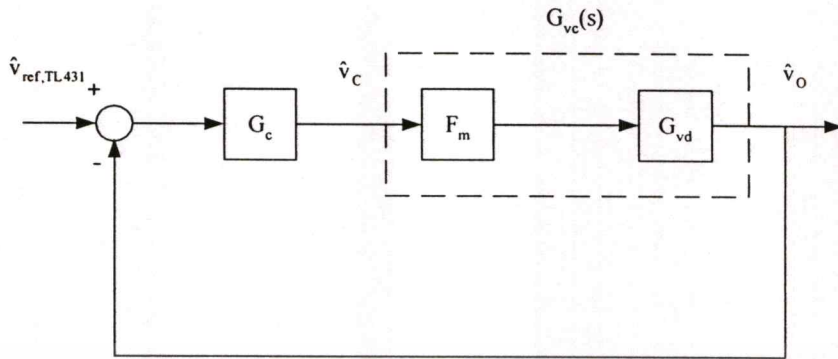
เปรียบเทียบกับผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 4.4 จะเห็นว่า $H_c(s)$ ทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของเกนที่บริเวณความถี่ 30kHz (ที่ความถี่ครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์) ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมจะต้องมีการลดทอนค่าเกนของระบบที่บริเวณความถี่นี้ มิฉะนั้นระบบอาจจะขาดเสถียรภาพได้เนื่องจาก Subharmonics oscillation

จากความแตกต่างของการจำลองแบบทั้ง 2 วิธีที่กล่าวมา ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกแบบจำลองโดยวิธีของ Ridley เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM เนื่องจากแบบจำลองที่ได้มีความถูกต้องมากกว่าเมื่อวงจรไม่มีการใช้งาน Compensation ramp และเป็นแบบจำลองที่สามารถอธิบายการเกิด Subharmonics oscillation ที่เกิดขึ้นในการควบคุมในโหมดกระแสได้

4.3 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

4.3.1 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรในรูปที่ 3.28 ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o ($G_{vc}(s)$) หาได้โดยการกำหนดให้ $\hat{v}_m = 0$ จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.8 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.7)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = F_m \cdot G_{vd}(s) \quad (4.7)$$

โดย

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_{vd} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s}, \quad K_{vd} = \frac{V_{in}}{n\sqrt{K}}, \quad \omega_{zc} = \frac{1}{r_c C}, \quad \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \frac{1}{M(M+1)},$$

$$\omega_{p1} = \frac{2}{RC}, \quad \omega_{p2} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \frac{1}{(M+1)^2}$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}}, \quad K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$$

รายละเอียดการหา $G_{vd}(s)$ ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3

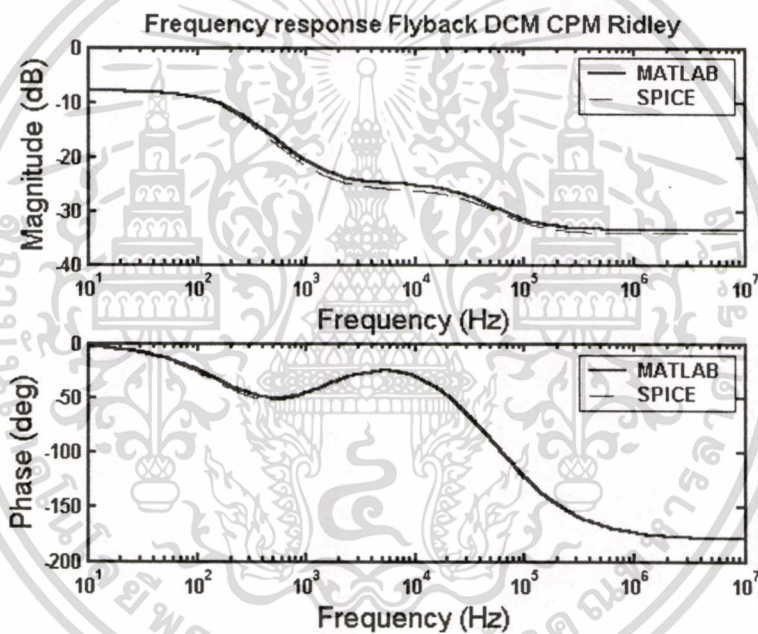
ในการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ จะพิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด ($V_{in} = 280V$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 3A$) แทนค่า $n = 33.25$, $f_s = 60kHz$, $L = 3.7mH$, $C = 990\mu F$, และ $r_c = 0.12\Omega$ ลงในสมการที่ (4.7) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.39 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{5.58 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1213}\right) \left(1 + \frac{s}{2.07 \times 10^5}\right)} \quad (4.8)$$

จะเห็นว่า $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$ (8418rad/s) ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 88.70\text{kHz}$ ($5.58 \times 10^5\text{rad/s}$) โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 192.57\text{Hz}$ (1213rad/s) โพลความถี่สูงที่ความถี่ $f_{pH} = 33.06\text{kHz}$ ($2.07 \times 10^5\text{rad/s}$) และดีซีเกนเท่ากับ -7.99dB (0.39) ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ (4.7) พล็อตโดยโปรแกรม MATLAB (รายละเอียดโปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก จ หัวข้อ จ.4) แสดงดังรูปที่ 4.9 (เส้นทึบ)



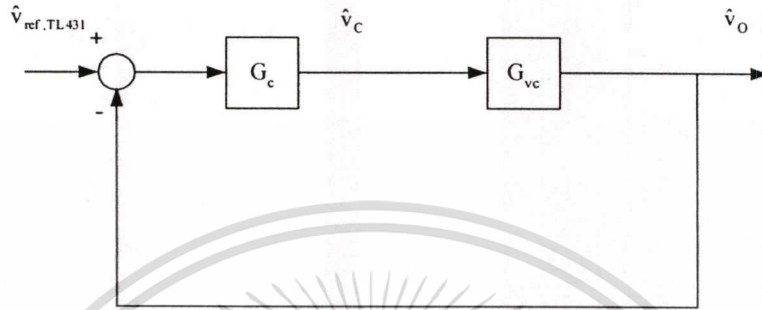
รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

เพื่อพิสูจน์ว่า $G_{vc}(s)$ ที่หาได้ในสมการที่ (4.8) มีความน่าเชื่อถือจะทำการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้กับผลที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม Pspice (หลักการและรายละเอียดของวงจรที่ใช้แสดงในภาคผนวก ฉ หัวข้อ ฉ.3) ผลตอบสนองเชิงความถี่จากโปรแกรม Pspice แสดงในรูปที่ 4.9 (เส้นประ) พบว่าผลที่ได้จากสองวิธีนี้มีความสอดคล้องกัน

4.3.2 การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ จากแบบจำลองรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ใน

โหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

จากบล็อกไดอะแกรมของวงจรในรูปที่ 3.30 ฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o ($G_{vc}(s)$) หาได้โดยการกำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ จะได้บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.10 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.9)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = K_{vc} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{zc}})(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{pL}})(1 + \frac{s}{\omega_{pH}})} \quad (4.9)$$

โดย

$$K_{vc} = \frac{R \cdot \sqrt{K}}{2 \cdot R_s}, \quad \omega_{zc} = \frac{1}{r_c \cdot C}, \quad \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \cdot \frac{1}{M(M+1)}, \quad \omega_{pL} = \frac{2}{R \cdot C}$$

$$\omega_{pH} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \cdot \frac{1}{(1-M)^2}$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}}, \quad K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$$

รายละเอียดการหา $G_{vc}(s)$ ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3

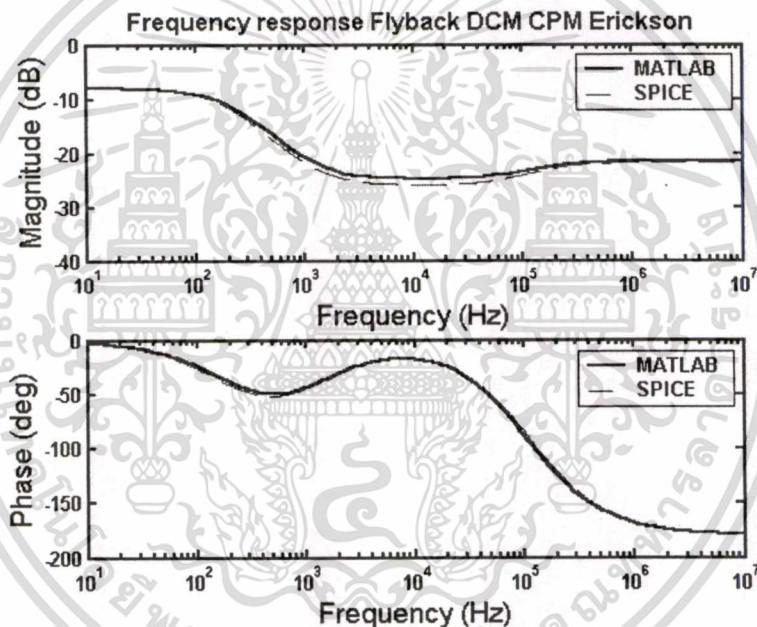
ในการหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ จะพิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด ($V_{in} = 280V$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 3A$) แทนค่า $n = 33.25$, $f_s = 60kHz$, $L = 3.7mH$, $C = 990\mu F$, $R_s = 2\Omega$ และ $r_c = 0.12\Omega$ ลงในสมการที่ (4.9) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ดังสมการที่ (4.10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.39 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{5.58 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1213}\right) \left(1 + \frac{s}{8.14 \times 10^5}\right)} \quad (4.10)$$

จะเห็นว่า $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$ (8418rad/s) ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 88.70\text{kHz}$ ($5.58 \times 10^5\text{rad/s}$) โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 192.57\text{Hz}$ (1213rad/s) โพลความถี่สูงที่ความถี่ $f_{pH} = 130.0\text{kHz}$ ($8.14 \times 10^5\text{rad/s}$) และดีซีเกนเท่ากับ -7.99dB (0.39) ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ (4.10) พล็อตโดยโปรแกรม MATLAB (รายละเอียดโปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก จ หัข้อ จ.5) แสดงดังรูปที่ 4.11 (เส้นทึบ)



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

เพื่อพิสูจน์ว่า $G_{vc}(s)$ ที่หาได้ในสมการที่ (4.10) มีความน่าเชื่อถือจะทำการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้กับผลที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม Pspice (หลักการและรายละเอียดของวงจรที่ใช้แสดงในภาคผนวก จ หัข้อ จ.4) ผลตอบสนองเชิงความถี่จากโปรแกรม Pspice แสดงในรูปที่ 4.11 (เส้นประ) พบว่าผลที่ได้จากสองวิธีนี้มีความสอดคล้องกัน

ความแตกต่างระหว่าง $G_v(s)$ ในสมการที่ (4.8) และ (4.10) สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

1. ค่าดีซีเกนของแบบจำลองทั้งสองมีค่าเท่ากันคือ -7.99dB

2. ตำแหน่งโพลและซีโร จะเห็นว่าตำแหน่งของซีโรจากผลของ ESR ซีโรทางระนาบขว และโพลที่ความถี่ต่ำของแบบจำลองทั้งสองอยู่ที่ตำแหน่งเดียวกัน จะแตกต่างกันที่ตำแหน่งของโพลที่ความถี่สูง แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley โพลที่ความถี่สูงจะอยู่ที่ความถี่ 33.06kHz ส่วนแบบจำลองโดยวิธีของ Erickson อยู่ที่ความถี่ 130kHz

เนื่องจากการจำลองแบบทั้งสองวิธีนี้มีความใกล้เคียงกันมากจะแตกต่างกันเฉพาะที่ตำแหน่งของโพลที่ความถี่สูง ซึ่งตำแหน่งโพลที่ความถี่สูงของแบบจำลองทั้งสองจะอยู่ที่ความถี่มากกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์ โดยปกติในการออกแบบตัวควบคุมจะออกแบบให้ระบบมีแบนด์วิธการทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์มาก ทำให้สามารถละทิ้งผลของโพลความถี่สูงตัวนี้ได้ ดังนั้นการพิจารณาเลือกแบบจำลองไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM สามารถที่จะเลือกใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley หรือวิธีของ Erickson ก็ได้

4.4 สรุป

การเปรียบเทียบแบบจำลองโดยวิธีของ Ridley และวิธีของ Erickson เพื่อนำแบบจำลองที่เหมาะสมมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์สามารถสรุปได้ดังนี้

1. ในโหมด CCM แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley จะนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เนื่องจากแบบจำลองมีความถูกต้องมากกว่าเมื่อวงจรไม่มีการใช้ Compensation ramp และเป็นแบบจำลองที่สามารถอธิบายการเกิด Subharmonics oscillation ที่เกิดขึ้นในการควบคุมในโหมดกระแสได้

2. ในโหมด DCM สามารถที่จะเลือกใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley หรือวิธีของ Erickson ก็ได้ เนื่องจากการจำลองแบบทั้งสองวิธีนี้มีความใกล้เคียงกันมากจะแตกต่างกันเฉพาะที่ตำแหน่งของโพลที่ความถี่สูง ซึ่งตำแหน่งโพลที่ความถี่สูงของแบบจำลองทั้งสองจะอยู่ที่ความถี่มากกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์ โดยปกติในการออกแบบตัวควบคุมจะออกแบบให้ระบบมีแบนด์วิธการทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์มาก ทำให้สามารถละทิ้งผลของโพลความถี่สูงตัวนี้ได้

บทที่ 5

การออกแบบสร้างวงจรต้นแบบ

5.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM โดยวงจรทั้งสองมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical specification) เหมือนกันคือ $V_{in} = 310V \pm 10\%$ (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ $220V \pm 10\%$), $V_o = 5V$, $I_o = 1-3A$ ความถี่ในการสวิตช์ $f_s = 60kHz$ รายละเอียดในการออกแบบสร้างวงจรแต่ละส่วนจะนำเสนอต่อไป

5.2 วงจรกำลัง

5.2.1 หม้อแปลงฟลายแบค

หม้อแปลงฟลายแบคเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เก็บและคายพลังงานในวงจรภาคกำลัง สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบคือ หม้อแปลงจะต้องสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยที่ไม่เกิดการอิ่มตัว

5.2.1.1 การหาขนาดของแกน

การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคจะใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area product, A_p) [11] ซึ่งคือค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกน (Cross sectional area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (Window area, A_w) ค่า A_p สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคทำงานในโหมด CCM และ DCM แสดงดังสมการที่ (5.1) และ (5.2) ตามลำดับ

$$A_p = \frac{P_{02} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min} \alpha}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D_{\min}) \alpha}{3}} \right)}{K_w J \Delta B f_s} \quad (5.1)$$

$$A_p = \frac{P_{02} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min}}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D_{\min})}{3}} \right)}{K_w J B_{\max} f_s} \quad (5.2)$$

โดย P_{02} : กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (W)

D_{\min} : ค่าคิวิตีไซเคิลต่ำสุด

f_s : ความถี่ในการสวิตช์ (Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

α : ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงาน โดยมีค่า

$0.75 < \alpha < 1$ สำหรับการทำงานในโหมด CCM และ

$\alpha = 1$ สำหรับการทำงานในโหมด DCM

η : ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงฟลายแบค

K_w : ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (Window utilizing factor)

J : ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของเส้นลวดที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ
(A/m²)

$\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$: ค่าความแตกต่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก

B_{\max} : ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุด (T)

B_{\min} : ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าต่ำสุด (T)

ค่า P_{02} คำนวณได้จากสมการที่ (5.3)

$$P_{02} = (V_o + V_D) I_o \left(\frac{1 - D_{\min}}{D_{\min}} \right) \quad (5.3)$$

โดย V_o : แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย

V_D : แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดกำลังขณะนำกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ

I_o : กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย

ค่า D_{\min} คำนวณได้จากสมการที่ (5.4)

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{D_{\max} + (1 - D_{\max}) \frac{V_{in, \max}}{V_{in, \min}}} \quad (5.4)$$

โดย $V_{in, \max}$: แรงดันไฟฟ้าอินพุตค่าสูงสุด

$V_{in, \min}$: คือแรงดันไฟฟ้าอินพุตค่าต่ำสุด

ในการออกแบบกำหนดให้ $D_{\max} = 0.45$ แทนค่า $V_{in, \max} = 341V$ และ $V_{in, \min} = 280V$ ลงในสมการที่ (5.4) จะได้ $D_{\min} = 0.40$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $V_o = 5V$, $V_D = 1.5V$, $I_o = 3A$ และ $D_{min} = 0.4$ ลงในสมการที่ (5.3) ได้ $P_{o2} = 29.25W$

สรุปค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบค

$V_{in} = 280-341V$	$V_o = 5V$	$V_D = 1.5V$	$f_s = 60kHz$
$I_o = 3A$	$D_{min} = 0.40$	$\eta = 0.80$	$P_{o2} = 29.25W$
$K_w = 0.4$	$\Delta B = 0.1T$	$B_{max} = 0.2T$	$J = 3 \times 10^6 A/m^2$
$R = 1.67\Omega$	$\alpha = 1$ สำหรับ DCM และ $\alpha = 0.84$ สำหรับ CCM		

ในโหมด CCM แทนค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (5.1) ได้ค่า

$$A_p = 0.673 \times 10^4 \text{ mm}^4 = 6730 \text{ mm}^4$$

ในโหมด DCM แทนค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (5.2) ได้ค่า

$$A_p = 0.370 \times 10^4 \text{ mm}^4 = 3700 \text{ mm}^4$$

เลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p สูงกว่าค่า A_p ที่คำนวณได้ทั้ง 2 โหมด คือแกน ETD40 ($A_c = 139 \text{ mm}^2$, $A_w = 294 \text{ mm}^2$, $A_p = 40866 \text{ mm}^4$)

5.2.1.2 การหาขนาดจำนวนรอบและขนาดของลวด

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ (N_2/N_1) คำนวณได้ดังสมการที่ (5.5)

$$\frac{1}{n} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{(V_o + V_D)}{V_{in, min}} \left(\frac{1 - D_{max}}{D_{max}} \right) \quad (5.5)$$

$$\text{แทนค่าได้ } \frac{1}{n} = \frac{N_2}{N_1} = 0.03$$

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5.6)

$$N_1 = \frac{V_{in, max} D_{min}}{A_c B_{max} f_s} \quad (5.6)$$

ในโหมด DCM ได้ $N_1 = 82$ รอบ ดังนั้นจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค $N_2 = 0.03 \times N_1 = 2.5$ รอบ เลือก $N_2 = 4$ รอบคำนวณย้อนกลับได้ $N_1 = 133$ รอบ ในโหมด CCM เลือกจำนวนรอบ N_1 และ N_2 ของหม้อแปลงฟลายแบคมีค่าเท่ากับในโหมด DCM

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ $I_{1,rms}$ และขดลวดทุติยภูมิ $I_{2,rms}$ ของหม้อแปลงหลายเบคคำนวณได้ดังสมการที่ (5.7)

$$I_{1,rms} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in, min}} \quad (5.7)$$

$$I_{2,rms} = n \cdot I_{1,rms}$$

ที่ $P_o = 15W$, $V_{in, min} = 280V$ และ $\eta = 0.8$ ได้ $I_{1,rms} = 0.095A$, $I_{2,rms} = 3.16A$
พื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิ a_1 และทุติยภูมิ a_2 คำนวณได้ดังสมการที่ (5.8)

$$a_1 = \frac{I_{1,rms}}{J} \quad (5.8)$$

$$a_2 = \frac{I_{2,rms}}{J}$$

ที่ $J = 3 \times 10^6 A/m^2$ ได้ $a_1 = 0.032mm^2$ และ $a_2 = 1.05mm^2$

ความลึกจากผิวขดลวดที่นำกระแสไฟฟ้า (Skin depth, δ) เนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว (skin effect) ในหน่วย cm คำนวณได้ดังสมการที่ (5.9)

$$\delta = \left(\frac{6.61}{f_s^{0.5}} \right) K \quad (5.9)$$

โดย f_s คือความถี่ในการสวิตช์

$K = 1$ สำหรับลวดทองแดง

ที่ $f_s = 60kHz$ ได้ $\delta = 0.0270cm$ หรือ $0.2700mm$ ขนาดของขดลวดที่ไม่มีผลกระทบเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิวซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเพิ่มขึ้นคือ ขดลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง (ϕ) น้อยกว่า 2δ นั่นคือ $\phi < 0.5400mm$ ดังนั้นจึงเลือกขดลวดเบอร์ AWG30 ($a = 0.0324mm^2$, $\phi = 0.2032mm$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับขดลวดปฐมภูมิและขดลวดเบอร์ AWG25 ($a = 0.1620mm^2$, $\phi = 0.4547mm$) จำนวน 9 เส้นขนานกันสำหรับขดลวดทุติยภูมิ

ความเป็นไปได้ในการพันขดลวดที่เลือกไว้ลงในพื้นที่ที่ใช้พันขดลวดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เลือกไว้สามารถตรวจสอบได้ด้วยสมการที่ (5.10)

$$K_w A_w \geq a_1 N_1 + a_2 N_2 \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกน ETD40 ที่เลือกมีค่า $K_w = 0.4$, $A_w = 249\text{mm}^2$

$$0.4 \times 249\text{mm}^2 \geq (133 \times 0.0324\text{mm}^2) + (4 \times 9 \times 0.1620\text{mm}^2)$$

$$99.60\text{mm}^2 \geq 10.14\text{mm}^2$$

ดังนั้นแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD40 ที่เลือกสามารถที่จะรองรับขดลวดทั้งหมดได้

5.2.1.3 การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคที่กำหนดการทำงานในโหมด CCM หรือ DCM ถูกแสดงในสมการที่ (2.1) ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกค่า L สำหรับวงจรในโหมด DCM เท่ากับ 3.70mH และใน CCM เท่ากับ 15mH การกำหนดค่า L ทำโดยการกำหนดขนาดช่องอากาศให้กับแกนเฟอร์ไรต์ เนื่องจากจำนวนรอบขดลวดในโหมด CCM และ DCM มีค่าเท่ากัน ขนาดช่องอากาศของแกนในโหมด DCM จะกว้างกว่าในโหมด CCM เพื่อให้ค่า L ในโหมด DCM มีค่าน้อยกว่าในโหมด CCM

5.2.2 เลือกขนาดการทนกำลังของอุปกรณ์กำลัง

การเลือกพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดกำลังนั้นต้องคำนึงถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวอุปกรณ์ พิกัดกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์กำลังในวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แสดงในตารางที่ 5.1 [12]

ตารางที่ 5.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลังและไดโอดกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

อุปกรณ์	แรงดันไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
มอสเฟตกำลัง	$2V_{in, pk} + n \cdot V_o$	$\frac{2 \cdot n \cdot P_o}{V_{in, pk}}$	$\frac{4 n \cdot P_o}{\pi V_{in, pk}}$
ไดโอดกำลัง	$V_{in, pk} / n$	$\frac{2 \cdot n^2 \cdot P_o}{V_{in, pk}}$	$\frac{4 n^2 \cdot P_o}{\pi V_{in, pk}}$

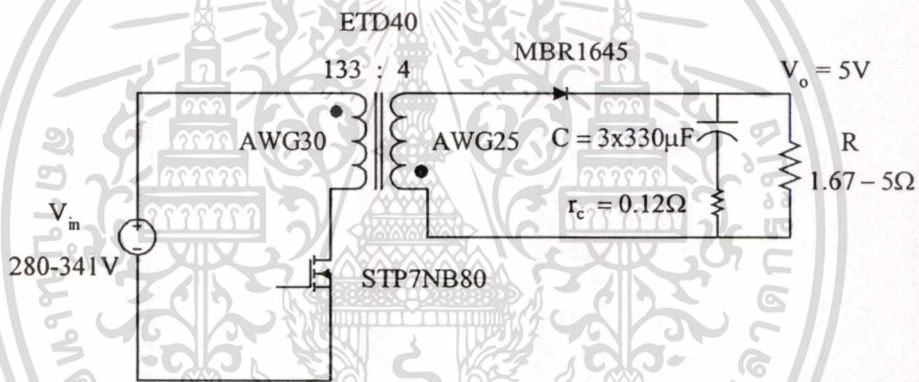
ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดสูงกว่าที่กำหนดในตารางที่ 5.1 ประมาณ 20% ขึ้นไป มอสเฟตกำลังเลือกใช้เบอร์ STP7NB80 ซึ่งมีขนาดแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด 800V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเดรนสูงสุด 7A ไดโอดกำลังเลือกใช้เบอร์ MBR1645 ซึ่งเป็นไดโอดกำลังชนิดชอตต์กี้ (Schottky diode) และมีขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 45V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 16A

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C มีค่าดังสมการที่ (5.11)

$$C = \frac{D_{\max} T_s}{R_{\min}} \frac{V_o}{\Delta V_o} \quad (5.11)$$

กำหนดให้ $\Delta V_o = 0.1V_o$ จะได้ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C มีค่า $450\mu\text{F}$ และเพื่อไม่ให้รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้ ในการออกแบบเลือกใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า $C = 330\mu\text{F}$ และมีค่า $r_c = 0.36\Omega$ จำนวน 3 ตัวมาต่อขนานกันทำให้ได้ความจุไฟฟ้ารวม $C = 990\mu\text{F}$ และ $r_c = 0.12\Omega$

วงจรหลายแบคคอนเวอร์เตอร์พร้อมอุปกรณ์ที่เลือกใช้แสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรภาคกำลังของวงจรหลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

5.3 วงจรควบคุม PWM ในโหมดกระแส

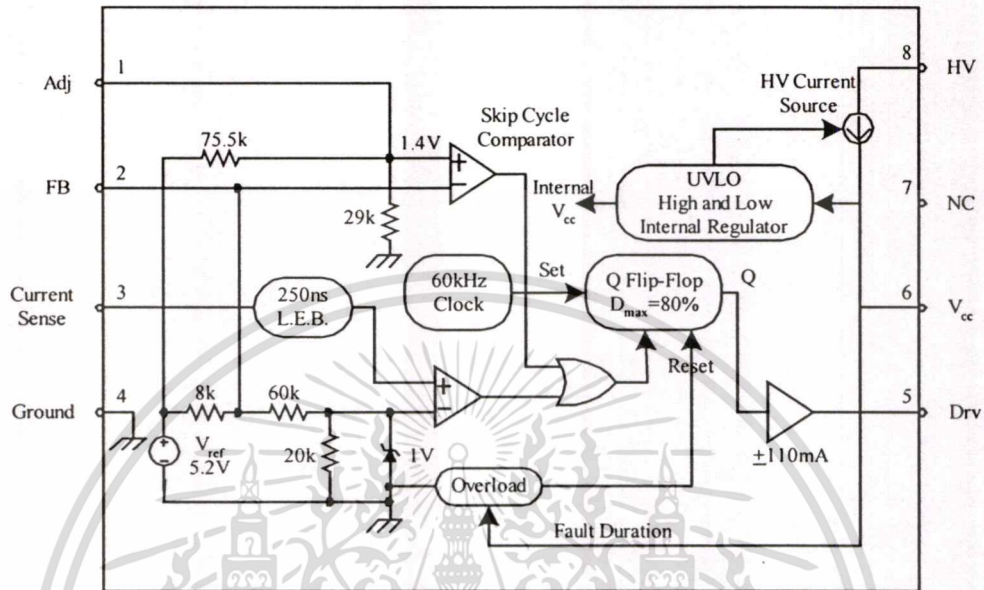
การควบคุมเป็นแบบ Peak current mode control โดยใช้ไอซี NCP1200 [10] แสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งให้สัญญาณ PWM ขั้วมอสเฟตที่ความถี่ 60kHz และสามารถขั้วมอสเฟตได้โดยตรง ไอซี NCP1200 มีระบบที่เรียกว่า Dynamic Self-Supply (DSS) ทำให้ไอซีสามารถรับแรงดันไฟเลี้ยงจากวงจรกำลังได้โดยตรง โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้ไอซีแยกต่างหาก

ในการต่อไอซีเพื่อใช้งาน

- v_c จากออปโตคัปเปิลอร์ต่อเข้าที่ขา 2
- v_s จาก Sense current resistor, R_s ต่อเข้าที่ขา 3
- สัญญาณ PWM ขั้วมอสเฟตได้จากขา 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของไอซี NCP1200 คือสัญญาณคล็อกความถี่ 60kHz จะเซต RS flip-flop สร้างสัญญาณขับมอสเฟตทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า และเมื่อ v_s มีค่ามากกว่า v_c RS flip-flop จะถูกรีเซต ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า



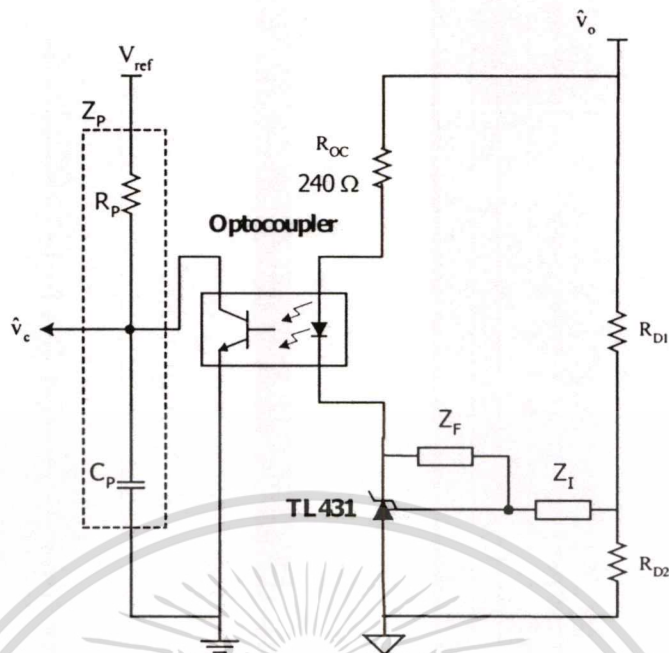
รูปที่ 5.2 วงจรภายในของไอซี NCP1200

5.4 วงจรป้องกันแบบออปโตคัปเปิลเลอร์

ในการป้องกันแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจำเป็นต้องสร้างวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเพื่อแบ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรซึ่งมีค่า 5V ให้ได้ค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี TL431 ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5V วงจรป้องกันแบบออปโตคัปเปิลเลอร์แสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งค่าความต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า R_{D1} และ R_{D2} คำนวณได้จากสมการที่ (5.12)

$$\frac{v_{KD}}{v_o} = \frac{R_{D1}}{R_{D1} + R_{D2}} \quad (5.12)$$

จะได้ค่าความต้านทาน R_{D1} และ R_{D2} เท่ากับ 100Ω



รูปที่ 5.3 วงจรป้อนกลับแบบออปโตคัปเปิลเลอร์

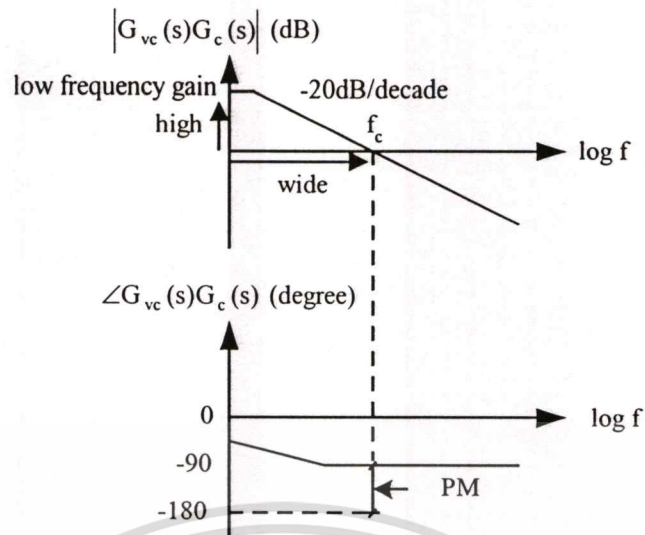
ออปโตคัปเปิลเลอร์เลือกใช้เบอร์ TLP621 [13] และเลือกค่าความต้านทาน $R_{oc} = 240\Omega$ เพื่อให้ออปโตคัปเปิลเลอร์ทำงานในย่านที่มีอัตราการส่งถ่ายกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 100% ($CTR = 1$) Z_p , Z_f และ Z_i คือตัวควบคุมของวงจรป้อนกลับและแสดงรายละเอียดการหาในหัวข้อถัดไป

5.5 การออกแบบตัวควบคุมของวงจรป้อนกลับ

การออกแบบตัวควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Method) [8] โดยทำการกำหนดค่าดีซีเกน โพล และซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $G_c(s)$ แล้วให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function) $G_{oc}(s)G_c(s)$ มีคุณสมบัติดังนี้

1. เฟสมาจिनควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า 45° เพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป
2. ดีซีเกนควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็วแต่ไม่ควรเกิน 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์เพราะอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้

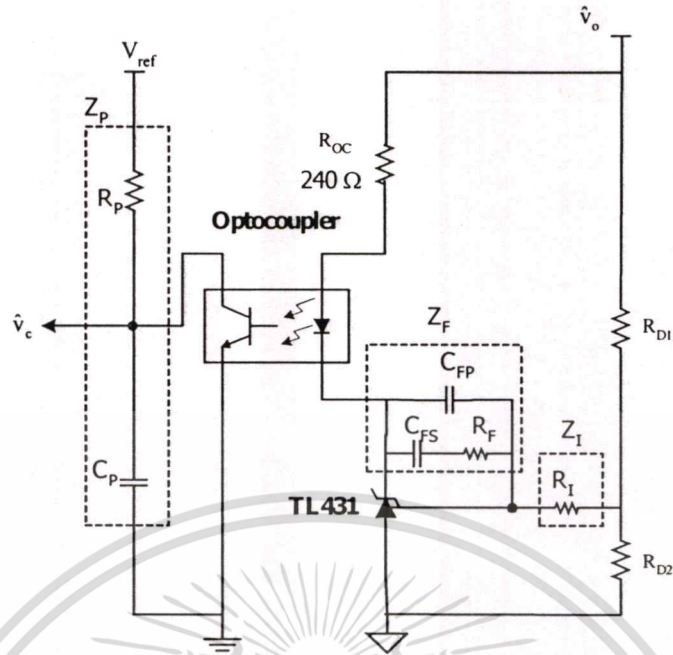
คุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้จากผลคูณระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสกับฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $(G_{vc}(s)G_c(s))$ หรืออีกนัยหนึ่งคือผลรวมของผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสอง การออกแบบตัวควบคุมจึงเป็นการออกแบบผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $G_c(s)$ ซึ่งเมื่อรวมกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแส $G_{vc}(s)$ แล้วได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการดังรูปที่ 5.4

ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM ประกอบไปด้วย R_p , C_{FS} , C_{FP} , R_F , C_p และ R_p (R_p เป็นค่าความต้านทานที่อยู่ภายในตัวไอซี NCP1200) ดังแสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM

จากรูป

$$Z_F = C_{FP} \parallel \left(R_F + \frac{1}{s \cdot C_{FS}} \right), \quad Z_I = R_I, \quad Z_P = R_P \parallel \frac{1}{s \cdot C_P}$$

แทนค่า Z_F , Z_I และ Z_P ลงในสมการที่ (3.16) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ดังสมการที่

(5.13)

$$G_c(s) = K_C \cdot \frac{1}{\frac{s}{\omega_{P0}}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_Z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right)} \quad (5.13)$$

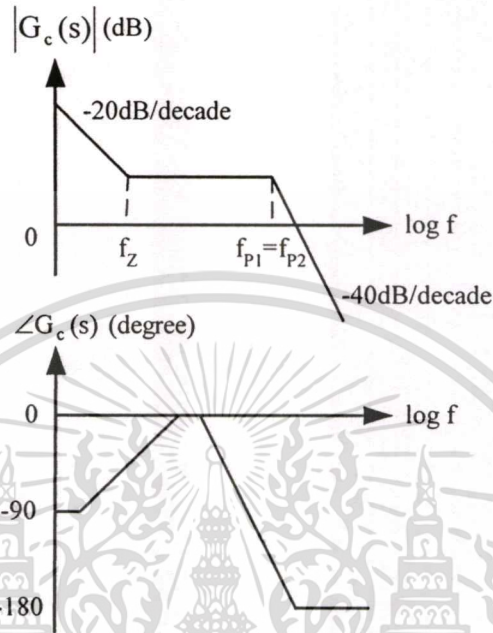
โดย

$$K_C = \frac{CTR \cdot K_D \cdot R_P}{R_{OC}}, \quad \omega_Z = \frac{1}{C_{FS} R_F}, \quad \omega_{P0} = \frac{1}{(C_{FS} + C_{FP}) R_I},$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{C_P R_P}, \quad \omega_{P2} = \frac{1}{\frac{C_{FS} C_{FP} R_F}{C_{FS} + C_{FP}}}$$

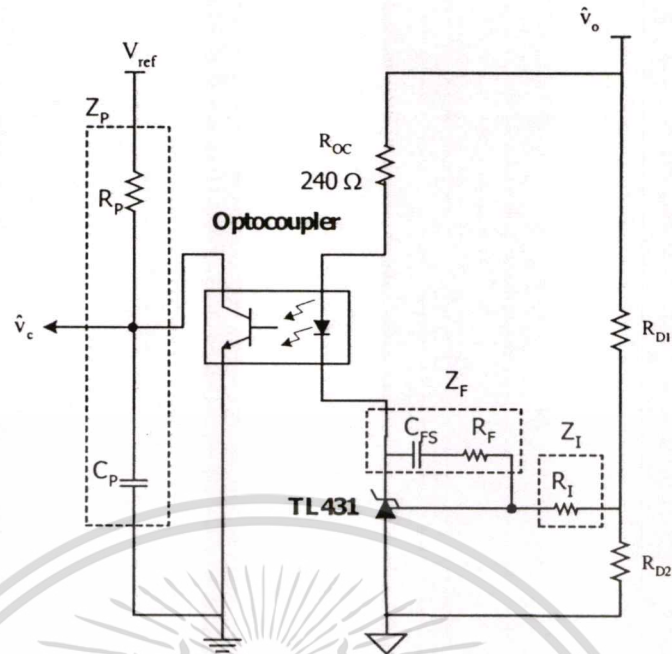
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$G_c(s)$ มีซีโรอยู่ที่ความถี่ $f_z = 1/2\pi C_{FS}R_F$ โพลตัวที่ 1 อยู่ที่จุดกำเนิด (ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 0dB ที่ความถี่ $f_{p0} = 1/2\pi((C_{FS} + C_{FP})R_F)$ โพลตัวที่ 2 อยู่ที่ความถี่ $f_{p1} = 1/2\pi C_P R_P$ และ โพลตัวที่ 3 อยู่ที่ความถี่ $f_{p2} = 1/2\pi(C_{FS}C_{FP}R_F/(C_{FS} + C_{FP}))$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_c(s)$ แสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM

ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM ประกอบไปด้วย R_F , C_{FS} , R_F , C_P และ R_P (R_P เป็นค่าความต้านทานที่อยู่ภายในตัวไอซี NCP1200) ดังแสดงในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 ตัวควบคุมที่เลือกใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM

จากรูป

$$Z_F = R_F + \frac{1}{s \cdot C_{FS}}, \quad Z_I = R_I, \quad Z_p = R_p // \frac{1}{s \cdot C_p}$$

(5.14) แทนค่า Z_F , Z_I และ Z_p ลงในสมการที่ (3.16) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ดังสมการที่

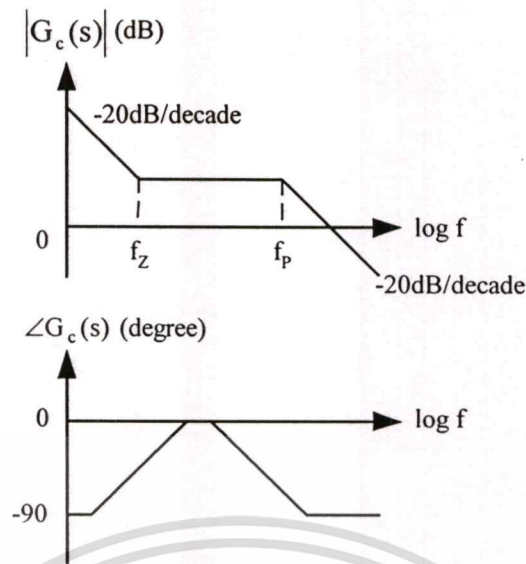
$$G_c(s) = K_c \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p0}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \quad (5.14)$$

โดย

$$K_c = \frac{CTR \cdot K_D \cdot R_p}{R_{OC}}, \quad \omega_z = \frac{1}{C_{FS} R_F}, \quad \omega_{p0} = \frac{1}{C_{FS} R_I}, \quad \omega_{p1} = \frac{1}{C_p R_p}$$

$G_c(s)$ มีซีโรอยู่ที่ความถี่ $f_z = 1/2\pi C_{FS} R_F$ โพลตัวที่ 1 อยู่ที่จุดกำเนิด (ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 0dB ที่ความถี่ $f_{p0} = 1/2\pi C_{FS} R_I$) และโพลตัวที่ 2 อยู่ที่ความถี่ $f_{p1} = 1/2\pi C_p R_p$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_c(s)$ แสดงดังรูปที่ 5.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แอสซิมโทตของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM

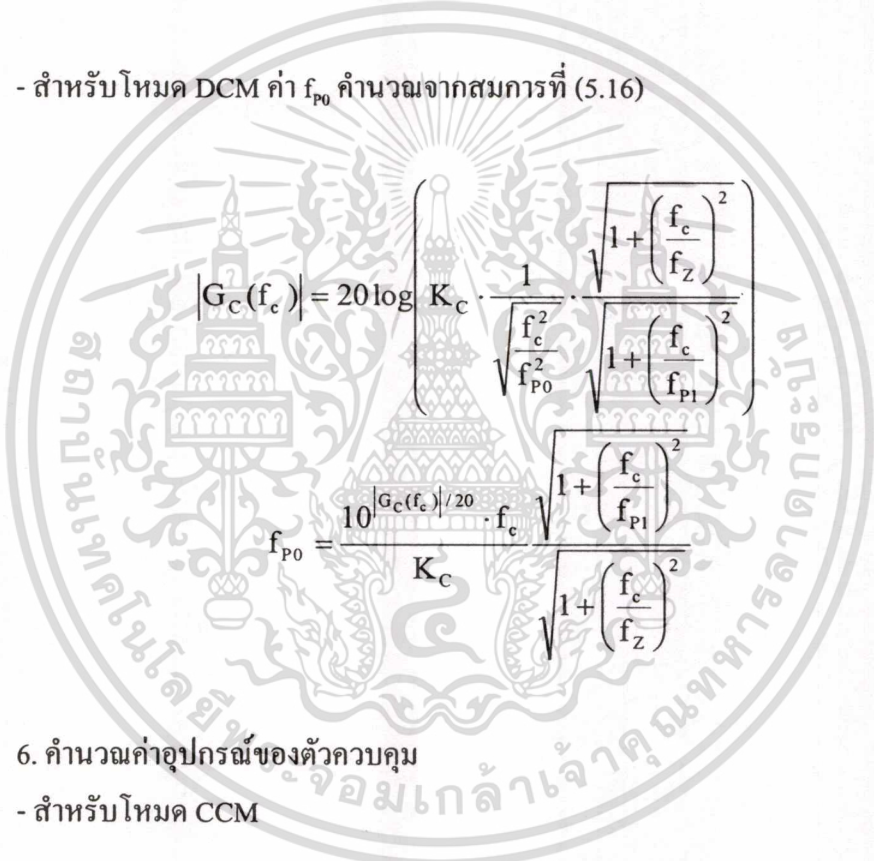
ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ f_c แล้วคำนวณค่าอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมที่ต้องการ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบแต่เครื่องหมายตรงกันข้าม เพื่อให้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าเป็นศูนย์
 2. วางโพลตัวที่ 1 ของตัวควบคุมที่จุดกำเนิด เพื่อให้ได้ซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมมีค่ามาก ซึ่งให้ซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามากเช่นกัน
 3. วางโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุมที่ความถี่ใกล้กับความถี่ของซีโรเนื่องจากผลของ ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบเพื่อหักล้างผลของซีโรดังกล่าวไม่ให้อัตราขยายที่ความถี่สูงของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามาก ทำให้สัญญาณรบกวนลดลงสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM จะวางโพลตัวที่ 3 ของตัวควบคุมที่ตำแหน่งเดียวกับโพลตัวที่ 2 เพื่อลดผลของ $H_c(s)$ ที่เกิดขึ้นที่ครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์
 4. วางซีโรของตัวควบคุมที่โพลความถี่ต่ำของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ
 5. คำนวณค่า f_{p0}
- สำหรับโหมด CCM ค่า f_{p0} คำนวณจากสมการที่ (5.15)

$$|G_c(f_c)| = 20 \log \left[K_c \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{f_c^2}{f_{p0}^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p1}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p2}}\right)^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2} \right]$$

$$f_{p0} = \frac{10^{|G_c(f_c)|/20} \cdot f_c}{K_c} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p1}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p2}}\right)^2} \quad (5.15)$$

- สำหรับโหมด DCM ค่า f_{p0} คำนวณจากสมการที่ (5.16)



$$|G_c(f_c)| = 20 \log \left[K_c \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{f_c^2}{f_{p0}^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p1}}\right)^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2} \right]$$

$$f_{p0} = \frac{10^{|G_c(f_c)|/20} \cdot f_c}{K_c} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p1}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2}} \quad (5.16)$$

6. คำนวณค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม

- สำหรับโหมด CCM

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi(C_{FS} + C_{FP})R_1}, \quad f_z = \frac{1}{2\pi C_{FS}R_F}, \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_P R_P}, \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi \frac{C_{FS}C_{FP}R_F}{C_{FS} + C_{FP}}}$$

- สำหรับโหมด DCM

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi C_{FS}R_1}, \quad f_z = \frac{1}{2\pi C_{FS}R_F}, \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_P R_P}$$

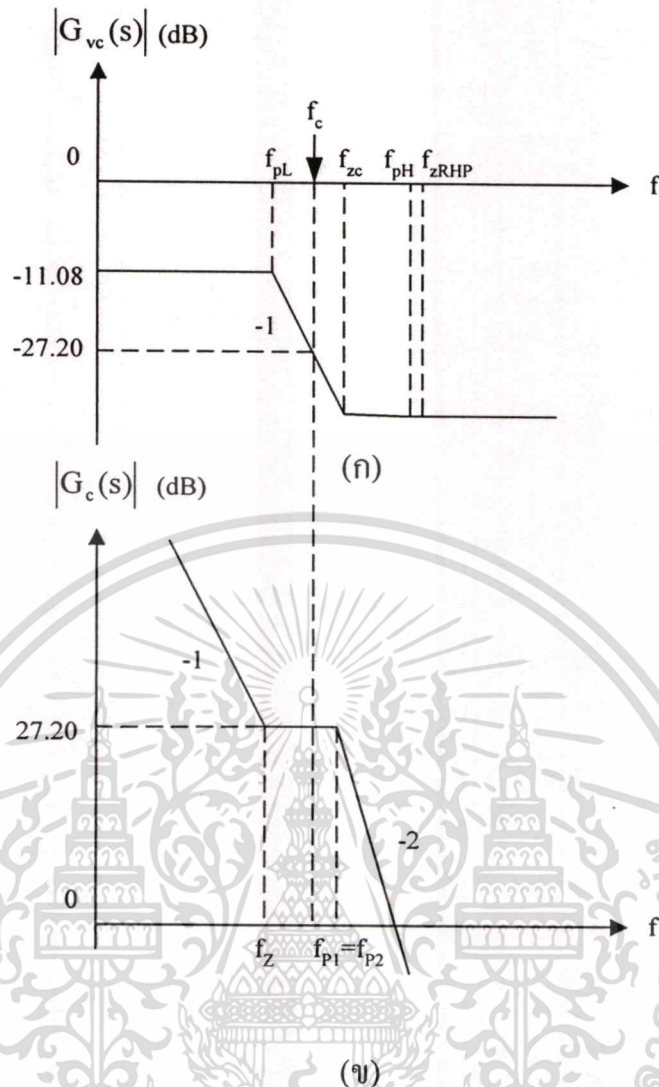
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.1 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM จากฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM ในสมการที่ (4.2)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.27 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{1.32 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{811.1}\right) \left(1 + \frac{s}{1.25 \times 10^5}\right)} \quad (5.17)$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 5.9 (ก) โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20 dB/decade และ -40 dB/decade ตามลำดับ $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34$ kHz ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 21$ kHz โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 130$ Hz โพลความถี่สูงที่ความถี่ $f_{pH} = 19.90$ kHz และดีซีเกนเท่ากับ -11.08 dB





รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM (ก) $G_{vc}(s)$ (ข) $G_c(s)$

ทำการออกแบบตัวควบคุมตามขั้นตอนที่กล่าวในข้างต้นได้ดังนี้

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ที่ 1kHz และจากรูปที่ 5.9(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของ $G_{vc}(s)$ มีค่าเท่ากับ -27.20dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของ $G_c(s)$ มีค่าเท่ากับ 27.20dB
2. วางโพลตัวที่ 1 ของตัวควบคุมที่จุดกำเนิด
3. วางโพลตัวที่ 2 และ โพลตัวที่ 3 ของตัวควบคุมที่ความถี่ $f_{p1} = f_{p2} = 1.30\text{kHz}$ (ใกล้กับ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$)
4. วางซีโร่ของตัวควบคุมที่ความถี่ $f_z = 130\text{Hz}$ (ทับกับ $f_{pL} = 130\text{Hz}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

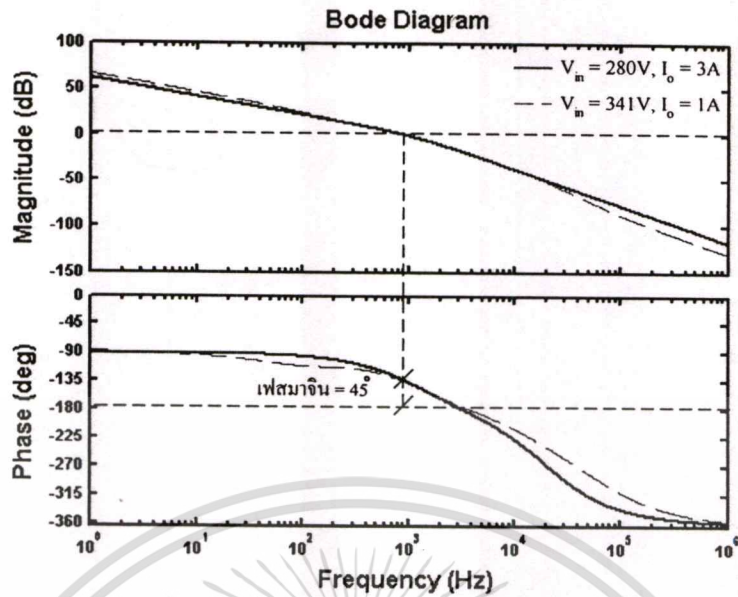
5. คำนวณค่า f_{p0} จากสมการที่ (5.15) โดยที่ $CTR = 1$, $K_D = 0.5$ และ $R_{OC} = 240\Omega$ จะได้
 $f_{p0} = 284\text{Hz}$

6. คำนวณค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม โดยที่ $R_p = 8k\Omega$ และกำหนดให้ $R_f = 15k\Omega$ จะได้
 $C_{FS} = 82\text{nF}$, $C_{FP} = 10\text{nF}$, $R_1 = 6.8k\Omega$ และ $C_p = 15\text{nF}$

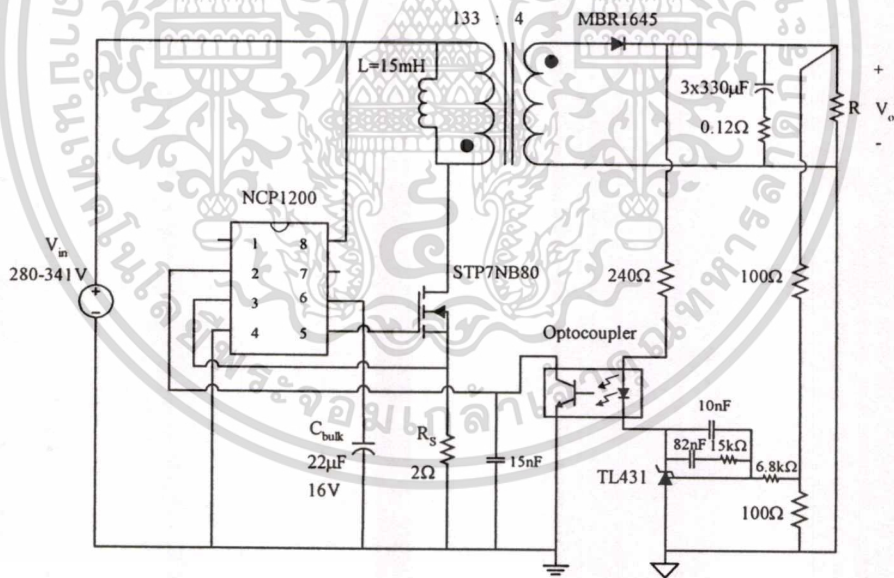
นำค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมที่คำนวณได้แทนในสมการที่ (5.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (5.18)

$$G_c(s) = 26641 \frac{\left(1 + \frac{s}{813}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{8333}\right) \left(1 + \frac{s}{7480}\right)} \quad (5.18)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ (สมการที่ (5.17)) และ $G_c(s)$ (สมการที่ (5.18)) ที่ได้ นำมาพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ โดยใช้โปรแกรม MATLAB ได้ดังรูปที่ 5.10 เส้นประในรูปเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด ($V_{in} = 341\text{V}$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด ($I_o = 1\text{A}$) ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ $f_c = 930\text{Hz}$ ซึ่งความถี่ที่ได้นี้ไม่ต่ำกว่าความถี่ที่เลือกใช้ในคำนวณ ($f_c = 1\text{kHz}$) เนื่องจากค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม (R_p , C_{FS} , C_{FP} , R_f และ C_p) ที่เลือกใช้มีการปิดค่าที่คำนวณได้เป็นค่ามาตรฐานของอุปกรณ์ จะเห็นว่าดีซีเกนมีค่าสูงและเฟสมาจिनมีค่าประมาณ 45 องศา แสดงว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับแสดงในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_C(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM



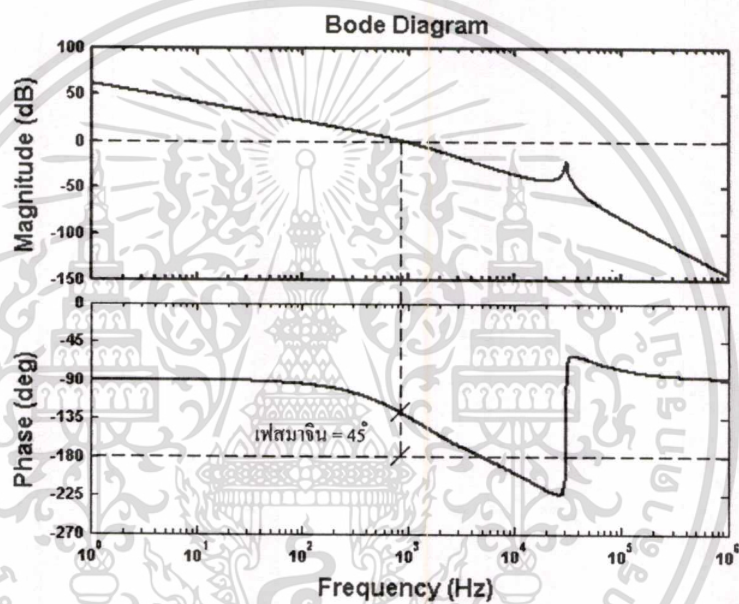
รูปที่ 5.11 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับ

ในกรณีที่เกิดผลของ $H_c(s)$ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แสดงในสมการที่ (5.19)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.27 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{1.32 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{809.8}\right) \left(1 + \frac{s}{8.27 \times 10^6} + \frac{s^2}{3.65 \times 10^{10}}\right)} \quad (5.19)$$

เมื่อใช้ตัวควบคุมที่ได้ทำการออกแบบจะเห็นว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพและลดทอนค่าเกินที่บริเวณความถี่ครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตซ์ลงได้อย่างมาก ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ในกรณีที่เกิดผลของ $H_c(s)$ แสดงดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM เมื่อเกิดผลของ $H_c(s)$

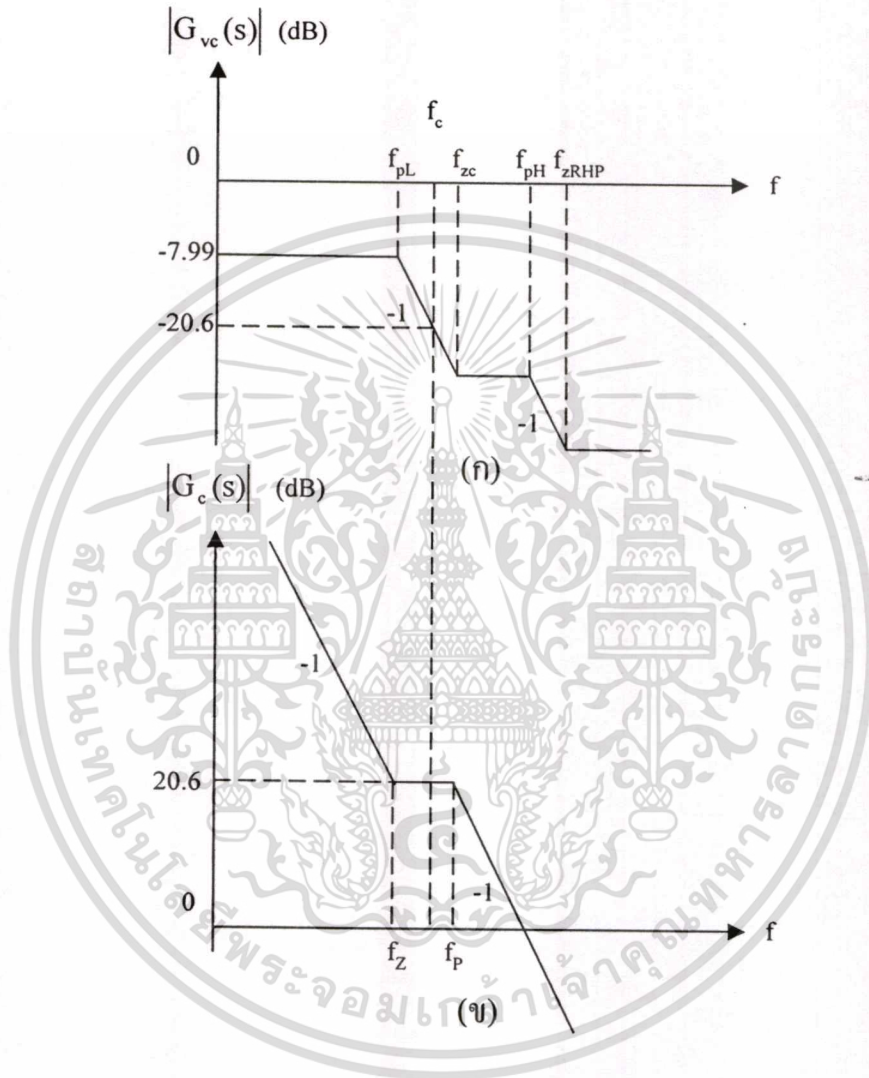
5.5.2 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM

การออกแบบตัวควบคุมจะเลือกใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM จากสมการที่ (4.8)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.39 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{5.58 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1213}\right) \left(1 + \frac{s}{2.07 \times 10^5}\right)} \quad (5.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 5.13(ก) $G_{vc}(s)$ มีซีโรจากผลของ ESR ที่ความถี่ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$ ซีโรทางระนาบขวาที่ความถี่ $f_{zRHP} = 88.70\text{kHz}$ โพลความถี่ต่ำที่ความถี่ $f_{pL} = 192.57\text{Hz}$ โพลความถี่สูงที่ความถี่ $f_{pH} = 33.06\text{kHz}$ และมีดีซีเกนเท่ากับ -7.99



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM (ก) $G_{vc}(s)$ (ข) $G_c(s)$

ทำการออกแบบตัวควบคุมตามขั้นตอนที่กล่าวในข้างต้นได้ดังนี้

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ที่ 1kHz และจากรูปที่ 5.13(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของ $G_{vc}(s)$ มีค่าเท่ากับ -20.60dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของ $G_c(s)$ มีค่าเท่ากับ 20.60dB

2. วางโพลตัวที่ 1 ของตัวควบคุมที่จุดกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วางโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุมที่ความถี่ $f_p = 1.30\text{kHz}$ (ใกล้กับ $f_{zc} = 1.34\text{kHz}$)

4. วางซีโรของตัวควบคุมที่ความถี่ $f_z = 200\text{Hz}$ (ใกล้กับ $f_{pL} = 192.57\text{Hz}$)

5. คำนวณค่า f_{p0} จากสมการที่ (5.16) โดยที่ $CTR = 1$, $K_D = 0.5$ และ $R_{OC} = 240\Omega$ จะได้

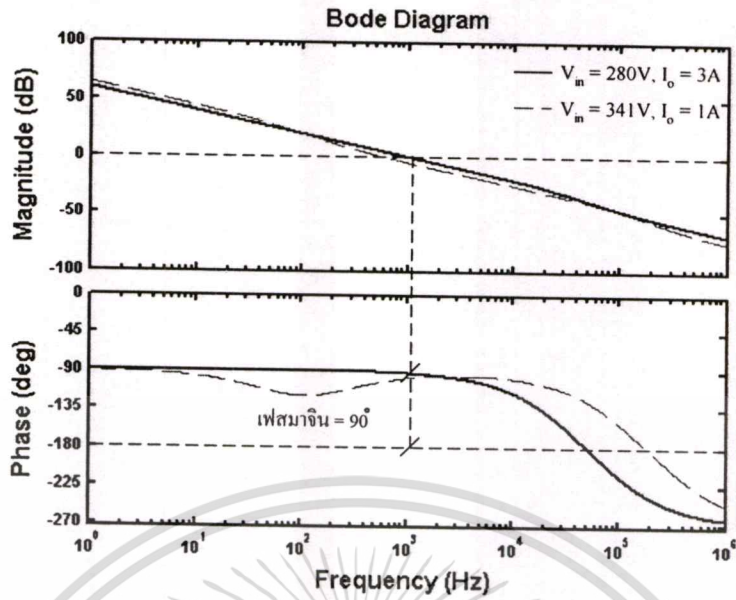
$$f_{p0} = 161\text{Hz}$$

6. คำนวณค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม โดยที่ $R_p = 8k\Omega$ และกำหนดให้ $R_1 = 5k\Omega$ จะได้ $R_f = 3.9k\Omega$, $C_{FS} = 220\text{nF}$ และ $C_p = 15\text{nF}$

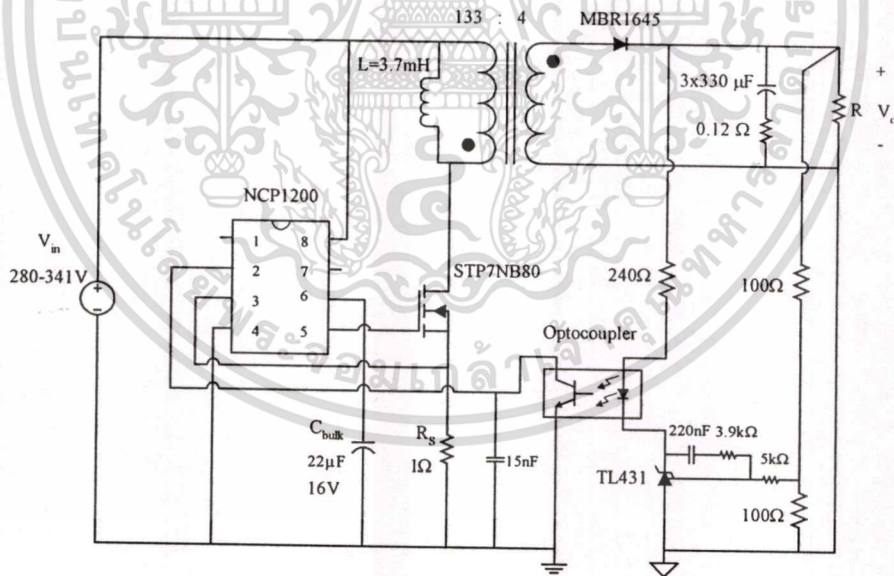
นำค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมที่คำนวณได้แทนในสมการที่ (5.14) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (5.21)

$$G_c(s) = 15158 \frac{\left(1 + \frac{s}{1166}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{8333}\right)} \quad (5.21)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ (สมการที่ (5.20)) และ $G_c(s)$ (สมการที่ (5.21)) ที่ได้ นำมาพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ โดยใช้โปรแกรม MATLAB ได้ดังรูปที่ 5.14 เส้นประในรูปเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด ($V_{in} = 341\text{V}$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด ($I_o = 1\text{A}$) ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ $f_c = 1.02\text{kHz}$ ซึ่งความถี่ที่ได้นี้ไม่เท่ากับความถี่ที่เลือกใช้ในคำนวณ ($f_c = 1\text{kHz}$) เนื่องจากเหตุผลเดียวกับที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 5.5.1 จะเห็นว่าดีซีเกนมีค่าสูงและเฟสมาจिनมีค่าประมาณ 90 องศา แสดงว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM พร้อมวงจรป้อนกลับแสดงในรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM เมื่อใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley



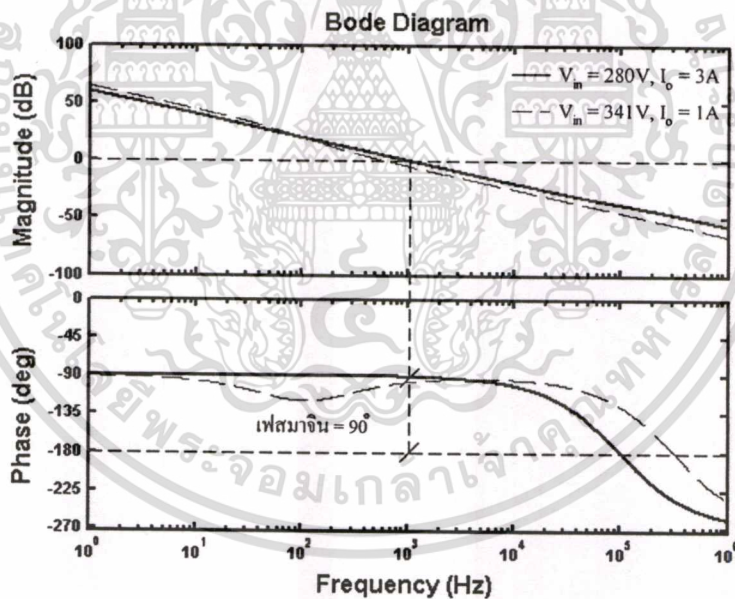
รูปที่ 5.15 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM พร้อมวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำตัวควบคุม $G_c(s)$ ในสมการที่ (5.21) มาใช้กับแบบจำลองโดยวิธีของ Erickson ที่มี ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ จากสมการที่ (4.10)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{0.39 \left(1 + \frac{s}{8418}\right) \left(1 - \frac{s}{5.58 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1213}\right) \left(1 + \frac{s}{8.14 \times 10^5}\right)} \quad (5.22)$$

จะได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ที่พล็อตโดยโปรแกรม MATLAB แสดงในรูปที่ 5.16 เส้นประในรูปเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด ($V_{in} = 341V$) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด ($I_o = 1A$) จะเห็นว่าผลที่ได้ใกล้เคียงกับรูปที่ 5.14 จึงเป็นการยืนยันว่าสามารถที่จะเลือกแบบจำลองในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley หรือวิธีของ Erickson มาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมก็ได้



รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM เมื่อใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Erickson

5.6 สรุป

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_{in} = 310V \pm 10\%$ (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ $220V \pm 10\%$), $V_o = 5V$, $I_o = 1-3A$, $n = 33.25$ การควบคุมเป็นแบบ Peak current mode control โดยใช้ไอซี NCP1200 ซึ่งให้สัญญาณ PWM ขับมอสเฟตที่ความถี่ $60kHz$ วงจรมีการทำงานที่ควิต์ไซด์ไคล์น้อยกว่า 50% ($D < 0.5$) จึงไม่ต้องมีการใช้ Compensation ramp โดยที่ $L = 15mH$, $R_s = 2\Omega$ สำหรับโหมด CCM และ $L = 3.7mH$, $R_s = 1\Omega$ สำหรับโหมด DCM

การออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ โดยออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ได้แก่ มีเฟสมารจินและเกนมารจินอย่างเพียงพอ คือ มีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า 45° และ 6 dB ตามลำดับ ดีไซน์มีค่ามาก และความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าสูง การตรวจสอบเสถียรภาพของวงจรจะตรวจสอบจากผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรในโหมด CCM และ DCM ในรูปที่ 5.10 และ รูปที่ 5.14 ตามลำดับ พบว่าวงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานทั้งในโหมด CCM และ DCM การทดสอบวงจรต้นแบบพร้อมตัวควบคุมที่ออกแบบจะนำเสนอในบทต่อไป

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

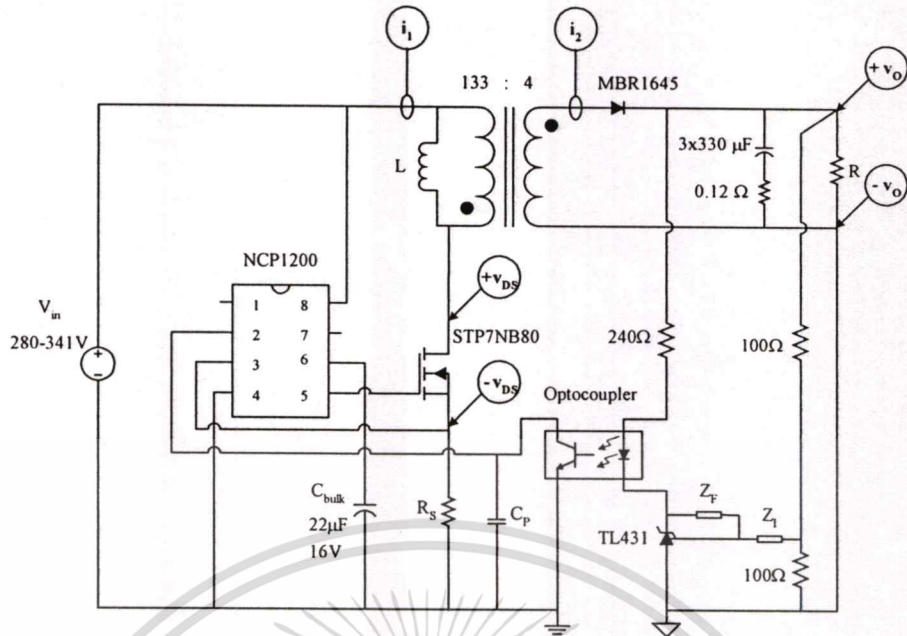
6.1 บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ดันแบบที่ออกแบบในบทที่ผ่านมาถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน ซึ่งวิธีการทดลองและผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ได้แก่

1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D
2. Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520
3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205
4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max)
5. Digital Multimeter FLUKE179
6. Autotransformer ของ ISKRA รุ่น HSN0103K

6.2 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ดันแบบ

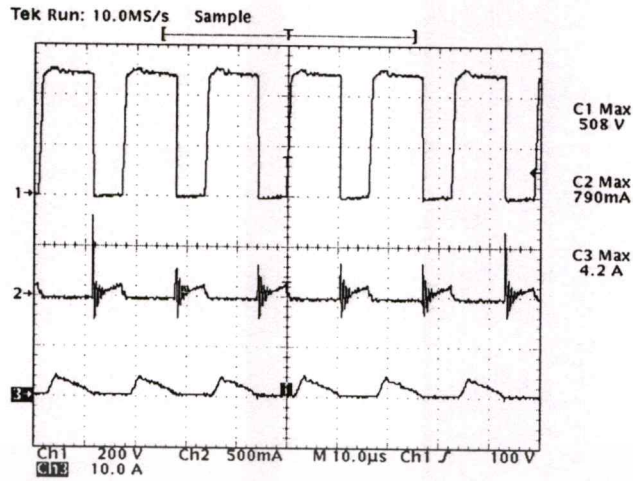
หัวข้อนี้นำเสนอผลการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ดันแบบในโหมด CCM และ DCM เพื่อยืนยันว่าวงจรมีการทำงานในโหมดการทำงานที่ถูกต้องแบบไว้ โดยตำแหน่งการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าแสดงในรูปที่ 6.1



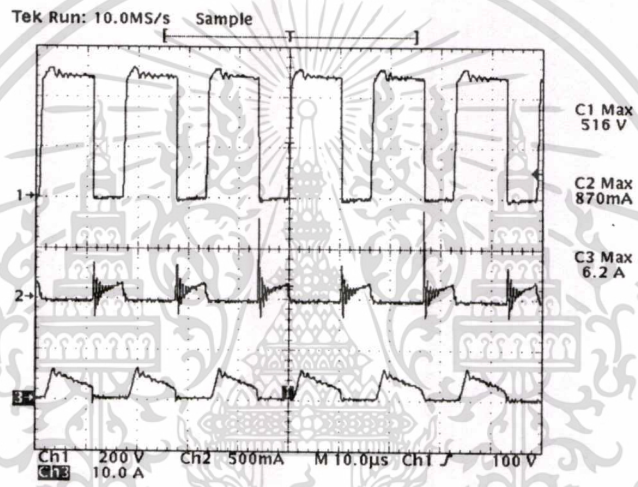
รูปที่ 6.1 ตำแหน่งของการวัดคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

รูปที่ 6.2(ก), (ข) และ (ค) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (v_{DS}) กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_1) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_2) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ จากรูปพบว่ามีขอบของกระแสไฟฟ้า i_1 และ i_2 แสดงว่าวงจรมีการทำงานในโหมด CCM และเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นกระแสไฟฟ้า i_1 และ i_2 จะมีค่ามากขึ้นด้วย

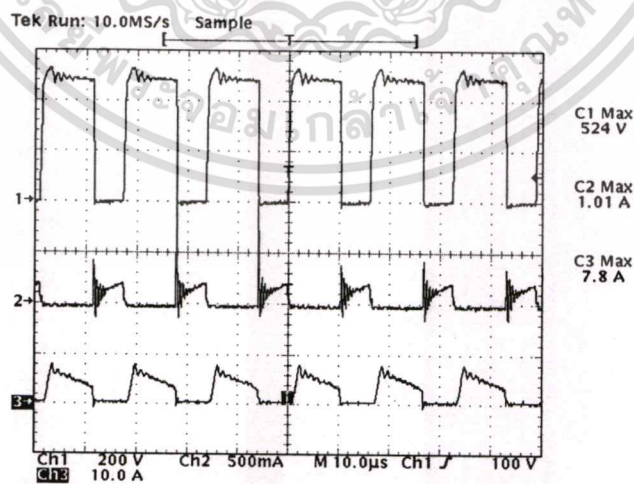
รูปที่ 6.3(ก), (ข) และ (ค) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (v_{DS}) กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_1) กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค (i_2) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด DCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ จากรูปพบว่ากระแสไฟฟ้า i_1 มีค่าเป็นศูนย์ขณะเริ่มต้นคาบเวลาในการสวิตช์และกระแสไฟฟ้า i_2 จะมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบคาบเวลาในการสวิตช์ แสดงว่าวงจรมีการทำงานในโหมด DCM



(ก)



(ข)



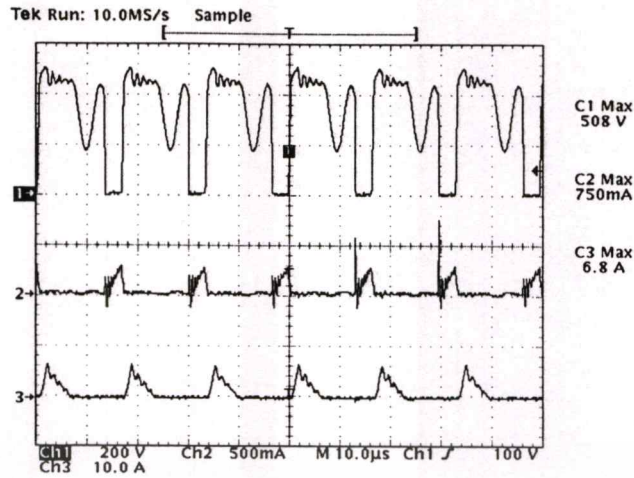
(ค)

รูปที่ 6.2 คลื่นสัญญาณ v_{DS} (CH1), i_1 (CH2), i_2 (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใน

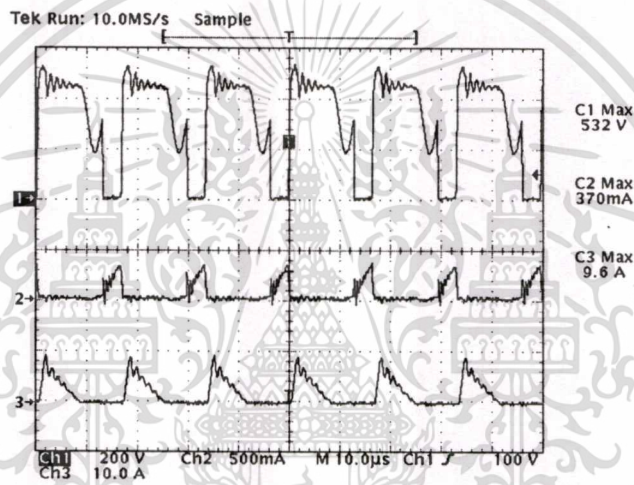
โหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310 V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตีเหนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

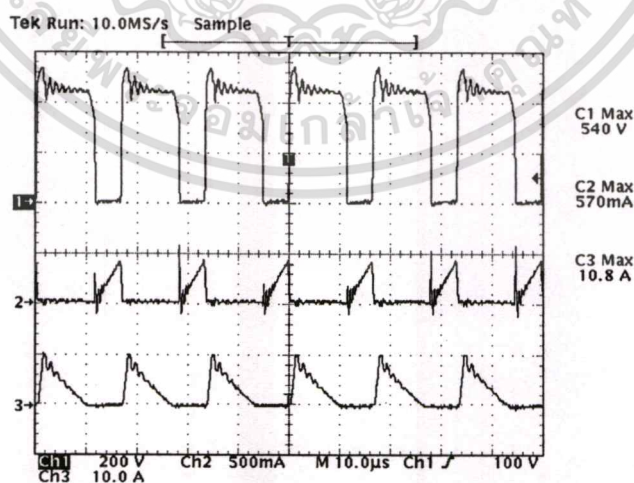
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

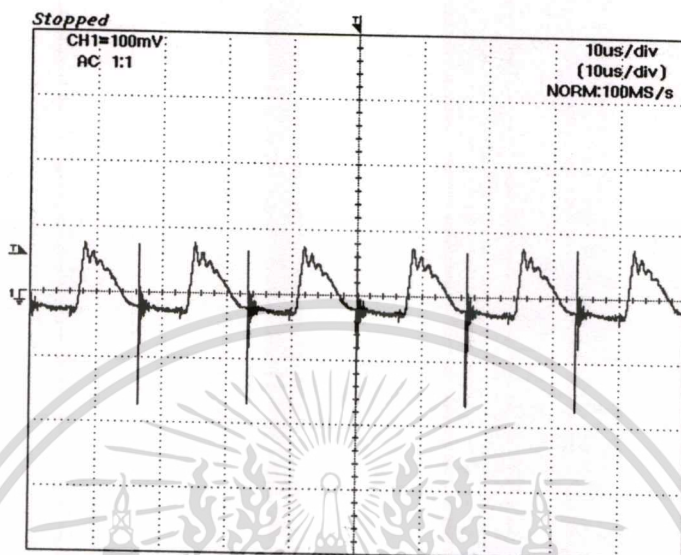
รูปที่ 6.3 คลื่นสัญญาณ v_{DS} (CH1), i_1 (CH2), i_2 (CH3) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ดันแบบใน

โหมด DCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (ก) 1A (ข) 2A (ค) 3A

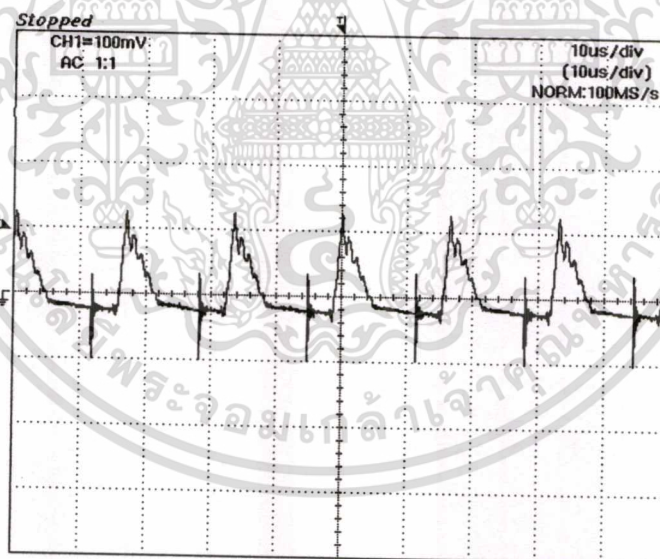
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และรูปที่ 6.4(ก) และ (ข) แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่รีเปลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.4 คลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่รีเปลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 3A ในโหมด (ก) CCM (ข) DCM

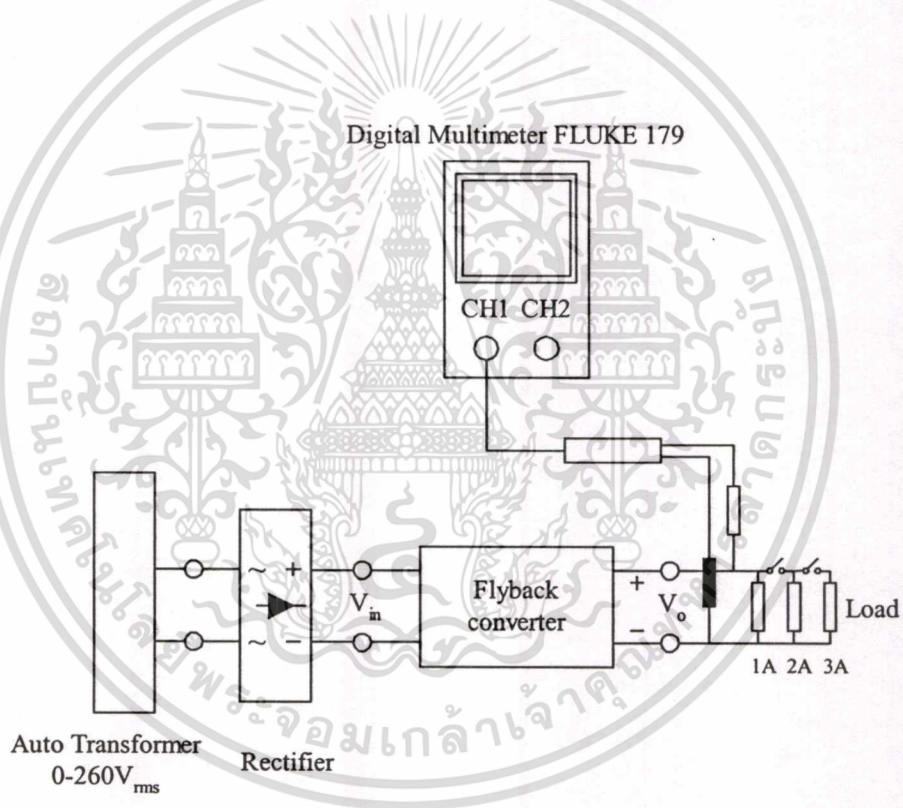
จากรูปวงจรในโหมด CCM และ DCM มีแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่รีเปล 120mV และ 160mV ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ ต้นแบบ

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.5
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ 220V_{rms}) ให้กับ
วงจรภาคกำลัง
3. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 1A, 2A และ 3A ตามลำดับ
4. ทำการทดลองตามข้อ 2 และ 3 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 280V และ
341V (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ 198V_{rms} และ 242V_{rms} ตามลำดับ)



รูปที่ 6.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ผลการทดลอง

ในโหมด CCM วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 6.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (V_o)			
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (V_m)	1A	2A	3A
280V	4.99	4.93	4.86
310V	5.00	4.94	4.87
341V	5.00	4.94	4.87

ในโหมด DCM วงจรมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานและมีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

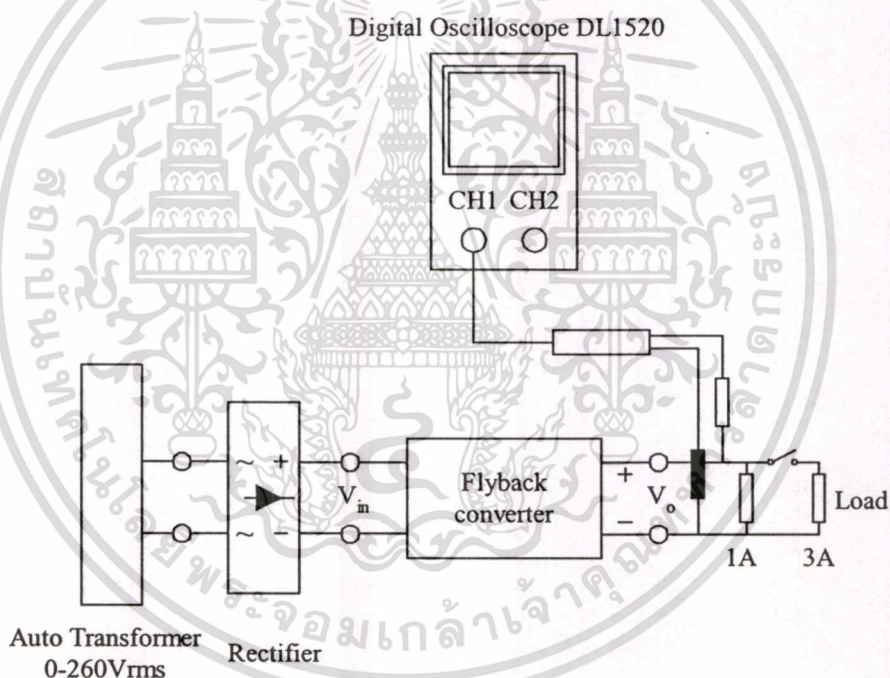
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (V_o)			
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (V_m)	1A	2A	3A
280V	5.00	4.94	4.89
310V	5.00	4.95	4.89
341V	5.01	4.95	4.90

จากผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานทั้งในโหมด CCM และ DCM ซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ ในรูปที่ (5.10) และ (5.14) ตามลำดับ นอกจากนี้วงจรยังมีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีพอสมควรเนื่องจากการออกแบบให้ดิซีเพนมีค่าสูง วงจรต้นแบบในโหมด CCM และ DCM มีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย 2.6% และ 2.2% ตามลำดับ

6.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

ขั้นตอนการทดลอง

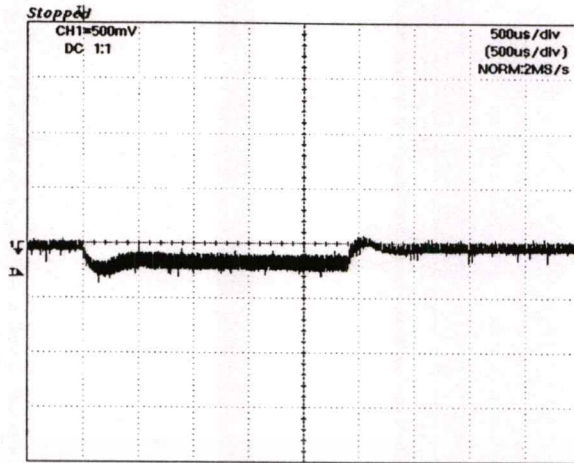
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.6
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ 220V_{rms}) ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 3A และจาก 3A กลับมา 1A
4. ทำการทดลองตามข้อ 2 และ 3 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 280V และ 341V (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ 198V_{rms} และ 242V_{rms} ตามลำดับ)



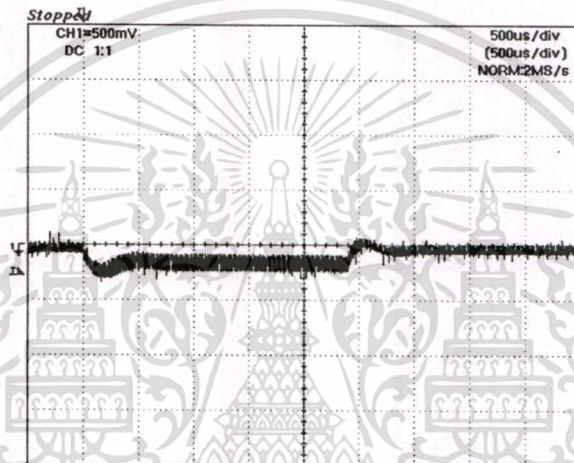
รูปที่ 6.6 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ผลการทดลอง

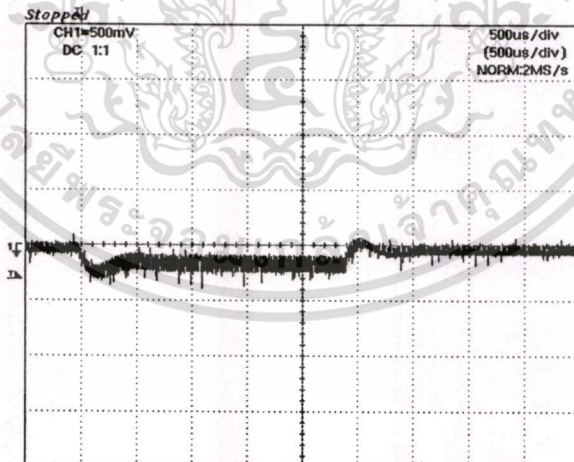
ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ในโหมด CCM และ DCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 280V, 310V และ 341V แสดงในรูปที่ 6.7 และ 6.8 ตามลำดับ



(ก)



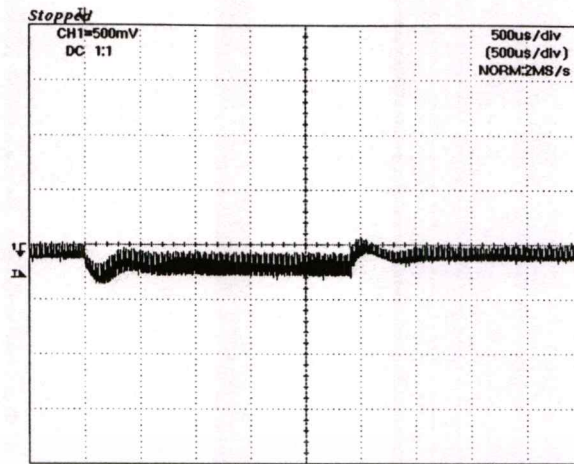
(ข)



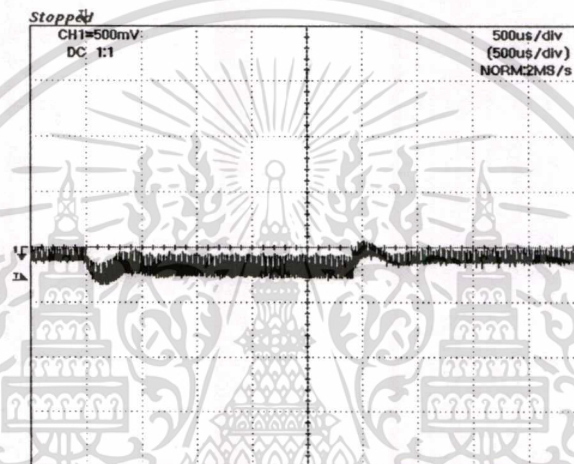
(ค)

รูปที่ 6.7 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ในโหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต (ก) 280V (ข) 310V (ค) 341V

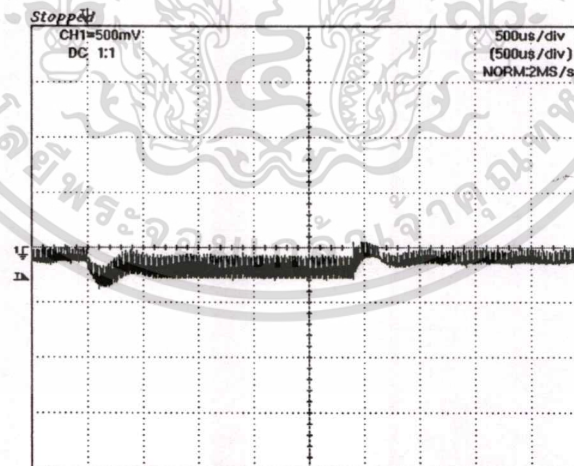
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



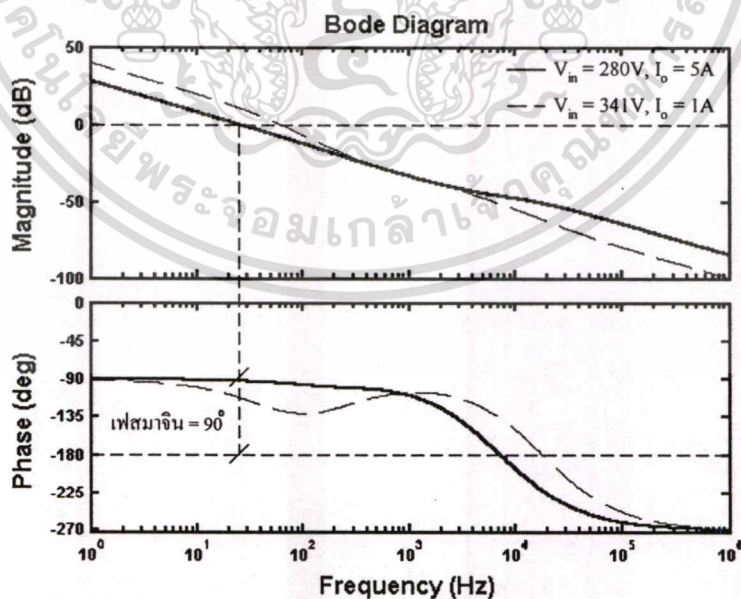
(ค)

รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ในโหมด DCM ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต (ก) 280V (ข) 310V (ค) 341V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM มีผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นที่น่าพึงพอใจ โดยมีระยะเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (Settling time) 400 μ s และ 300 μ s ตามลำดับ วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM มีการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตช้ากว่าวงจรในโหมด DCM เล็กน้อย เนื่องจากวงจรในโหมด CCM มีความถี่ครอสโอเวอร์ ($f_c = 930\text{Hz}$) น้อยกว่าวงจรต้นแบบในโหมด DCM ($f_c = 1.02\text{kHz}$)

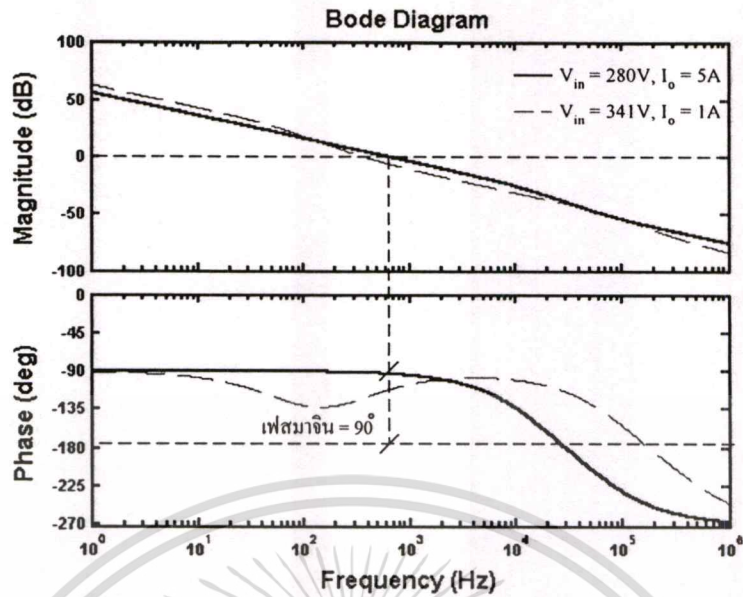
จากผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตยังคงคงอยู่พอสมควร (ตารางที่ 6.1, 6.2 และ รูปที่ 6.7, 6.8) แม้ว่าจะมีการออกแบบให้คัตออฟเฟรQUENCY ของฟังกชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าสูงมากแล้วก็ตาม สาเหตุที่เป็นเช่นนี้อาจเป็นเพราะการใช้ไอซี TL431 ซึ่งเป็นไอซีที่มีราคาถูกและมีสมรรถนะดีน้อยกว่าออปแอมป์โดยทั่วไป [14] ผู้วิจัยจึงนำแบบจำลองที่ได้ศึกษาไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เป็นไอซีควบคุม และใช้ออปแอมป์ที่มีอยู่ในตัวไอซีเป็นวงจรมีผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังกชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)$ ของวงจรและออกแบบตัวควบคุม $G_c(s)$ โดยใช้ตัวควบคุมที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ดังรูปที่ 5.8 จะได้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังกชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ แสดงในรูปที่ 6.9 และ 6.10 ตามลำดับ



รูปที่ 6.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังกชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 ในโหมด CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 ในโหมด DCM

การทดสอบวงจร

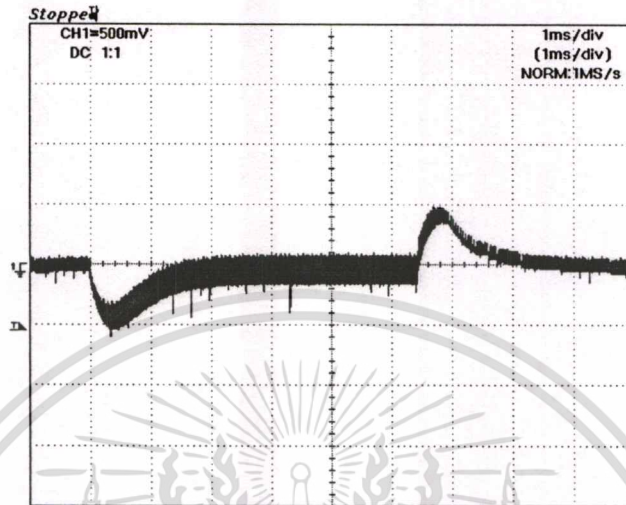
มีผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆ

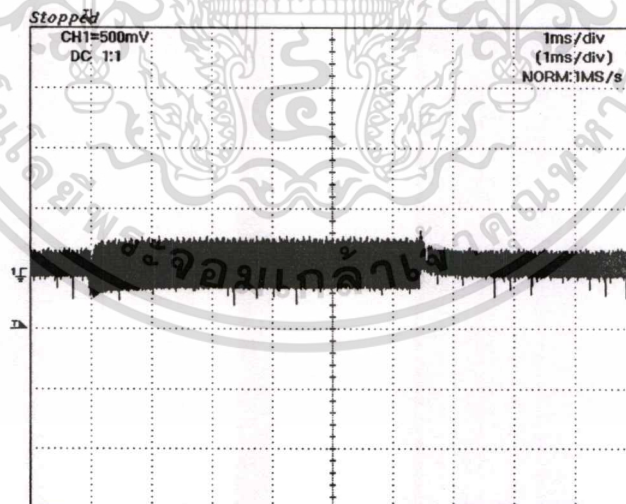
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (V_o)					
โหมดการทำงาน	1A	2A	3A	4A	5A
CCM	5.00	5.00	5.00	4.99	4.99
DCM	5.00	4.99	4.99	4.99	4.98

โดยวงจรในโหมด CCM และ DCM มีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต 0.2% และ 0.4% ตามลำดับ ซึ่งดีกว่ากรณีที่ใช้ไอซี TL431 มาก

ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V ในโหมด CCM และ DCM แสดงในรูปที่ 6.11 และ 6.12 ตามลำดับ



รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V ในโหมด CCM



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A และจาก 3A กลับมา 1A ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต 310V ในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุป

ในปัจจุบันวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่อความบันเทิงและอุปกรณ์สำนักงาน เนื่องจากมีขนาดเล็กและราคาถูก โดยทั่วไปวงจรจะใช้การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณควบคุมไปยังภาค PWM และแยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกัน ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรคอนเวอเตอร์เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพและสมรรถนะของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีจำเป็นต้องทราบแบบจำลองของระบบ

แบบจำลองของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิงวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์แบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ

1. แบบจำลองวงจรภาคกำลังซึ่งแบ่งเป็นแบบจำลองวงจรในโหมด CCM และ DCM (หัวข้อ 3.2.1 และ 3.2.2)
2. แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสซึ่งแบ่งเป็นแบบจำลองวงจรในโหมด CCM และ DCM โดยมีวิธีการจำลองแบบ 2 วิธีคือการจำลองแบบโดยวิธีของ Ridley (หัวข้อ 3.3.1.1 และ 3.3.2.1) และวิธีของ Erickson (หัวข้อ 3.3.1.2 และ 3.3.2.2)
3. แบบจำลองวงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์ (หัวข้อ 3.4)

เมื่อนำแบบจำลองวงจรภาคกำลังและแบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสมารวมกันจะได้แบบจำลองวงจรรวมที่สามารถนำมาออกแบบตัวควบคุม โดยในการออกแบบตัวควบคุมที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $G_c(s)$ จะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนจาก \hat{v}_c ไปยัง \hat{v}_o หรือ $G_{vc}(s)$ ของแบบจำลองวงจรรวม การวิเคราะห์หา $G_{vc}(s)$ แสดงไว้ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์โดยมีค่าดังนี้

- วงจรในโหมด CCM ที่ใช้แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m}{1 + F_m \cdot R_s \cdot G_{id}(s)} \cdot G_{vd}(s) \quad (7.1)$$

โดย

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_{vd} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}, \quad G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = K_{id} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right)}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s}, K_{vd} = \frac{V_{in}}{n \cdot D'^2}, K_{id} = \left(1 + \frac{2D}{D'}\right) \frac{V_{in}}{n \cdot D'^2 R},$$

$$\omega_{zc} = \frac{1}{r_c C}, \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot D'^2 R}{DL}, \omega_{z3} = \frac{1}{RC},$$

$$\omega_o = \frac{n}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{D'^2 R}{R + r_c}}, Q = \frac{1}{\omega_o} \frac{1}{\frac{L}{n^2 \cdot D'^2 R} + r_c R}$$

- วงจรในโหมด CCM ที่ใช้แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m}{1 + F_m \cdot R_s \cdot G_{id}(s)} \cdot G_{vd}(s) \quad (7.2)$$

โดย $F_m = \frac{1}{S_e T_s}$

$G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$ มีค่าเท่ากับในสมการที่ (7.1)

ในกรณีที่ไม่มีการใช้งาน Compensation ramp ($S_e = 0$) F_m จะเข้าสู่ค่าอนันต์ จะได้ $G_{vc}(s)$ มีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (7.3)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{G_{vd}(s)}{R_s \cdot G_{id}(s)} \quad (7.3)$$

- วงจรในโหมด DCM ที่ใช้แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = F_m \cdot G_{vd}(s) \quad (7.4)$$

โดย

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_{vd} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s}, K_{vd} = \frac{V_{in}}{n\sqrt{K}}, \omega_{zc} = \frac{1}{r_c C}, \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \frac{1}{M(M+1)},$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{p1} = \frac{2}{RC}, \quad \omega_{p2} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \frac{1}{(M+1)^2}, \quad M = \frac{V_o}{V_{in}}, \quad K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$$

- วงจรในโหมด DCM ที่ใช้แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = K_{vc} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{zc}})(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{pL}})(1 + \frac{s}{\omega_{pH}})} \quad (7.5)$$

โดย

$$K_{vc} = \frac{R \cdot \sqrt{K}}{2 \cdot R_s}, \quad \omega_{zc} = \frac{1}{r_c \cdot C}, \quad \omega_{zRHP} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \cdot \frac{1}{M(M+1)}, \quad \omega_{pL} = \frac{2}{R \cdot C}$$

$$\omega_{pH} = \frac{n^2 \cdot R}{L} \cdot \frac{1}{(1-M)^2}, \quad M = \frac{V_o}{V_{in}}, \quad K = \frac{2Lf_s}{n^2 \cdot R}$$

การเปรียบเทียบระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของแบบจำลองโดยวิธีของ Ridley และวิธีของ Erickson เพื่อนำแบบจำลองที่เหมาะสมมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบสามารถสรุปได้ดังนี้คือในโหมด CCM เลือกแบบจำลองโดยวิธีของ Ridley (สมการที่ 7.1) เนื่องจากแบบจำลองมีความถูกต้องมากกว่าเมื่อวงจรไม่มีการใช้ Compensation ramp และเป็นแบบจำลองที่สามารถอธิบายการเกิด Subharmonics oscillation ที่เกิดขึ้นในการควบคุมในโหมดกระแสได้ (โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอน $H_c(s)$) ในโหมด DCM สามารถที่จะเลือกใช้แบบจำลองโดยวิธีของ Ridley (สมการที่ 7.4) หรือวิธีของ Erickson (สมการที่ 7.5) ก็ได้ เนื่องจากการจำลองแบบทั้งสองวิธีนี้มีความใกล้เคียงกันมากจะแตกต่างกันเฉพาะที่ตำแหน่งของโพลที่ความถี่สูงซึ่งตำแหน่งโพลที่ความถี่สูงของแบบจำลองทั้งสองจะอยู่ที่ความถี่มากกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์ โดยปกติในการออกแบบตัวควบคุมจะออกแบบให้ระบบมีแบนด์วิธการทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่ในการสวิตช์มาก ทำให้สามารถละทิ้งผลของโพลความถี่สูงตัวนี้ได้

การออกแบบตัวควบคุมของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ โดยออกแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม $G_c(s)$ แล้วให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{vc}(s)G_c(s)$ มีคุณสมบัติตามที่ต้องการได้แก่ (1) มีเฟสมาจिनและเกนมาจिनอย่างเพียงพอเพื่อควมมีเสถียรภาพ (2) อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่ามากเพื่อการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี และ (3) ความถี่คrossover มีค่าสูงเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว ผลการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรในโหมด CCM และ DCM แสดงในรูปที่ 5.10 และ รูปที่ 5.14 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบมีคุณสมบัติตามที่ต้องการ

จากการทดสอบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบพบว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานทั้งในโหมด CCM และ DCM ซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_v(s)G_c(s)$ ในรูปที่ (5.10) และ (5.14) ตามลำดับ และมีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ตีพอสสมควรเนื่องจากการออกแบบให้คิซีเกนมีค่าสูง โดยวงจรต้นแบบในโหมด CCM และ DCM มีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย 2.6% และ 2.2% ตามลำดับ สาเหตุที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตยังมีการตกลงอยู่แม้ว่าจะมีการออกแบบให้คิซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าสูงมากแล้วก็ตาม เนื่องจากการใช้ไอซี TL431 ซึ่งเป็นไอซีที่มีราคาถูกและมีสมรรถนะดีน้อยกว่าออปแอมป์โดยทั่วไป ดังนั้นไอซี TL431 จึงเหมาะสมกับการใช้งานในวงจรคอนเวอเตอร์ที่มีราคาถูกและไม่คำนึงถึงผลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกมากนัก

สำหรับผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM มีผลเป็นที่น่าพึงพอใจ โดยมีระยะเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (Settling time) $400\mu s$ และ $300\mu s$ ตามลำดับ วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบในโหมด CCM มีการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตช้ากว่าวงจรในโหมด DCM เล็กน้อยเนื่องจากวงจรต้นแบบในโหมด CCM มีความถี่ครอสโอเวอร์ ($f_c = 930\text{Hz}$) น้อยกว่าวงจรต้นแบบในโหมด DCM ($f_c = 1.02\text{kHz}$)

เอกสารอ้างอิง

- [1] TL431 (Databook), Motorola.
- [2] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converter Using Model of PWM Switch Part 1: Continuous Conduction Mode", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, No. 3, pp 490-496, May 1990.
- [3] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converter Using Model of PWM Switch Part 2: Discontinuous Conduction Mode", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, No. 3, pp 497-505, May 1990.
- [4] R. B. Ridley, "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 6, No. 2, pp 271-280, 1991.
- [5] R. W. Erickson, D. Maksimovic. **Fundamental of Power Electronics**. 2nd Edition, Massachusetts, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [6] R. B. Ridley, "A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control with Frequency, Constant On-Time, and Constant Off-Time, in CCM and DCM", Proceeding Power Electronics Specialists Conference, pp 382 - 389, 1990.
- [7] Y. Panov, M. Jovanovic, "Small-Signal Analysis And Control Design of Isolated Power Supplies with Optocoupler Feedsback", Proceedings Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 22-26, 2004.
- [8] กัณติชา กิตติพิรัชล "การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.
- [9] H. W. Whittington, B. W. Flynn and D. E. Macpherson. **Switched Mode Power Supplies: Design and Construction**. Research Studies Press Ltd. 1992.
- [10] NCP1200 (Databook), ON semiconductor, 2001.
- [11] L. Umanand, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters**. Wiley Eastern Limited. 1992.
- [12] ศุภชัย หอวิมานพร "การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2547.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] TLP621 (Databook), Toshiba.
- [14] R. B. Ridley, "Designing with the TL431", **Switching Power Magazine**, vol 5, pp 20-26, 2004.
- [15] R. B. Ridley, "A new small-signal model for current mode control", Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, November 1990.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

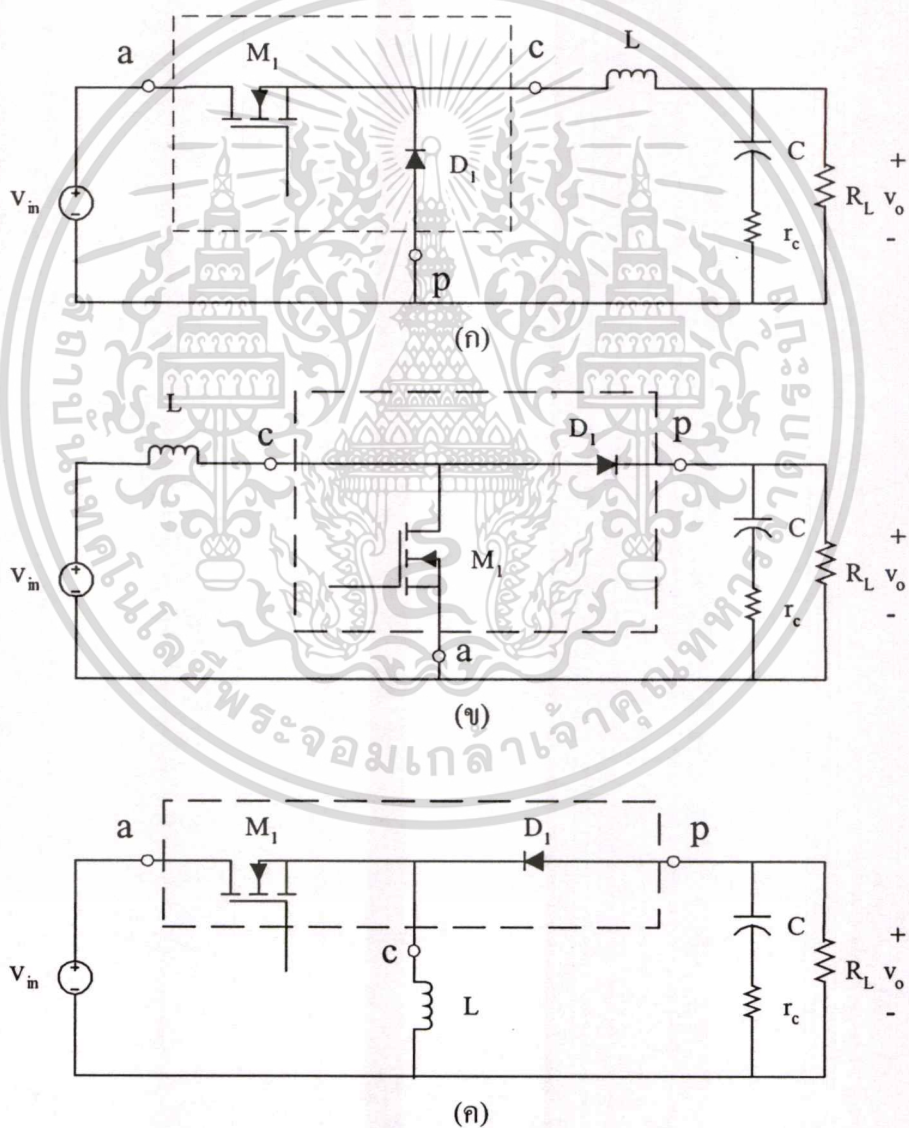
ภาคผนวก ก

การจำลองแบบสวิตช์ PWM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองแบบสวิตช์ PWM จะพิจารณาเฉพาะส่วนของอุปกรณ์สวิตช์คือมอสเฟตและไดโอดกำลังในวงจรคอนเวอเตอร์ พิจารณาวงจรคอนเวอเตอร์พื้นฐานทั้ง 3 แบบคือ บั๊ก บูสต์ และบั๊ก-บูสต์ ดังแสดงในรูปที่ ก.1(ก), (ข) และ (ค) ตามลำดับ กำหนดขั้ว a (active), p (passive) และ c (common) โดยขั้ว a คือขั้วที่ต่ออยู่กับมอสเฟต ขั้ว p คือขั้วที่ต่ออยู่กับไดโอดกำลัง และขั้ว c คือขั้วที่ต่ออยู่กับตัวเหนี่ยวนำของวงจรคอนเวอเตอร์ แบบจำลองของสวิตช์ PWM หาได้จากความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยและแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของมอสเฟตและไดโอดกำลังภายในขั้ว a, p และ c โดยแบบจำลองที่ได้นี้จะไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอเตอร์ รายละเอียดการจำลองแบบสวิตช์ PWM ในโหมด CCM และ DCM แสดงดังต่อไปนี้

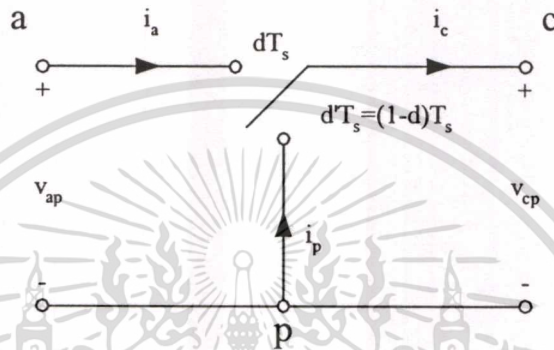


รูปที่ ก.1 วงจรคอนเวอเตอร์พื้นฐาน (ก) บั๊ก (ข) บูสต์ (ค) บั๊ก-บูสต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 การจำลองแบบสวิตช์ PWM ในโหมด CCM

จากการกำหนดขั้วของสวิตช์ PWM ในรูปที่ ก.1 จะได้วงจรสมมูลของสวิตช์ PWM สำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองในโหมด CCM ดังรูปที่ ก.2 มอสเฟตและไดโอดกำลังถูกแทนด้วยสวิตช์แบบ SPDT (Single Pole Double Throw) โดยสวิตช์ต่อขั้ว c กับ a เป็นเวลา dT_s และต่อขั้ว c กับ p เป็นเวลา $d'T_s$ หรือ $(1-d)T_s$



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลแสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM

รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_a , i_c และแรงดันไฟฟ้า v_{ap} , v_{cp} ของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM แสดงดังรูปที่ ก.3

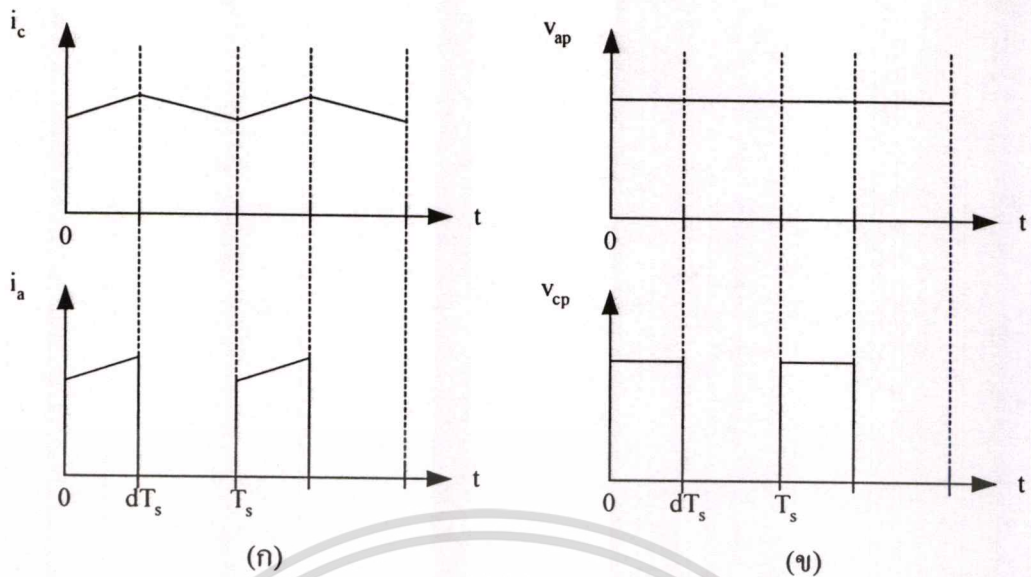
ในการวิเคราะห์สมการที่จะแสดงต่อไป

อักษรตัวเล็ก แทน ปริมาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

อักษรตัวใหญ่ แทน ค่าดัชนีหรือค่าคงที่

อักษรที่มีเครื่องหมาย < > แทน ค่าเฉลี่ย

อักษรที่มีเครื่องหมาย ^ แทน ค่าสัญญาณขนาดเล็ก



รูปที่ ก.3 คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM

จากรูปที่ ก.3(ก) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้า i_a และ i_c แสดงในสมการที่ (ก.1)

$$i_a = \begin{cases} i_c & 0 < t < dT_s \\ 0 & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (\text{ก.1})$$

จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้างสมการที่ (ก.2)

$$\langle i_a \rangle = d \langle i_c \rangle \quad (\text{ก.2})$$

จากรูปที่ ก.3(ข) ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้า v_{cp} และ v_{ap} แสดงในสมการที่ (ก.3)

$$v_{cp} = \begin{cases} v_{ap} & 0 < t < dT_s \\ 0 & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (\text{ก.3})$$

จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้างสมการที่ (ก.4)

$$\langle v_{cp} \rangle = d \langle v_{ap} \rangle \quad (\text{ก.4})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการรวมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าด้วยสัญญาณขนาดเล็กโดยการแทน $\langle i_a \rangle = I_a + \hat{i}_a$, $\langle i_c \rangle = I_c + \hat{i}_c$, $d = D + \hat{d}$ และ $\langle v_{cp} \rangle = V_{cp} + \hat{v}_{cp}$, $\langle v_{ap} \rangle = V_{ap} + \hat{v}_{ap}$ ในสมการที่ (ก.2) และ (ก.4) จะได้

$$I_a + \hat{i}_a = DI_c + D\hat{i}_c + I_c\hat{d} + \hat{i}_c\hat{d} \quad (\text{ก.5})$$

$$V_{cp} + \hat{v}_{cp} = DV_{ap} + D\hat{v}_{ap} + V_{ap}\hat{d} + \hat{v}_{ap}\hat{d} \quad (\text{ก.6})$$

เนื่องจากสมการที่ได้จากการรวมระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กเป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงจำเป็นต้องทำให้เป็นสมการเชิงเส้นเสียก่อน โดยการละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ พจน์ที่เป็นผลคูณของสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก.5) และ (ก.6) แล้วแยกพิจารณาระหว่างค่าเฉลี่ยและค่าสัญญาณขนาดเล็ก จะได้สมการค่าเฉลี่ยและค่าสัญญาณขนาดเล็กดังสมการที่ (ก.7) และ (ก.8) ตามลำดับ

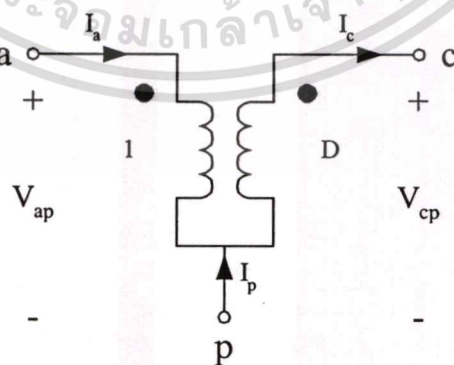
$$I_a = DI_c \quad (\text{ก.7})$$

$$V_{cp} = DV_{ap}$$

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \quad (\text{ก.8})$$

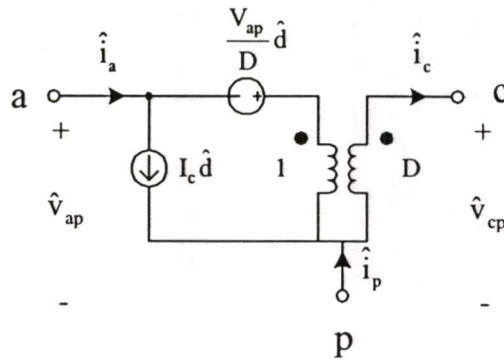
$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_{ap} + V_{ap}\hat{d}$$

สมการที่ (ก.7) และ (ก.8) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองค่าเฉลี่ยและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ ก.4 และ ก.5 ตามลำดับ



รูปที่ ก.4 แบบจำลองค่าเฉลี่ยของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM

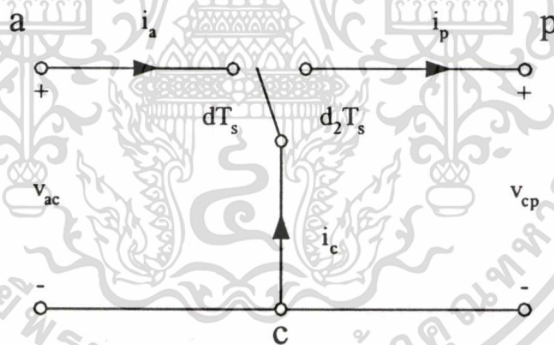
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM

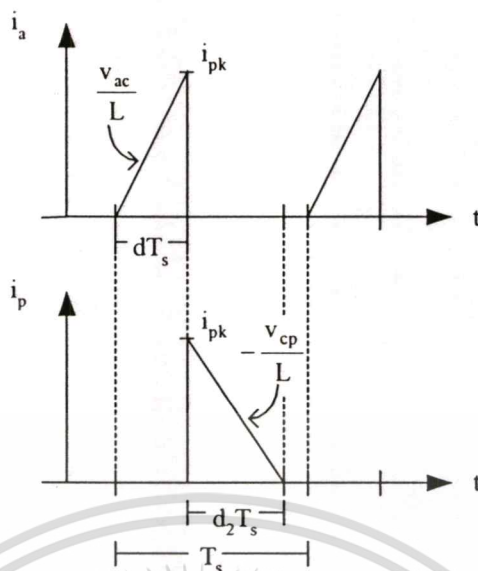
ก.2 การจำลองแบบสวิตช์ PWM ในโหมด DCM

จากการกำหนดขั้วของสวิตช์ PWM ในรูปที่ ก.1 จะได้วงจรสมมูลของสวิตช์ PWM สำหรับการวิเคราะห์หาแบบจำลองในโหมด DCM ดังรูปที่ ก.6 มอสเฟตและไดโอดกำลังถูกแทนด้วยสวิตช์แบบ SPDT โดยสวิตช์ต่อขั้ว c กับ a เป็นเวลา dT_s และต่อขั้ว c กับ p เป็นเวลา d_2T_s และไม่ต่อขั้ว c กับขั้วใดเลยเป็นเวลา $1 - (d + d_2)T_s$



รูปที่ ก.6 วงจรสมมูลแสดงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM

รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_a, i_p ของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM แสดงดังรูปที่ ก.7



รูปที่ ก.7 คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าของวงจรสมมูลของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM

จากรูปที่ ก.7 จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า i_a , i_p แสดงในสมการที่ (ก.9)-(ก.10)

$$\langle i_a \rangle = \frac{1}{2} i_{pk} d \quad (\text{ก.9})$$

$$\langle i_p \rangle = \frac{1}{2} i_{pk} d_2 \quad (\text{ก.10})$$

และ

$$\langle v_{ac} \rangle = L \frac{i_{pk}}{dT_s} \quad (\text{ก.11})$$

$$\langle v_{cp} \rangle = L \frac{i_{pk}}{d_2 T_s} \quad (\text{ก.12})$$

จากสมการที่ (ก.9)-(ก.12) จะได้

$$\langle i_a \rangle = \frac{d}{d_2} \langle i_p \rangle \quad (\text{ก.13})$$

$$\langle v_{ac} \rangle = \frac{d_2}{d} \langle v_{cp} \rangle \quad (\text{ก.14})$$

$$\frac{\langle v_{cp} \rangle}{\langle i_a \rangle} = \frac{\langle v_{ac} \rangle}{\langle i_p \rangle} \quad (\text{ก.15})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{pk} = \frac{2\langle i_a \rangle}{d} \quad (ก.16)$$

$$d_2 = \frac{Li_{pk}}{\langle v_{cp} \rangle T_s} \quad (ก.17)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.16) ลงในสมการที่ (ก.17) จะได้ค่า d_2 ดังสมการที่ (ก.18)

$$d_2 = \frac{2L}{dT_s} \frac{\langle i_a \rangle}{\langle v_{cp} \rangle} = \frac{2L}{dT_s} \frac{\langle i_p \rangle}{\langle v_{ac} \rangle} \quad (ก.18)$$

แทนค่า d_2 ในสมการที่ (ก.18) ลงในสมการที่ (ก.13) และ (ก.14) จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในสมการที่ (ก.19) และ (ก.20) ตามลำดับ

$$\langle i_a \rangle = \mu \langle i_p \rangle \quad (ก.19)$$

$$\langle v_{cp} \rangle = \mu \langle v_{ac} \rangle \quad (ก.20)$$

$$\text{โดย } \mu = \frac{d^2}{2Lf_s} \frac{\langle v_{cp} \rangle}{\langle i_a \rangle} = \frac{d^2}{2Lf_s} \frac{\langle v_{ac} \rangle}{\langle i_p \rangle}$$

ทำการรบกวนค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าด้วยสัญญาณขนาดเล็กโดยการแทน

$\langle i_a \rangle = I_a + \hat{i}_a$, $\langle i_p \rangle = I_p + \hat{i}_p$, และ $\langle v_{cp} \rangle = V_{cp} + \hat{v}_{cp}$, $\langle v_{ac} \rangle = V_{ac} + \hat{v}_{ac}$, $d = D + \hat{d}$ ในสมการที่ (ก.19) และ (ก.20) จะได้

$$I_a + \hat{i}_a = \frac{1}{2Lf_s} (D^2 V_{ac} + D^2 \hat{v}_{ac} + 2DV_{ac} \hat{d} + 2D\hat{v}_{ac} \hat{d} + V_{ac} \hat{d}^2 + \hat{v}_{ac} \hat{d}^2) \quad (ก.21)$$

$$\left(\begin{array}{l} V_{cp} I_p + I_p \hat{v}_{cp} \\ + V_{cp} \hat{i}_p + \hat{v}_{cp} \hat{i}_p \end{array} \right) = \frac{1}{2Lf_s} \left(\begin{array}{l} D^2 V_{ac} + 2D^2 V_{ac} \hat{v}_{ac} + D^2 \hat{v}_{ac}^2 + 2DV_{ac} \hat{d} + \\ 4DV_{ac} \hat{v}_{ac} \hat{d} + 2D\hat{v}_{ac}^2 \hat{d} + V_{ac}^2 \hat{d}^2 + 2V_{ac} \hat{v}_{ac} \hat{d}^2 \\ + \hat{v}_{ac}^2 \hat{d}^2 \end{array} \right) \quad (ก.22)$$

ทำสมการให้เป็นเชิงเส้นโดยละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก.21) และ (ก.22) แล้วแยก

พิจารณาระหว่างค่าดีซีและค่าสัญญาณขนาดเล็ก จะได้สมการค่าดีซีและค่าสัญญาณขนาดเล็กดังสมการที่ (ก.23) และ (ก.24) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

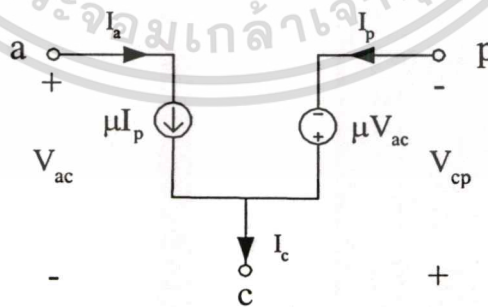
$$\begin{aligned} I_a &= \mu I_p \\ V_{cp} &= \mu V_{ac} \end{aligned} \quad (ก.23)$$

$$\text{โดย } \mu = \frac{D^2}{2Lf_s} \frac{V_{ac}}{I_p} = \frac{D^2}{2Lf_s} \frac{V_{cp}}{I_a}$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_a &= g_i \hat{v}_{ac} + k_i \hat{d} \\ \hat{i}_p &= g_f \hat{v}_{ac} + k_o \hat{d} - g_o \hat{v}_{cp} \end{aligned} \quad (ก.24)$$

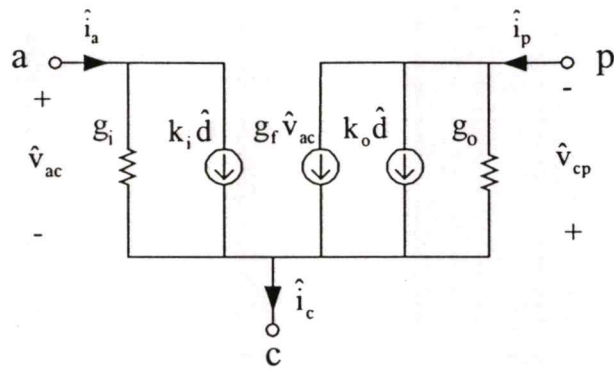
$$\begin{aligned} \text{โดย } g_i &= \frac{D^2}{2Lf_s} = \frac{I_a}{V_{ac}} \\ k_i &= \frac{DV_{ac}}{Lf_s} = \frac{2I_a}{D} \\ g_f &= \frac{D^2 V_{ac}}{Lf_s V_{cp}} = \frac{2I_p}{V_{ac}} \\ k_o &= \frac{DV_{ac}^2}{Lf_s V_{cp}} = \frac{2I_p}{D} \\ g_o &= \frac{I_p}{V_{cp}} \end{aligned}$$

สมการที่ (ก.23) และ (ก.24) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองค่าเฉลี่ยและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ ดังรูปที่ ก.8 และ ก.9 ตามลำดับ



รูปที่ ก.8 แบบจำลองค่าเฉลี่ยของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

การจำลองแบบวงจรรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley

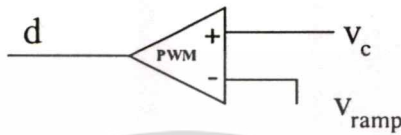


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนอธิบายหลักการจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสจะขอกล่าวถึงหลักการจำลองแบบวงจรควบคุมใน โหมดแรงดันก่อน

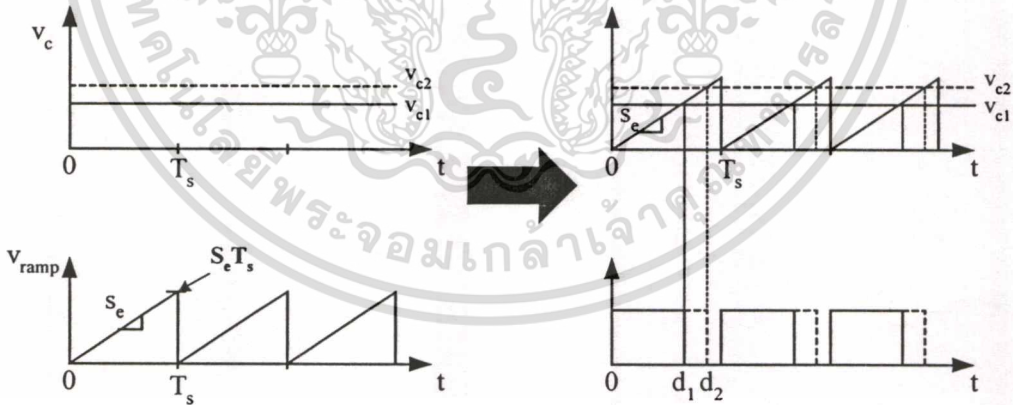
ข.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

วงจรควบคุมในโหมดแรงดันแสดงดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

วงจรควบคุมในโหมดแรงดันมีหลักการทำงานดังนี้คือแรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) จากวงจรป้อนกลับแบบลบจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (v_{ramp}) ที่มีความชันเท่ากับ S_c และคาบเวลาในการสวิตช์เท่ากับ T_s เพื่อสร้างสัญญาณดิวตี้ไซเคิล (d) ขั้มอสเฟต รูปที่ ข.2 แสดงหลักการของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน จะเห็นว่าเมื่อ v_c เปลี่ยนแปลงไปดิวตี้ไซเคิลของมอสเฟตก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย



รูปที่ ข.2 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

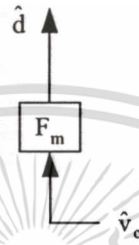
จากหลักการทำงานดังกล่าวจะได้อัตราขยายการมอดคูเลต (F_m) ของวงจรควบคุมในโหมดแรงดันดังสมการที่ (ข.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{1}{S_c T_s} \tag{ข.1}$$

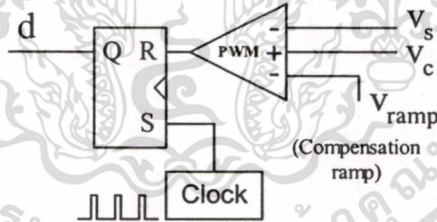
โดย S_c คือ ค่าความชันของสัญญาณฟันเลื่อย
 T_s คือ คาบเวลาในการสวิตช์

แบบจำลองของวงจรควบคุมในโหมดแรงดันแสดงในรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 แบบจำลองของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

ข.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแส
 วงจรควบคุมในโหมดกระแสแสดงดังรูปที่ ข.4



รูปที่ ข.4 วงจรควบคุมในโหมดกระแส

วงจรควบคุมในโหมดกระแสมีหลักการทำงานดังนี้คือในแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณคล็อกความถี่ที่จะเซต RS flip-flop ทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) ได้มาจากวงจรป้อนกลับแบบลบและจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s (v_s) (ซึ่ง อาจจะเป็นสัญญาณกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตหรือสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ) เมื่อ v_s มีค่ามากกว่า v_c RS flip-flop จะถูกรีเซต ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า สัญญาณ Compensation ramp (v_{ramp}) จะมีการใช้เมื่อคอนเวอเตอร์มีการทำงานที่ $D > 0.5$

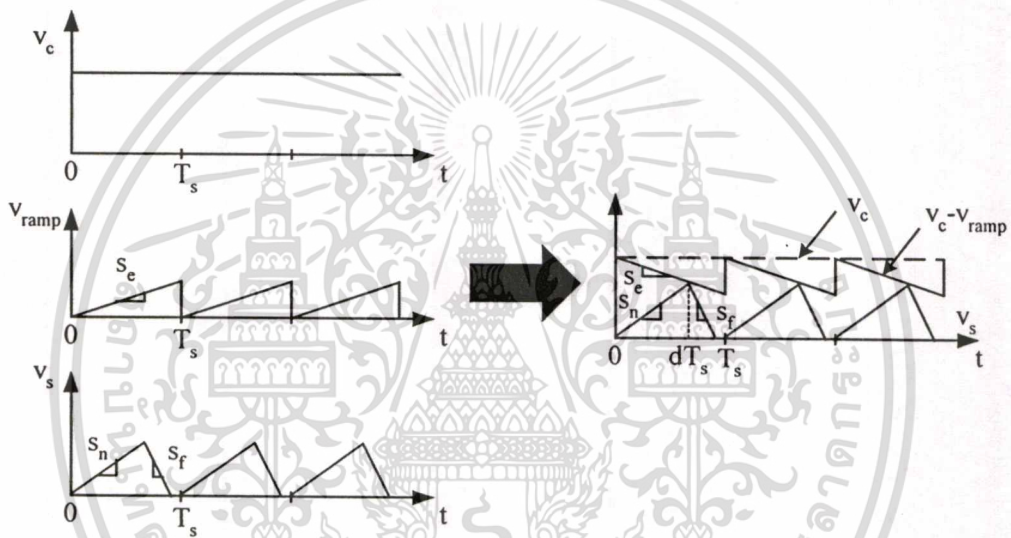
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรควบคุมในโหมดกระแสมีการป้อนกลับของสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำและนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมเพื่อใช้ในการสร้างดิ้วไซด์เคลกของมอสเฟต จึงทำให้โหมดการทำงานของวงจรคอนเวอเตอร์มีผลต่อการจำลองแบบของวงจรควบคุมในโหมดกระแส การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสแบ่งเป็น

1. การจำลองแบบวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM
2. การจำลองแบบวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM

ข.2.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

รูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM แสดงในรูปที่ ข.5



รูปที่ ข.5 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

โดย

S_c คือ ค่าความชันของสัญญาณ Compensation ramp (v_{ramp})

S_n คือ ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า

S_f คือ ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า

จากหลักการการทำงานของวงจรควบคุมในโหมดกระแสดังที่กล่าวมาจะเห็นว่าเป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณควบคุมและสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำที่มีความชันในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าเท่ากับ S_n รวมกับสัญญาณ Compensation ramp ที่มีความชันเท่ากับ S_c ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับวงจรควบคุมในโหมดแรงดันที่เป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัญญาณพื้นเลื้อย ดังนั้นอัตราขยายการมอดูเลตของวงจรควบคุมในโหมดกระแสสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (ข.2)

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_c)\Gamma_s} \quad (\text{ข.2})$$

วงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM นั้น กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเริ่มต้นจากศูนย์ในทุกคาบเวลาในการสวิตช์ และค่าความชันของสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in}) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) และค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ (L) ทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอินพุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าคิวดั๊ไซเคิลของมอสเฟตด้วย ซึ่งจะได้แบบจำลองของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM แสดงในรูปที่ ข.6



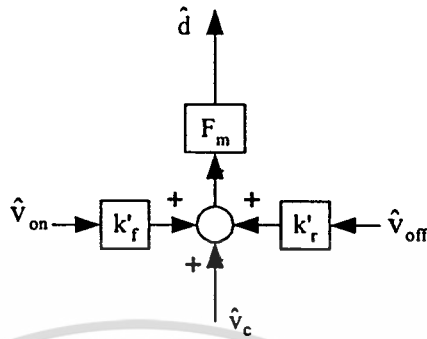
รูปที่ ข.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM โดย k_f และ k_r คือค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{in} และ \hat{v}_o ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ

ค่า k_f และ k_r คือค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{in} และ \hat{v}_o ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปิดของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีผลต่อค่าคิวดั๊ไซเคิล โดยค่า k_f และ k_r จะถูกกำหนดโดยชนิดของคอนเวอเตอร์

ในเอกสารอ้างอิง [15] R. B. Ridley ได้นำเสนอในรูปแบบของ k'_f และ k'_r ซึ่งเป็นค่าเกนที่แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (\hat{v}_{on}) และไม่นำกระแสไฟฟ้า (\hat{v}_{off}) ซึ่งค่าเกน k'_f และ k'_r นี้ไม่ขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอเตอร์แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ที่เสนอโดย Ridley แสดงในรูปที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.7 ค่า \hat{v}_{on} และ \hat{v}_{off} จะเป็นผลรวมระหว่างค่า \hat{v}_{in} และ \hat{v}_o ของวงจรคอนเวอเตอร์แต่ละชนิด รายละเอียดการหาค่า k'_f และ k'_r แสดงได้ดังต่อไปนี้

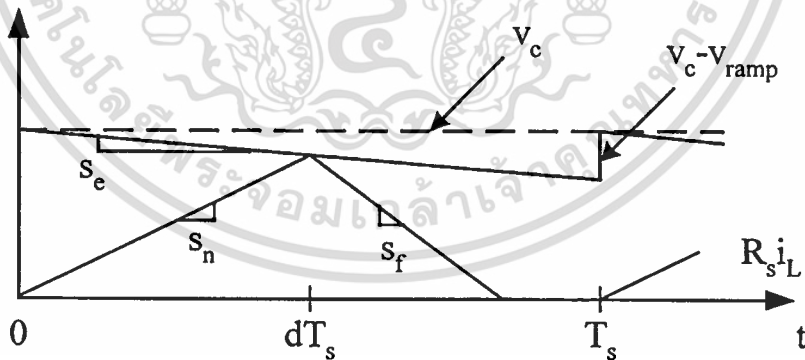


รูปที่ ข.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ที่เสนอโดย Ridley โดย k'_f และ k'_r คือค่าเกนที่แสดงผลของ \hat{v}_{on} และ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่าความชันของรีปเปิลของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ

การวิเคราะห์หาค่า k'_f และ k'_r ของวงจรควบคุมในโหมด DCM

รูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM แสดงในรูปที่

ข.8



รูปที่ ข.8 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

จากรูปที่ ข.8 จะได้ค่าควิตซ์ไซเคิล (d) ดังสมการที่ (ข.3)

$$d = \frac{v_c}{(s_n + s_e)T_s} \tag{ข.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $s_n = \frac{v_{on} R_s}{L}$ จะได้

$$d = \frac{v_c}{\left(\frac{v_{on} R_s}{L} + s_c\right) T_s} \quad (ข.4)$$

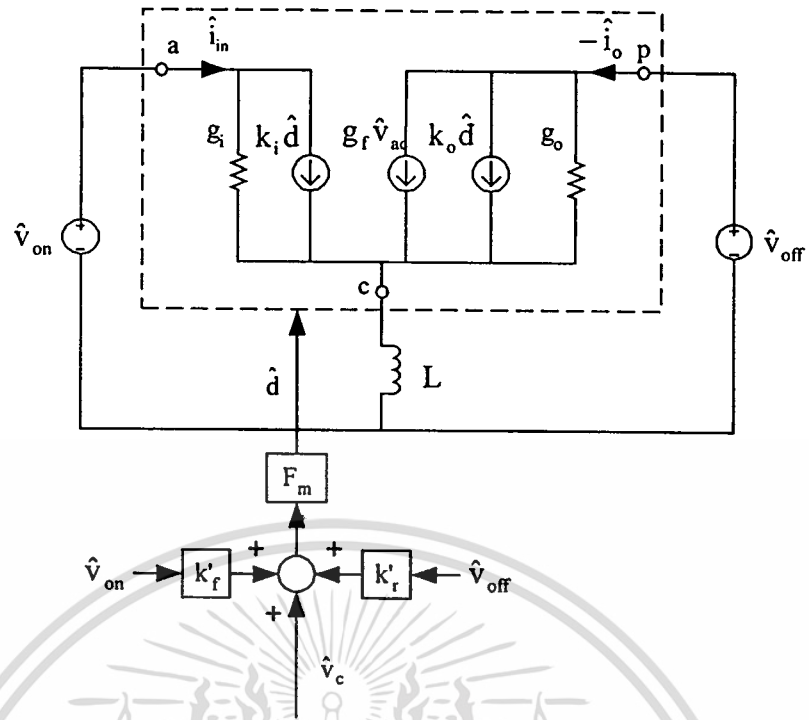
การวิเคราะห์หาค่า k'_f

ในการหาค่า k'_f ทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของ d ในสมการที่ (ข.4) เทียบกับ \hat{v}_{on} โดยให้ตัวแปรอื่นมีค่าคงที่ จะได้สมการอนุพันธ์ในสมการที่ (ข.5)

$$\begin{aligned} \frac{\partial d}{\partial v_{on}} &= \frac{\partial \frac{V_c}{\left(\frac{v_{on} R_s}{L} + S_c\right) T_s}}{\partial v_{on}} \\ \frac{\partial d}{\partial v_{on}} &= \frac{V_c}{T_s} \left(-\frac{1}{\left(\frac{v_{on} R_s}{L} + S_c\right)^2} \frac{R_s}{L} \right) \\ \frac{\partial d}{\partial v_{on}} &= \frac{D(S_n + S_c) T_s}{T_s} \left(-\frac{1}{(S_n + S_c)^2} \frac{R_s}{L} \right) \\ \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{on}} &= -\frac{DR_s}{L} \frac{1}{(S_n + S_c)} \end{aligned} \quad (ข.5)$$

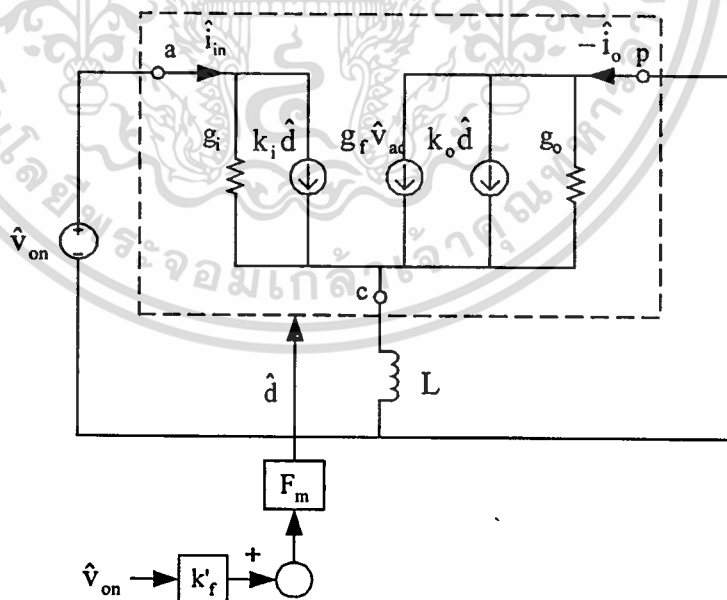
แบบจำลองวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์แสดงในรูปที่ ข.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.9 แบบจำลองวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์

จากรูปที่ ข.9 เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า \hat{d} จะได้วงจรแสดงดังรูปที่ ข.10



รูปที่ ข.10 แบบจำลองวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า \hat{d}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ ข.10 จะได้ $\frac{\hat{d}}{\hat{v}_{on}}$ มีค่าดังสมการที่ (ข.6)

$$\begin{aligned} \hat{d} &= F_m k'_f \hat{v}_{on} \\ \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{on}} &= F_m k'_f \end{aligned} \quad (\text{ข.6})$$

k'_f หาได้จากการนำสมการที่ (ข.5) มาเท่ากับสมการที่ (ข.6) จะได้

$$\begin{aligned} -\frac{DR_s}{L} \frac{1}{(S_n + S_e)} &= F_m k'_f \\ k'_f &= -\frac{DR_s}{L} \frac{1}{(S_n + S_e)} \frac{1}{F_m} \\ k'_f &= -\frac{DR_s}{L} \frac{1}{(S_n + S_e)} \frac{1}{\frac{1}{(S_n + S_e) T_s}} \\ k'_f &= -\frac{DT_s R_s}{L} \end{aligned} \quad (\text{ข.7})$$

การวิเคราะห์หาค่า k'_f

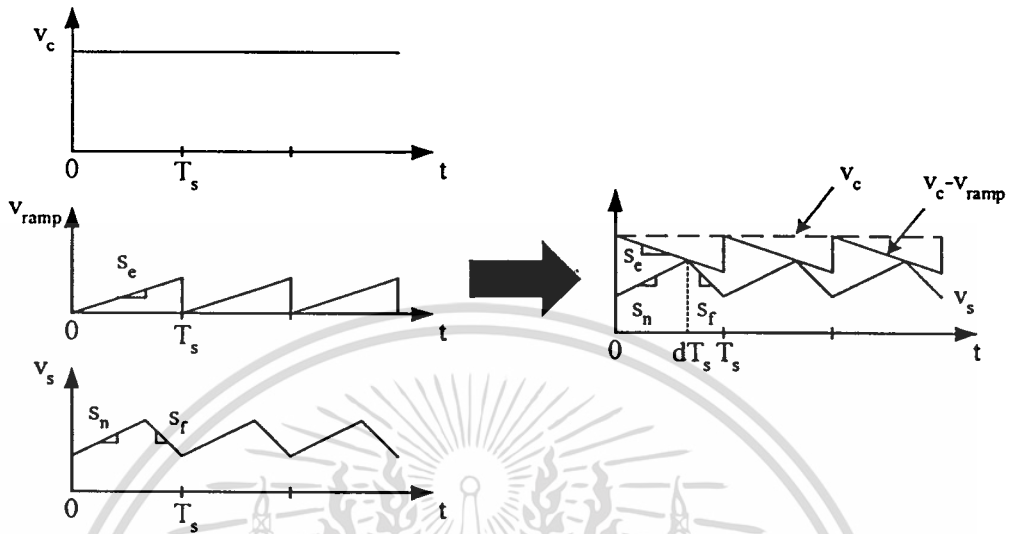
ค่า k'_f สามารถหาได้โดยวิธีการเดียวกับการหาค่า k'_r โดยการหาอนุพันธ์ของ d ในสมการที่ (ข.4) เทียบกับ \hat{v}_{off} โดยให้ตัวแปรอื่นมีค่าคงที่จะได้สมการอนุพันธ์ในสมการที่ (ข.8)

$$\begin{aligned} \frac{\partial d}{\partial v_{off}} &= \frac{\frac{V_c}{\left(\frac{v_{on} R_s}{L} + S_e\right) T_s}}{\partial v_{off}} \\ \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{off}} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{ข.8})$$

จากสมการจะเห็นว่า \hat{v}_{off} ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของคิวดีไซ์เกิด ทำให้ $k'_f = 0$

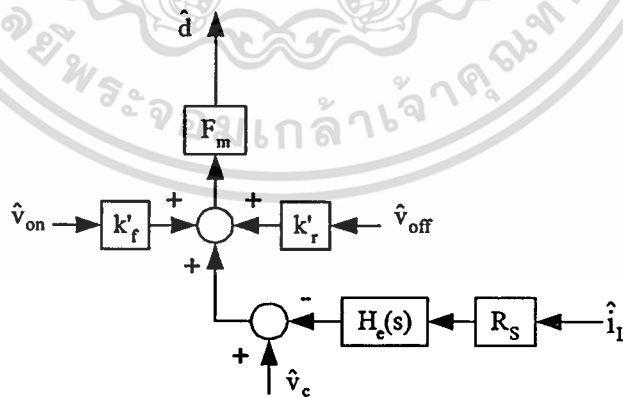
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM
รูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM แสดงในรูปที่ ข.11



รูปที่ ข.11 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM

ในโหมดนี้กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ามากกว่าศูนย์ในขณะที่เริ่มคาบของการสวิตช์ใหม่ดังแสดงในรูปที่ ข.11 ทำให้การจำลองแบบมีความแตกต่างจากการจำลองแบบวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM โดยต้องมีการป้อนกลับของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำในแบบจำลองด้วยดังแสดงในรูปที่ ข.12



รูปที่ ข.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมใน โหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM

โดย F_m คือ อัตราขยายการมอดดูเลตมีค่าดังสมการที่ (ข.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$H_c(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนที่คิดผลของการสุ่ม (Sampling action) ที่เกิดขึ้นในรูปกระแส

ซึ่งมีค่า
$$H_c(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2}$$

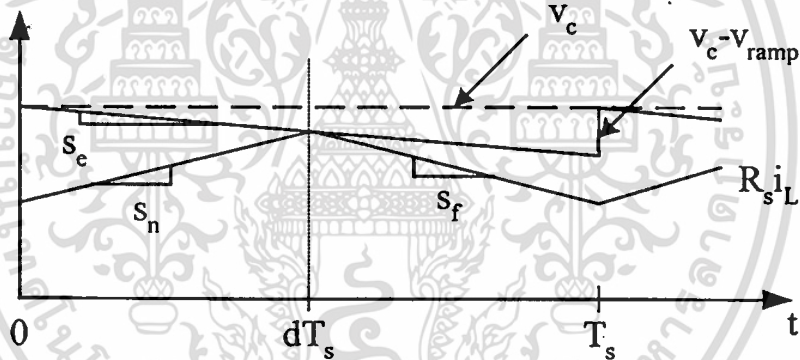
โดย $\omega_n = \frac{\pi}{T_s}$ และ $Q_z = \frac{-2}{\pi}$

k'_r และ k' คือค่าเกณฑ์ที่แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า \hat{v}_{on} และไม่นำกระแสไฟฟ้า \hat{v}_{off} ตามลำดับ รายละเอียดการวิเคราะห์หาค่า k'_r และ k' ของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM แสดงได้ดังนี้

การวิเคราะห์หาค่า k'_r และ k' ของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM

รูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัวดังแสดงในรูปที่

ข.13



รูปที่ ข.13 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว

จากรูปค่าเฉลี่ยกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำแสดงดังสมการที่ (ข.9)

$$R_s \langle i_L \rangle = \langle v_c \rangle - dT_s S_c - \frac{s_f d' T_s}{2} \tag{ข.9}$$

กระแสไฟฟ้าริปเปิลของตัวเหนี่ยวนำมีค่าดังสมการที่ (ข.10)

$$\Delta i_L = S_n d T_s = S_f d' T_s \tag{ข.10}$$

หาค่า d และ d' ในพจน์ของ v_{on} และ v_{off} โดยการแทนค่า $S_n = \frac{v_{on}R_s}{L}$ และ $S_r = \frac{v_{off}R_s}{L}$ ในสมการที่ (ข.10) จะได้ค่า d และ d' ดังสมการที่ (ข.11) และ (ข.12) ตามลำดับ

$$\begin{aligned}\frac{v_{on}R_s}{L}dT_s &= \frac{v_{off}R_s}{L}d'T_s \\ v_{on}d &= v_{off}d' \\ v_{on}d &= v_{off}(1-d) \\ d &= \frac{v_{off}}{(v_{on} + v_{off})}\end{aligned}\quad (ข.11)$$

$$d' = \frac{v_{on}}{(v_{on} + v_{off})}\quad (ข.12)$$

แทนค่าสมการที่ (ข.11), (ข.12) และ $s_r = \frac{v_{off}R_s}{L}$ ในสมการที่ (ข.9) จะได้

$$R_s \langle i_L \rangle = \langle v_c \rangle - T_s S_e \frac{v_{off}}{(v_{on} + v_{off})} - \frac{T_s R_s}{2L} \frac{v_{on} v_{off}}{(v_{on} + v_{off})}\quad (ข.13)$$

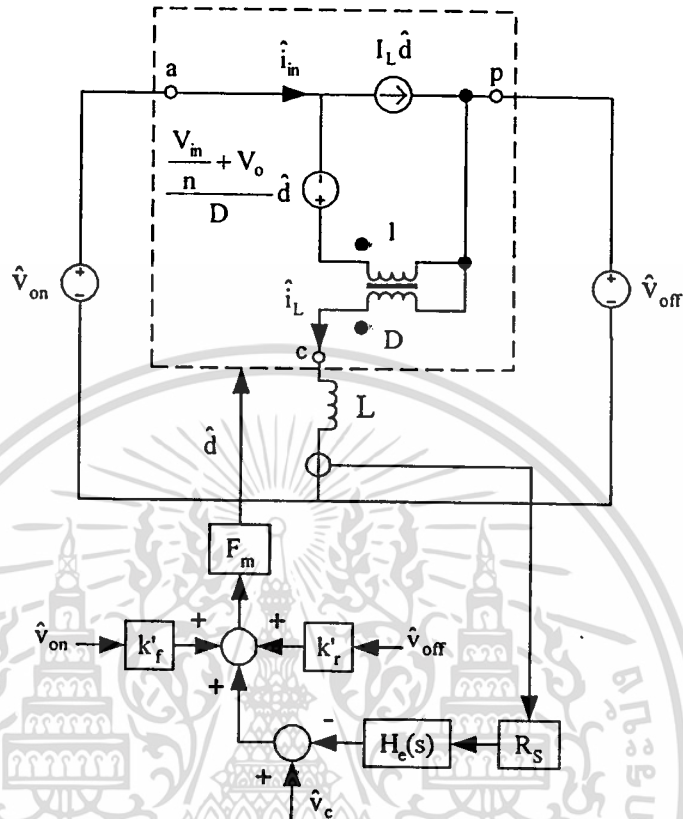
การวิเคราะห์หาค่า k_r

ในการหาค่า k_r ทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของ $\langle i_L \rangle$ ในสมการที่ (ข.13) เทียบกับ \hat{v}_{on} โดยให้ตัวแปรอื่นมีค่าคงที่จะได้สมการอนุพันธ์ในสมการที่ (ข.14)

$$\begin{aligned}R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{on}} &= \frac{\partial \langle v_c \rangle}{\partial v_{on}} - \frac{\partial \left(T_s S_e \frac{v_{off}}{(v_{on} + v_{off})} \right)}{\partial v_{on}} - \frac{\partial \left(\frac{T_s R_s}{2L} \frac{v_{on} v_{off}}{(v_{on} + v_{off})} \right)}{\partial v_{on}} \\ R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{on}} &= 0 - T_s S_e v_{off} \left(-\frac{1}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) - \frac{T_s R_s v_{off}}{2L} \left(\frac{v_{on} + v_{off} - v_{on}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\ R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{on}} &= T_s S_e \left(\frac{v_{off}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) - \frac{T_s R_s}{2L} \left(\frac{v_{off}^2}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\ \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{on}} &= \frac{T_s S_e}{R_s} \frac{v_{off}}{(v_{on} + v_{off})(v_{on} + v_{off})} - \frac{T_s}{2L} \left(\frac{v_{off}^2}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\ \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{on}} &= \frac{DT_s S_e}{V_{ap} R_s} - \frac{D^2 T_s}{2L}\end{aligned}\quad (ข.14)$$

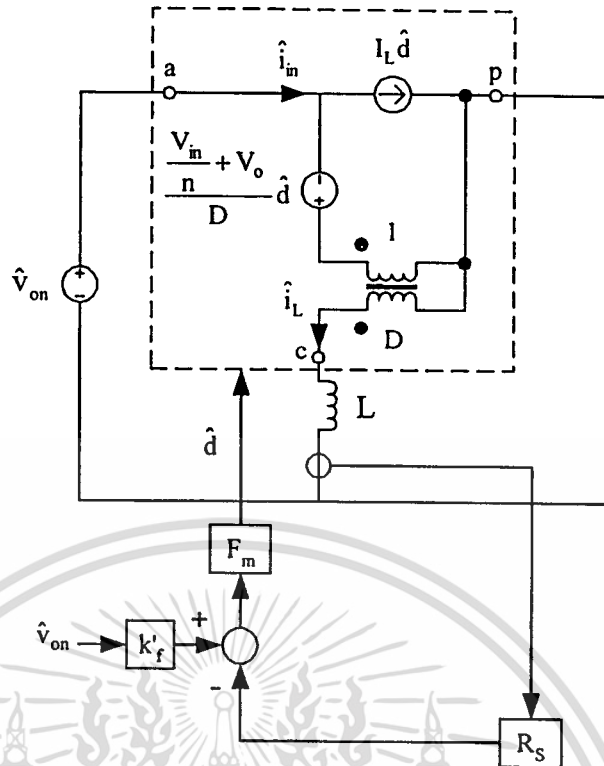
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองวงจรถูกกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอแสดงในรูปที่ ข.14



รูปที่ ข.14 แบบจำลองวงจรถูกกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอ

จากรูปที่ ข.14 เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า \hat{d} โดยให้ \hat{v}_c , \hat{v}_{off} และ \hat{i}_L มีค่าเท่ากับ ศูนย์ ในสภาวะนี้กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนามีเฉพาะค่าดีซีเท่านั้น ทำให้ในรูปการป้อนกลับของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวน่าจะไม่ปรากฏผลของ $H_c(s)$ ($H_c(s)|_{s=0} = 1$) จะได้วงจรแสดงดังรูปที่ ข.15



รูปที่ ข.15 แบบจำลองวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{on} ที่มีต่อค่า \hat{d}

จากรูปที่ ข.15 จะได้ \hat{d} มีค่าดังสมการที่ (ข.15)

$$\hat{d} = F_m (k'_f \hat{v}_{on} - R_s \langle \hat{i}_L \rangle) \tag{ข.15}$$

จาก

$$\hat{v}_{cp} = D \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d} \tag{ข.16}$$

กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำมีเฉพาะค่าเฉลี่ยทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับศูนย์ ($\hat{v}_L = 0$) จะได้ $\hat{v}_{cp} = 0$ และ $\hat{v}_{ap} = \hat{v}_{on}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ข.16) จะได้

$$\hat{d} = \frac{-D \hat{v}_{on}}{V_{ap}} \tag{ข.17}$$

แทนค่าสมการที่ (ข.17) ลงในสมการที่ (ข.15) จะได้

$$\begin{aligned}
 -\frac{D\hat{v}_{on}}{V_{ap}} &= F_m \left(k'_f \hat{v}_{on} - R_s \langle \hat{i}_L \rangle \right) \\
 -\frac{D\hat{v}_{on}}{V_{ap}} &= F_m k'_f \hat{v}_{on} - F_m R_s \langle \hat{i}_L \rangle \\
 F_m R_s \langle \hat{i}_L \rangle &= F_m k'_f \hat{v}_{on} + \frac{D\hat{v}_{on}}{V_{ap}} \\
 \langle \hat{i}_L \rangle &= \frac{k'_f}{R_s} \hat{v}_{on} + \frac{D}{R_s F_m V_{ap}} \hat{v}_{on} \\
 \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{on}} &= \frac{k'_f}{R_s} + \frac{D}{R_s F_m V_{ap}} \\
 \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{on}} &= \frac{1}{R_s} \left(k'_f + \frac{D}{F_m V_{ap}} \right) \tag{ข.18}
 \end{aligned}$$

k'_f หาได้จากการนำสมการที่ (ข.14) มาเท่ากับสมการที่ (ข.18) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{DT_s S_e}{V_{ap} R_s} - \frac{D^2 T_s}{2L} &= \frac{1}{R_s} \left(k'_f + \frac{D}{F_m V_{ap}} \right) \\
 \frac{DT_s S_e}{V_{ap}} - \frac{D^2 T_s R_s}{2L} &= \left(k'_f + \frac{D}{F_m V_{ap}} \right) \\
 k'_f &= \frac{DT_s S_e}{V_{ap}} - \frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{D}{F_m V_{ap}} \\
 k'_f &= \frac{DT_s S_e}{V_{ap}} - \frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{D(S_n + S_e) T_s}{V_{ap}} \\
 k'_f &= \frac{DT_s S_e}{V_{ap}} - \frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{DS_n T_s}{V_{ap}} - \frac{DS_e T_s}{V_{ap}} \\
 k'_f &= -\frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{DS_n T_s}{V_{ap}} \\
 \text{แทนค่า } S_n &= \frac{D' V_{ap} R_s}{L} \\
 k'_f &= -\frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{DT_s}{V_{ap}} \cdot \frac{D' V_{ap} R_s}{L}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

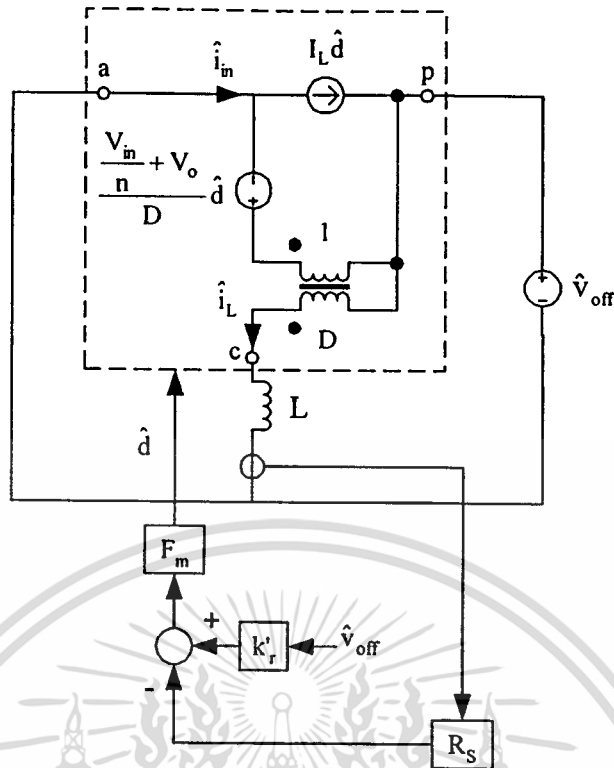
$$\begin{aligned}
 k'_f &= -\frac{D^2 T_s R_s}{2L} - \frac{DD' T_s R_s}{L} \\
 k'_f &= -\frac{DT_s R_s}{L} \left(\frac{D}{2} + D' \right) \\
 k'_f &= -\frac{DT_s R_s}{L} \left(1 - \frac{D}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{ข.19}$$

การวิเคราะห์หาค่า k'_f

ในการหาค่า k'_f ทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของ $\langle i_L \rangle$ ในสมการที่ (ข.13) เทียบกับ \hat{v}_{off} โดยให้ตัวแปรอื่นมีค่าคงที่จะได้สมการอนุพันธ์ในสมการที่ (ข.20)

$$\begin{aligned}
 R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{off}} &= \frac{\partial \langle v_c \rangle}{\partial v_{off}} \frac{\partial \left(T_s S_e \frac{v_{off}}{v_{on} + v_{off}} \right)}{\partial v_{off}} - \frac{\partial \left(\frac{T_s R_s}{2L} v_{off} \frac{v_{on}}{v_{on} + v_{off}} \right)}{\partial v_{off}} \\
 R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{off}} &= 0 - T_s S_e \left(\frac{v_{on} + v_{off} - v_{off}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) - \frac{T_s R_s v_{on}}{2L} \left(\frac{v_{on} + v_{off} - v_{off}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\
 R_s \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{off}} &= -T_s S_e \left(\frac{v_{on}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) - \frac{T_s R_s v_{on}}{2L} \left(\frac{v_{on}}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\
 \frac{\partial \langle i_L \rangle}{\partial v_{off}} &= -\frac{T_s S_e}{R_s} \left(\frac{v_{on}}{v_{on} + v_{off}} \right) \left(\frac{1}{v_{on} + v_{off}} \right) - \frac{T_s}{2L} \left(\frac{v_{on}^2}{(v_{on} + v_{off})^2} \right) \\
 \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{off}} &= -\frac{D' T_s S_e}{V_{ap} R_s} - \frac{D'^2 T_s}{2L}
 \end{aligned} \tag{ข.20}$$

จากรูปที่ ข.14 เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่า \hat{d} โดยให้ \hat{v}_c , \hat{v}_{on} และ \hat{i}_L มีค่าเท่ากับ ศูนย์ จะได้ว่าวงจรแสดงดังรูปที่ ข.16



รูปที่ ข.16 แบบจำลองวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของ \hat{v}_{off} ที่มีต่อค่า \hat{d}

จากรูปที่ ข.16 จะได้ \hat{d} มีค่าดังสมการที่ (ข.21)

$$\hat{d} = F_m (k'_r \hat{v}_{off} - R_s \langle \hat{i}_L \rangle) \tag{ข.21}$$

จาก

$$\hat{v}_{cp} = D \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d} \tag{ข.22}$$

กระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำมีเฉพาะค่าเฉลี่ยที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับศูนย์ ($\hat{v}_L = 0$) จะได้ $\hat{v}_{cp} = \hat{v}_{ap} = \hat{v}_{off}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ข.22) จะได้

$$\hat{d} = \frac{D' \hat{v}_{off}}{V_{ap}} \tag{ข.23}$$

แทนค่าสมการที่ (ข.23) ลงในสมการที่ (ข.21) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{D' \hat{v}_{\text{off}}}{V_{\text{ap}}} &= F_m \left(k'_r \hat{v}_{\text{off}} - R_s \langle \hat{i}_L \rangle \right) \\
 \frac{D' \hat{v}_{\text{off}}}{V_{\text{ap}}} &= F_m k'_r \hat{v}_{\text{off}} - F_m R_s \langle \hat{i}_L \rangle \\
 F_m R_s \langle \hat{i}_L \rangle &= F_m k'_r \hat{v}_{\text{off}} - \frac{D' \hat{v}_{\text{off}}}{V_{\text{ap}}} \\
 \langle \hat{i}_L \rangle &= \frac{k'_r}{R_s} \hat{v}_{\text{off}} - \frac{D'}{F_m R_s V_{\text{ap}}} \hat{v}_{\text{off}} \\
 \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{\text{off}}} &= \frac{1}{R_s} \left(k'_r - \frac{D'}{F_m V_{\text{ap}}} \right) \tag{ข.24}
 \end{aligned}$$

k'_r หาได้จากการนำสมการที่ (ข.20) มาเท่ากับสมการที่ (ข.24) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{-\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}} R_s} - \frac{D'^2 T_s}{2L}}{\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L}} &= \frac{1}{R_s} \left(k'_r - \frac{D'}{F_m V_{\text{ap}}} \right) \\
 \frac{-\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L}}{\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L}} &= k'_r - \frac{D'}{F_m V_{\text{ap}}} \\
 k'_r &= -\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D'}{F_m V_{\text{ap}}} \\
 k'_r &= -\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D' (S_n + S_e)}{V_{\text{ap}}} \\
 k'_r &= -\frac{D' T_s S_e}{V_{\text{ap}}} - \frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D' S_n T_s}{V_{\text{ap}}} + \frac{D' S_e T_s}{V_{\text{ap}}} \\
 k'_r &= -\frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D' S_n T_s}{V_{\text{ap}}} \\
 \text{แทนค่า } S_n &= \frac{D' V_{\text{ap}} R_s}{L} \\
 k'_r &= -\frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D' T_s}{V_{\text{ap}}} \frac{D' V_{\text{ap}} R_s}{L} \\
 k'_r &= -\frac{D'^2 T_s R_s}{2L} + \frac{D'^2 T_s R_s}{L} \\
 k'_r &= \frac{D'^2 T_s R_s}{2L} \tag{ข.25}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปค่า k'_r และ k'_r ของแบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley โหมด CCM และ DCM ดังตารางที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 ค่า k'_r และ k'_r ของแบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Ridley

โหมดการทำงาน	k'_r	k'_r
CCM	$-\frac{DT_s R_s}{L} \left(1 - \frac{D}{2}\right)$	$\frac{D'^2 T_s R_s}{2L}$
DCM	$-\frac{DT_s R_s}{L}$	0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

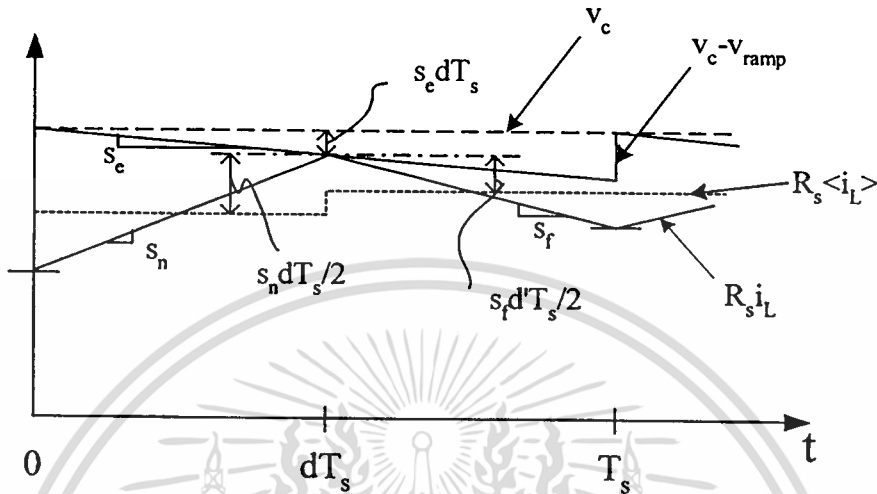
การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.1 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM

การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสโดยวิธีของ Erickson จะพิจารณาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่สภาวะทรานเซียนต์ดังแสดงในรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะทรานเซียนต์

จากรูปที่ ค.1 จะได้สมการค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำแสดงดังสมการที่ (ค.1)

$$\begin{aligned} R_s \langle i_L \rangle &= \langle v_c \rangle - s_c d T_s - d \frac{s_n d T_s}{2} - d' \frac{s_f d' T_s}{2} \\ &= \langle v_c \rangle - s_c d T_s - s_n \frac{d^2 T_s}{2} - s_f \frac{d'^2 T_s}{2} \end{aligned} \quad (\text{ค.1})$$

ทำการรบกวนสมการค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำด้วยสัญญาณขนาดเล็ก โดยแทนค่า $\langle i_L \rangle = I_L + \hat{i}_L$, $\langle v_c \rangle = V_c + \hat{v}_c$, $d = D + \hat{d}$, $d' = D' - \hat{d}$, $s_n = S_n + \hat{s}_n$, $s_f = S_f + \hat{s}_f$ ลงในสมการที่ (ค.1) โดยกำหนดให้ความชันของ Compensation ramp มีค่าคงที่ ($s_c = S_c$) จะได้

$$R_s (I_L + \hat{i}_L) = (V_c + \hat{v}_c) - S_c T_s (D + \hat{d}) - \frac{T_s}{2} (S_n + \hat{s}_n) (D + \hat{d})^2 - \frac{T_s}{2} (S_f + \hat{s}_f) (D' - \hat{d})^2 \quad (\text{ค.2})$$

จากสมการที่ (ค.2) ละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและพิจารณาเฉพาะค่าสัญญาณขนาดเล็กจะได้ดังสมการที่ (ค.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_s \hat{i}_L = \hat{v}_c - (S_e T_s + D S_n T_s - D' S_f T_s) \hat{d} - \frac{D^2 T_s}{2} \hat{s}_n - \frac{D'^2 T_s}{2} \hat{s}_f \quad (ก.3)$$

โดยการประมาณว่า $D S_n T_s = D' S_f T_s$ จากสมการที่ (ก.3) จะได้

$$R_s \hat{i}_L = \hat{v}_c - S_e T_s \hat{d} - \frac{D^2 T_s}{2} \hat{s}_n - \frac{D'^2 T_s}{2} \hat{s}_f \quad (ก.4)$$

จัดรูปสมการที่ (ก.4) เพื่อหาค่า \hat{d} จะได้

$$\hat{d} = F_m \left[\hat{v}_c - R_s \hat{i}_L - \frac{D^2 T_s}{2} \hat{s}_n - \frac{D'^2 T_s}{2} \hat{s}_f \right] \quad (ก.5)$$

$$\text{โดย } F_m = \frac{1}{S_e T_s}$$

สำหรับวงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์การเปลี่ยนแปลงของค่าความชันของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำขณะมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (\hat{s}_n) และหยุดนำกระแสไฟฟ้า (\hat{s}_f) จะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอินพุต (\hat{v}_{in}) และแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) แสดงดังสมการที่ (ก.6)

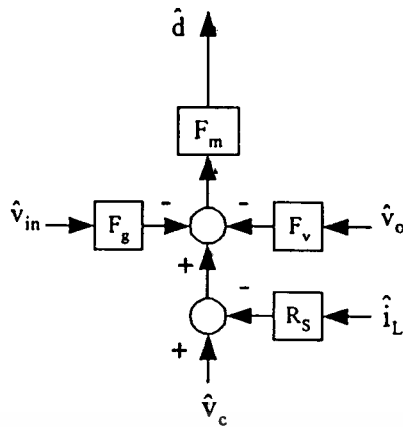
$$\begin{aligned} \hat{s}_n &= \frac{R_s \hat{v}_{in}}{L} \\ \hat{s}_f &= -\frac{R_s \hat{v}_o}{L} \end{aligned} \quad (ก.6)$$

แทนค่า \hat{s}_n และ \hat{s}_f ในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$\hat{d} = F_m (\hat{v}_c - R_s \hat{i}_L - F_g \hat{v}_{in} - F_v \hat{v}_o) \quad (ก.7)$$

$$\text{โดย } F_g = \frac{D^2 T_s R_s}{2L} \text{ และ } F_v = -\frac{D'^2 T_s R_s}{2L}$$

สมการที่ (ก.7) สามารถนำมาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ ก.2



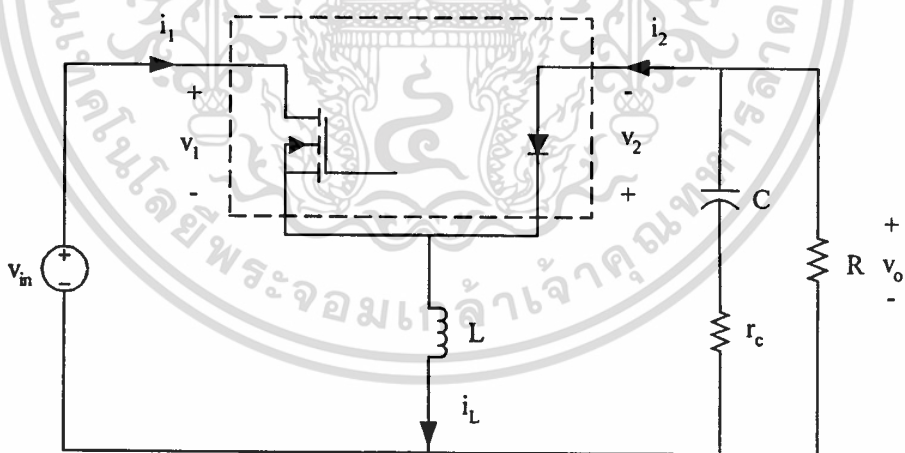
รูปที่ ค.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

ค.2 การจำลองแบบวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

จากวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในรูปที่ ค.3 กำหนดให้

v_1 และ i_1 คือสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต

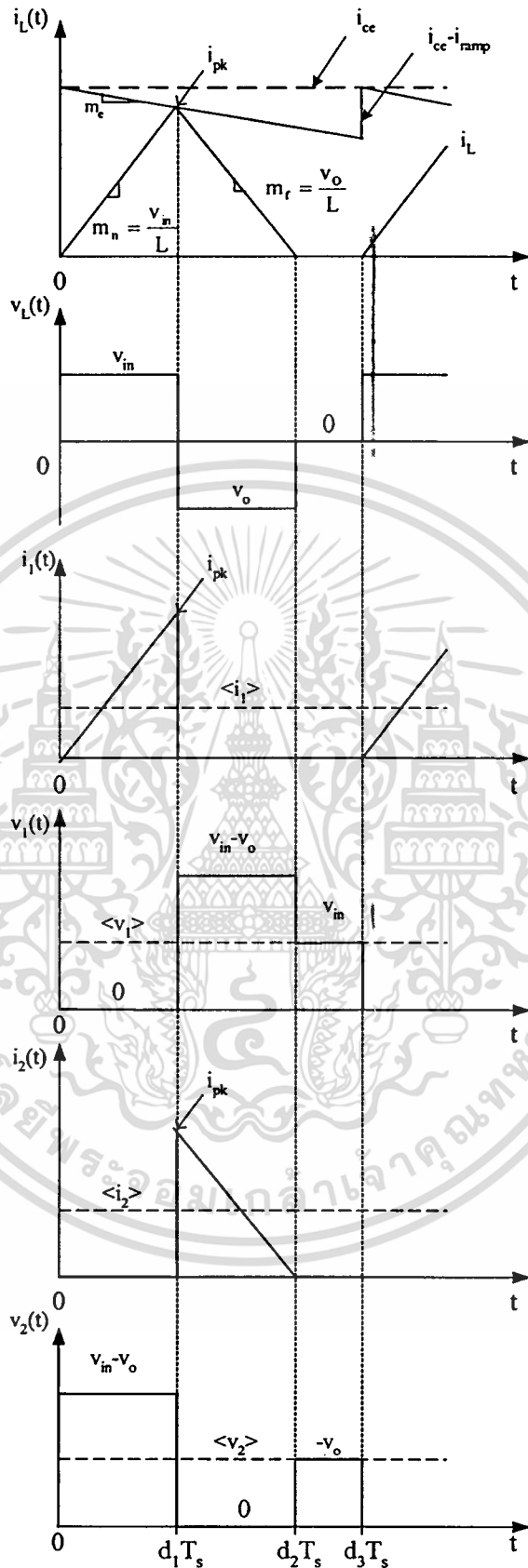
v_2 และ i_2 คือสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอดกำลัง



รูปที่ ค.3 วงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ทำกรกำหนดชั่วแรงแรงดันไฟฟ้าและทิศทางกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดกำลัง

รูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM แสดงในรูปที่ ค.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ ค.4 จะได้ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอสเฟสแสดงดังสมการที่ (ค.8)

$$\langle v_1 \rangle = d_1 \cdot 0 + d_2 \cdot (\langle v_{in} \rangle - \langle v_o \rangle) + d_3 \cdot \langle v_{in} \rangle \quad (\text{ค.8})$$

แทนค่า $d_3 = 1 - d_1 - d_2$ ลงในสมการที่ (ค.8) จะได้

$$\langle v_1 \rangle = (1 - d_1) \langle v_{in} \rangle - d_2 \langle v_o \rangle \quad (\text{ค.9})$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไอโอดกำลังแสดงดังสมการที่ (ค.10)

$$\langle v_2 \rangle = d_1 \cdot (\langle v_{in} \rangle - \langle v_o \rangle) + d_2 \cdot 0 + d_3 \cdot (-\langle v_o \rangle) \quad (\text{ค.10})$$

แทนค่า $d_3 = 1 - d_1 - d_2$ ลงในสมการที่ (ค.10) จะได้

$$\langle v_2 \rangle = d_1 \langle v_{in} \rangle - (1 - d_2) \langle v_o \rangle \quad (\text{ค.11})$$

ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้ามอสเฟสแสดงดังสมการที่ (ค.12)

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{2} d_1 i_{pk}$$

แทนค่า $i_{pk} = \frac{\langle v_{in} \rangle}{L} d_1 T_s$ จะได้

$$\langle i_1 \rangle = \frac{d_1^2 T_s}{2L} \langle v_{in} \rangle \quad (\text{ค.12})$$

ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าไอโอดกำลังแสดงดังสมการที่ (ค.13)

$$\langle i_2 \rangle = \frac{1}{2} d_2 i_{pk}$$

แทนค่า $i_{pk} = \frac{\langle v_{in} \rangle}{L} d_1 T_s$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\langle i_2 \rangle = \frac{d_1 d_2 T_s}{2L} \langle v_{in} \rangle \quad (ค.13)$$

ในโหมด DCM แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำใน 1 คาบการสวิตช์มีค่าเท่ากับศูนย์จะได้

$$\langle v_L \rangle = d_1 \cdot \langle v_{in} \rangle + d_2 \cdot \langle v_o \rangle + d_3 \cdot 0 = 0$$

$$d_2 = -d_1 \frac{\langle v_{in} \rangle}{\langle v_o \rangle} \quad (ค.14)$$

แทนค่า d_2 ในสมการที่ (ค.14) ลงในสมการที่ (ค.9), (ค.11), (ค.12) และ (ค.13) จะได้

$$\langle v_1 \rangle = \langle v_{in} \rangle \quad (ค.15)$$

$$\langle v_2 \rangle = -\langle v_o \rangle \quad (ค.16)$$

$$\langle i_1 \rangle = \frac{d_1^2 T_s}{2L} \langle v_1 \rangle \quad (ค.17)$$

$$\langle i_2 \rangle = \frac{d_1^2 T_s}{2L} \frac{\langle v_1 \rangle^2}{\langle v_2 \rangle} \quad (ค.18)$$

พิจารณารูปที่ ๓.4 ในช่วงเวลา $0 < t < d_1 T_s$ จะได้

$$i_{ce} - i_{ramp} = i_{pk}$$

$$i_{ce} = i_{pk} + i_{ramp}$$

(ค.19)

แทนค่า $i_{pk} = m_n d_1 T_s$ และ $i_{ramp} = m_e d_1 T_s$ ลงในสมการที่ (ค.19) จะได้

$$i_{ce} = m_n d_1 T + m_e d_1 T_s$$

$$i_{ce} = (m_n + m_e) d_1 T_s$$

$$d_1 = \frac{i_{ce}}{(m_n + m_e) T_s} \quad (ค.20)$$

แทนค่า d_1 ในสมการที่ (ค.20) ลงในสมการที่ (ค.17) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\langle i_1 \rangle = \left(\frac{i_{ce}}{(m_n + m_e) T_s} \right)^2 \frac{T_s}{2L} \langle v_1 \rangle$$

$$\langle i_1 \rangle = \left(\frac{i_{ce}^2}{(m_n + m_e)^2 T_s^2} \right) \frac{T_s}{2L} \langle v_1 \rangle$$

$$\langle i_1 \rangle = \frac{i_{ce}^2}{(m_n + m_e)^2 T_s} \frac{\langle v_1 \rangle}{2L}$$

$$\langle i_1 \rangle = \frac{i_{ce}^2}{m_n^2 \left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2 T_s} \frac{\langle v_1 \rangle}{2L}$$

แทนค่า $m_n = \frac{\langle v_{in} \rangle}{L} = \frac{\langle v_1 \rangle}{L}$ จะได้

$$\langle i_1 \rangle = \frac{\frac{1}{2} L i_{ce}^2 f_s}{\langle v_1 \rangle \left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2} \quad (ค.21)$$

จากสมการที่ (ค.21) จัดรูปสมการจะได้

$$\langle v_1 \rangle \langle i_1 \rangle = \frac{\frac{1}{2} L i_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2} = \langle p \rangle \quad (ค.22)$$

จากสมการที่ (ค.22) จะเห็นว่าสมการอยู่ในรูปของผลคูณระหว่างค่าเฉลี่ยกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟต ซึ่งคือค่าเฉลี่ยกำลังงานไฟฟ้า ($\langle p \rangle$) ทำให้สามารถแทนมอสเฟตด้วยแบบจำลองของแหล่งรับกำลังงาน (Power sink) ที่มีการรับกำลังงานไฟฟ้าเข้ามามีค่าเท่ากับ $\langle p \rangle$ ดังแสดงในรูปที่ ค.5 กำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยนี้จะถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า

แทนค่า d_1 ในสมการที่ (ค.20) ลงในสมการที่ (ค.18) จะได้

$$\langle i_2 \rangle = \left(\frac{i_{ce}}{(m_n + m_e) T_s} \right)^2 \frac{T_s}{2L} \frac{\langle v_1 \rangle^2}{\langle v_2 \rangle}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\langle i_2 \rangle &= \left(\frac{i_{ce}^2}{(m_n + m_e)^2 T_s^2} \right) T_s \frac{\langle v_1 \rangle^2}{2L \langle v_2 \rangle} \\ \langle i_2 \rangle &= \frac{i_{ce}^2}{(m_n + m_e)^2 T_s} \frac{1}{2L} \frac{\langle v_1 \rangle^2}{\langle v_2 \rangle} \\ \langle i_2 \rangle &= \frac{i_{ce}^2}{m_n^2 \left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2 T_s} \frac{1}{2L} \frac{\langle v_1 \rangle^2}{\langle v_2 \rangle}\end{aligned}$$

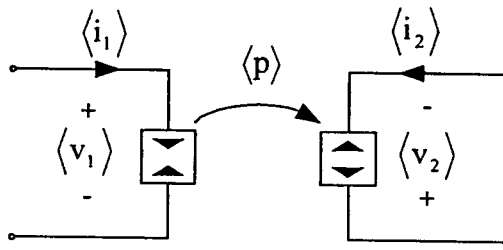
แทนค่า $m_n = \frac{\langle v_{in} \rangle}{L} = \frac{\langle v_1 \rangle}{L}$ จะได้

$$\langle i_2 \rangle = \frac{\frac{1}{2} Li_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2} \frac{1}{\langle v_2 \rangle} \quad (\text{ค.23})$$

จากสมการที่ (ค.23) จัดรูปสมการจะได้

$$\langle v_2 \rangle \langle i_2 \rangle = \frac{\frac{1}{2} Li_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{m_e}{m_n} \right)^2} = \langle p \rangle \quad (\text{ค.24})$$

จากสมการที่ (ค.24) จะเห็นว่าสมการอยู่ในรูปของผลคูณระหว่างค่าเฉลี่ยกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของไดโอดกำลัง ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยกำลังงานไฟฟ้า $\langle p \rangle$ ที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลา d_1 ในช่วงเวลาที่ไดโอดกำลังนำกระแสไฟฟ้า (ช่วงเวลา d_2) พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำจะถ่ายเทผ่านไดโอดกำลังไปยังเอาต์พุตของคอนเวอเตอร์ ทำให้สามารถแทนไดโอดกำลังด้วยแบบจำลองของแหล่งจ่ายกำลังงาน (Power source) ดังแสดงในรูปที่ ค.5



รูปที่ ค.5 แบบจำลองค่าเฉลี่ยของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

ทำการรบกวนค่าเฉลี่ยในสมการที่ (ค.22) และ (ค.24) ด้วยวิธี Taylor series expansion โดยกำหนดให้ $\langle i_1 \rangle$ ในสมการที่ (ค.22) เป็นฟังก์ชันของ $f_1(\langle v_1 \rangle, \langle v_2 \rangle, i_{cc})$ ดังสมการที่ (ค.25)

$$\langle i_1 \rangle = f_1(\langle v_1 \rangle, \langle v_2 \rangle, i_{cc}) = \frac{\frac{1}{2} Li_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{m_e}{m_n}\right)^2} \frac{1}{\langle v_1 \rangle} \quad (\text{ค.25})$$

และรบกวนสมการที่ (ค.25) ด้วยวิธี Taylor series expansion โดยละทิ้งพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะได้

$$I_1 + \hat{i}_1 = \left(\begin{array}{l} f_1(V_1, V_2, I_{cc}) + \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, I_{cc})}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, I_{cc})}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} \\ + \hat{i}_{cc} \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, i_{cc})}{\partial i_{cc}} \right|_{i_{cc}=I_{cc}} \end{array} \right) \quad (\text{ค.26})$$

และกำหนดให้ $\langle i_2 \rangle$ ในสมการที่ (ค.24) เป็นฟังก์ชันของ $f_2(\langle v_1 \rangle, \langle v_2 \rangle, i_{cc})$ ดังสมการที่ (ค.27)

$$\langle i_2 \rangle = f_2(\langle v_1 \rangle, \langle v_2 \rangle, i_{cc}) = \frac{\frac{1}{2} Li_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{m_e}{m_n}\right)^2} \frac{1}{\langle v_2 \rangle} \quad (\text{ค.27})$$

และรบกวนสมการที่ (ค.27) ด้วยวิธี Taylor series expansion โดยละทิ้งพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะได้

$$I_2 + \hat{i}_2 = \left(\begin{array}{l} f_2(V_1, V_2, I_{ce}) + \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} \\ + \hat{i}_{ce} \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, i_{ce})}{\partial i_{ce}} \right|_{i_{ce}=I_{ce}} \end{array} \right) \quad (ค.28)$$

จากสมการที่ (ค.26) และสมการที่ (ค.28) แยกพิจารณาระหว่างค่าดีซีและค่าสัญญาณขนาดเล็กลง จะ
ได้สมการค่าดีซีและค่าสัญญาณขนาดเล็กลงดังสมการที่ (ค.29) และ (ค.30) ตามลำดับ

ค่าดีซี

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, I_{ce})$$

$$I_1 = \frac{\frac{1}{2} LI_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} V_1$$

$$P = I_1 V_1 = \frac{\frac{1}{2} LI_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2}$$

(ค.29a)

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, I_{ce})$$

$$I_2 = \frac{\frac{1}{2} LI_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} V_2$$

$$P = I_2 V_2 = \frac{\frac{1}{2} LI_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2}$$

(ค.29b)

ค่าสัญญาณขนาดเล็กลง

$$\hat{i}_1 = \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, I_{ce})}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{i}_{ce} \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, i_{ce})}{\partial i_{ce}} \right|_{i_{ce}=I_{ce}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{v}_1}{r_1} + g_1 \hat{v}_2 + f_1 \hat{i}_{ce} \quad (\text{ก.30a})$$

โดย

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_1} &= \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_1} \right|_{v_1=v_1} \\ &= \left. \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{m_n}\right)^2} \frac{1}{v_1} \right]}{\partial v_1} \right|_{v_1=v_1} \\ &= \frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s \cdot \left(\frac{1}{v_1} \cdot \frac{-2}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^3} \cdot \frac{-M_e}{M_n^2} \cdot \frac{1}{L} + \frac{1}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \cdot \frac{-1}{v_1^2} \right) \\ &= \frac{\frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \cdot \left(\frac{2}{v_1} \cdot \frac{1}{M_n L} \cdot \frac{M_e}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \cdot \frac{1}{v_1^2} \right) \\ &= P \cdot \left(\frac{2}{v_1} \cdot \frac{1}{\frac{v_1}{L} L} \cdot \frac{M_e}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \cdot \frac{1}{v_1^2} \right) \\ &= P \cdot \left(\frac{2}{v_1^2} \cdot \frac{M_e}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \cdot \frac{1}{v_1^2} \right) \\ &= \frac{P}{v_1^2} \cdot \left(\frac{2 \frac{M_e}{M_n}}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} - 1 \right) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{V_2^2}{R} \cdot \left(\frac{2 \frac{M_e}{M_n} - 1 - \frac{M_e}{M_n}}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \right)$$

$$= \frac{M^2}{R} \cdot \left(\frac{\left(\frac{M_e}{M_n} - 1\right)}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \right)$$

$$= -\frac{M^2}{R} \cdot \left(\frac{\left(1 - \frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \right)$$

$$r_1 = -\frac{R}{M^2} \cdot \left(\frac{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 - \frac{M_e}{M_n}\right)} \right)$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2}$$

$$= \left. \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2} Li_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2 V_1} \right]}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2}$$

$$= 0$$

$$f_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, i_{ce})}{\partial i_{ce}} \right|_{i_{ce}=I_{ce}}$$

$$= \left. \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2} Li_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2 V_1} \right]}{\partial i_{ce}} \right|_{i_{ce}=I_{ce}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \left(\frac{\frac{1}{2} L f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2 V_1} \right) (2 I_{ce}) \\
&= \frac{\frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2 V_1} \frac{1}{I_{ce}} \\
&= \frac{P}{V_1} \frac{2}{I_{ce}} \\
&= \frac{V_1 I_1}{V_1} \frac{2}{I_{ce}} \\
&= 2 \frac{I_1}{I_{ce}} \\
\hat{i}_2 &= \hat{v}_1 \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_1} \right|_{v_1=v_1} + \hat{v}_2 \left. \frac{\partial f_2(V_1, v_2, I_{ce})}{\partial v_2} \right|_{v_2=v_2} + \hat{i}_{ce} \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, i_{ce})}{\partial i_{ce}} \right|_{i_{ce}=I_{ce}} \\
\hat{i}_2 &= g_2 \hat{v}_1 + \frac{\hat{v}_2}{r_2} + f_2 \hat{i}_{ce} \tag{ก.30b}
\end{aligned}$$

โดย

$$\begin{aligned}
g_2 &= \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, I_{ce})}{\partial v_1} \right|_{v_1=v_1} \\
&= \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{m_n}\right)^2 V_2} \right]}{\partial v_1} \\
&= \frac{\frac{1}{2} L I_{ce}^2 f_s}{V_2} \left(\frac{-2}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^3} \cdot \left(-\frac{M_e}{M_n^2}\right) \cdot \frac{1}{L} \right)
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\frac{1}{2}LI_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \left(\frac{-2}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \cdot \left(-\frac{M_e}{M_n^2}\right) \cdot \frac{1}{L} \right)$$

$$= \frac{\frac{1}{2}LI_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \left(\frac{2}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)} \cdot \left(\frac{M_e}{M_n^2}\right) \cdot \frac{1}{L} \right)$$

$$= \frac{P}{V_2} \left(\frac{2}{M_n L} \cdot \left(\frac{M_e}{M_n}\right) \right)$$

$$= \frac{\frac{V_2^2}{R}}{V_2} \left(\frac{2}{\frac{V_1}{L} L} \cdot \left(\frac{M_e}{M_n}\right) \right)$$

$$= \frac{V_2}{R} \left(\frac{2}{V_1} \cdot \left(\frac{M_e}{M_n}\right) \right)$$

$$= \frac{2M}{R} \left(\frac{M_e}{M_n}\right)$$

$$\frac{1}{r_2} = \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, I_{cc})}{\partial V_2} \right|_{V_2=V_2}$$

$$= \left. \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2}LI_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \right]}{\partial V_2} \right|_{V_2=V_2}$$

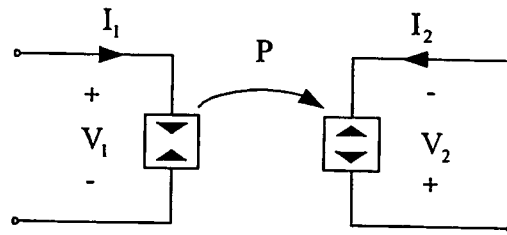
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{1}{2} L i_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \left(-\frac{1}{V_2^2}\right) \\
&= \frac{P}{V_2^2} \\
&= \frac{V_2^2}{V_2^2} \\
&= \frac{R}{V_2^2} \\
&= \frac{1}{R} \\
r_2 &= R
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_2 &= \frac{\partial f_2(V_1, V_2, i_{ce})}{\partial i_{ce}} \Big|_{i_{ce}=I_{ce}} \\
&= \frac{\partial \left[\frac{\frac{1}{2} L i_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \right]}{\partial i_{ce}} \Big|_{i_{ce}=I_{ce}} \\
&= \left(\frac{\frac{1}{2} L f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \right) (2 I_{ce}) \\
&= \frac{\frac{1}{2} L i_{ce}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)^2} \frac{1}{V_2} \frac{2}{I_{ce}} \\
&= \frac{P}{V_2} \frac{2}{I_{ce}} \\
&= \frac{V_2 I_2}{V_2} \frac{2}{I_{ce}} \\
&= 2 \frac{I_2}{I_{ce}}
\end{aligned}$$

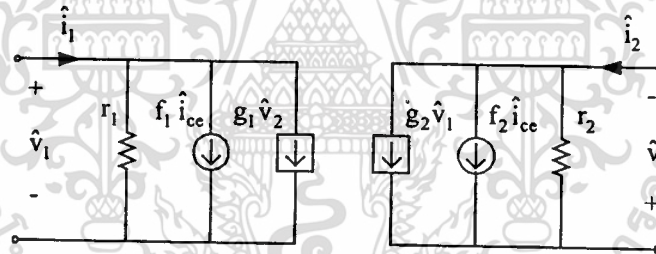
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ค.29a) (ค.29b) (ค.30a) และ (ค.30b) นำมาเขียนเป็นแบบจำลองค่าดีซีและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ ค.6 และ ค.7 ตามลำดับ



รูปที่ ค.6 แบบจำลองค่าดีซีของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

โดย
$$P = \frac{\frac{1}{2} LI_{cc}^2 f_s}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}$$



รูปที่ ค.7 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของสวิตช์ PWM ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

โดย

$$r_1 = -\frac{R}{M^2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 - \frac{M_e}{M_n}\right)}, \quad f_1 = 2 \cdot \frac{I_1}{I_{cc}}, \quad g_1 = 0$$

$$r_2 = R, \quad f_2 = 2 \cdot \frac{I_2}{I_{cc}}, \quad g_2 = \frac{2M}{R} \cdot \frac{\left(\frac{M_e}{M_n}\right)}{\left(1 + \frac{M_e}{M_n}\right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้บริวณโปชนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บуст์คอนเวอเตอร์



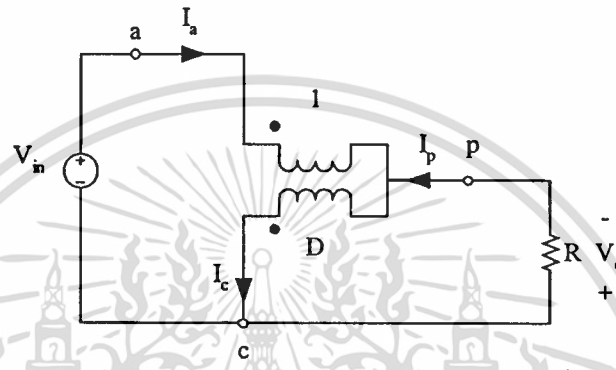
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อนี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์หาค่าดีซีและฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่แสดงไว้ในบทที่ 3

ง.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

ง.1.1 การวิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลองวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

แบบจำลองค่าดีซีของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM แสดงในรูปที่ ง.1



รูปที่ ง.1 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

สมการค่าดีซีของแบบจำลองสวิตช์ PWM แสดงดังสมการที่ (ง.1)

$$\begin{aligned} V_{cp} &= DV_{ap} \\ I_a &= DI_c \end{aligned} \quad (ง.1)$$

พิจารณาจากวงจรในรูปที่ ง.1 จะได้

$$V_{ap} = V_{in} + V_o$$

$$V_{cp} = V_o$$

$$I_p = I_o$$

$$I_c = I_L$$

$$-V_{in} + V_{ap} - V_{cp} = 0$$

$$V_{in} = V_{ap} - V_{cp}$$

$$V_{in} = \frac{V_{cp}}{D} - V_{cp}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = \frac{V_o}{D} - V_o$$

$$V_{in} = \frac{(1-D)}{D} V_o$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)} = \frac{D}{D'}$$

จะได้อัตราขยายคือ

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D'} \quad (ง.2)$$

$$I_a + I_p - I_c = 0$$

$$I_a + I_o - I_c = 0$$

$$I_o = I_c - I_a$$

$$I_o = I_c - D I_c$$

$$I_o = (1-D) I_c$$

$$I_c = \frac{1}{1-D} I_o$$

$$= \frac{1}{1-D} \frac{V_o}{R}$$

$$= \frac{1}{1-D} \frac{1}{R} \left(\frac{D}{1-D} V_{in} \right)$$

$$= \frac{D}{(1-D)^2} \frac{V_{in}}{R}$$

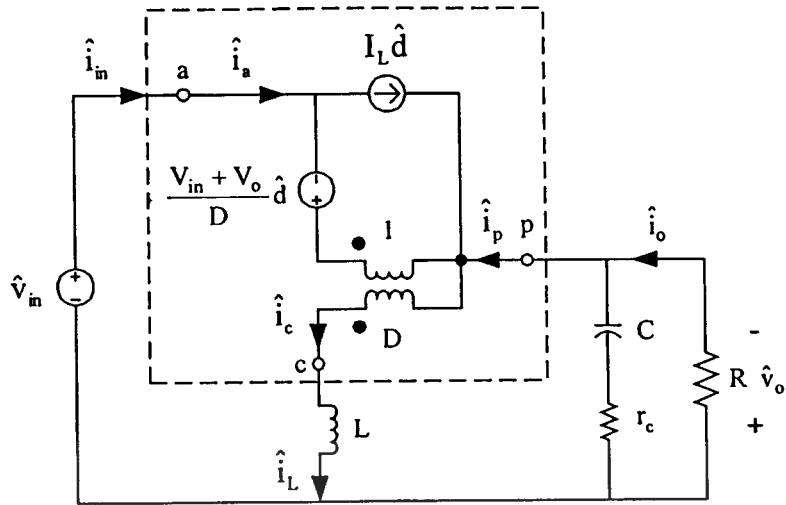
$$I_c = \frac{D}{D'^2} \frac{V_{in}}{R}$$

ง.1.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM แสดงในรูป

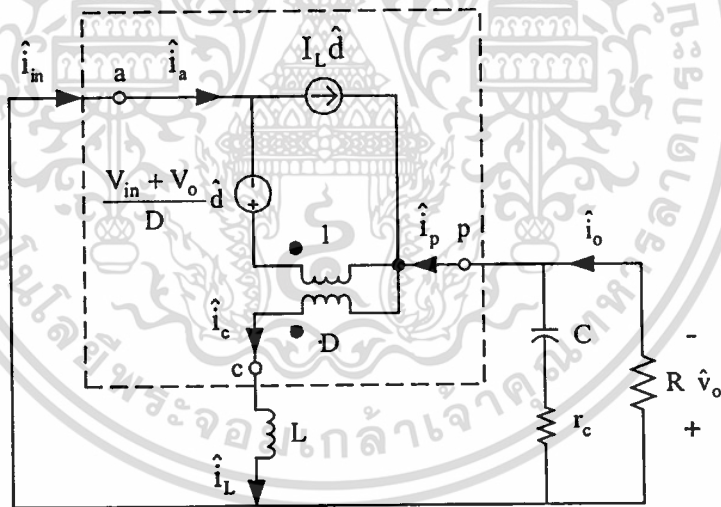
ที่ ง.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.๒ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM

จากรูปที่ ๓.๒ กำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM สำหรับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$ แสดงในรูปที่ ๓.๓



รูปที่ ๓.๓ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กรวมของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM สำหรับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ และ $G_{id}(s)$

สมการค่าสัญญาณขนาดเล็กรวมของแบบจำลองสวิตช์ PWM แสดงดังสมการที่ (๓.๓)

$$\begin{aligned} \hat{v}_{cp} &= D\hat{v}_{ap} + V_{ap}\hat{d} \\ \hat{i}_a &= D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \end{aligned} \tag{๓.๓}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.2.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด

CCM

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

พิจารณาจากวงจรในรูปที่ ง.3 จะได้

$$\hat{v}_{ap} = \hat{v}_o$$

$$\hat{i}_o = \frac{\hat{v}_o}{R // Z_c}$$

$$\hat{i}_c = \hat{i}_L$$

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_o + (V_{in} + V_o)\hat{d}$$

$$\hat{i}_a + \hat{i}_p - \hat{i}_c = 0$$

$$\hat{i}_a + \hat{i}_o - \hat{i}_c = 0$$

$$\hat{i}_o = \hat{i}_c - \hat{i}_a$$

$$\hat{i}_o = \hat{i}_c - (D\hat{i}_c + I_c\hat{d})$$

$$\hat{i}_o = (1-D)\hat{i}_c - I_c\hat{d}$$

$$\hat{i}_c = \frac{\hat{i}_o + I_c\hat{d}}{(1-D)}$$

$$\frac{\hat{v}_o}{R // Z_c} + I_c\hat{d} = \frac{\hat{v}_o}{(1-D)}$$

$$\frac{\hat{v}_o}{R // Z_c} + I_c\hat{d} = \frac{\hat{v}_o}{D'}$$

$$\hat{v}_L = \hat{i}_L Z_L$$

$$= \hat{i}_c Z_L$$

$$= \left(\frac{\hat{v}_o}{R // Z_c} + I_c\hat{d} \right) Z_L$$

$$= \left(\frac{\hat{v}_o + I_c\hat{d} \cdot R // Z_c}{D' \cdot R // Z_c} \right) Z_L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
& -\hat{v}_L + \hat{v}_{cp} - \hat{v}_o = 0 \\
& -\left(\frac{\hat{v}_o + I_c \hat{d} \cdot R // Z_c}{D' R // Z_c}\right) Z_L + (D \hat{v}_o + (V_{in} + V_o) \hat{d}) - \hat{v}_o = 0 \\
& -\frac{Z_L}{D' R // Z_c} \hat{v}_o - \frac{I_c Z_L}{D'} \hat{d} + D \hat{v}_o + V_{in} \hat{d} + V_o \hat{d} - \hat{v}_o = 0 \\
& -\frac{Z_L}{D' R // Z_c} \hat{v}_o + D \hat{v}_o - \hat{v}_o = \frac{I_c Z_L}{D'} \hat{d} - V_{in} \hat{d} - V_o \hat{d} \\
& \left(-\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D - 1\right) \hat{v}_o = \left(\frac{I_c Z_L}{D'} - V_{in} - V_o\right) \hat{d} \\
& \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\left(\frac{I_c Z_L}{D'} - V_{in} - V_o\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} - D + 1\right)} \\
& \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\left(\frac{I_c Z_L}{D'} - V_{in} - V_o\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)} \\
& \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\left(\frac{I_c Z_L}{D'} - V_{in} - V_o\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)} \\
& = \frac{\left(\frac{D}{D'^2} \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{Z_L}{D'} - V_{in} - \frac{D}{D'} V_{in}\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)} \\
& = \frac{\left(\frac{D}{D'^2} \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{Z_L}{D'} - \left(1 + \frac{D}{D'}\right) V_{in}\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)} \\
& = \frac{\left(\frac{D}{D'^2} \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{Z_L}{D'} - \frac{1}{D'} V_{in}\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)} \\
& = \frac{\frac{1}{D'} V_{in} \left(\frac{D}{D'} \frac{Z_L}{R} - 1\right)}{\left(\frac{Z_L}{D' R // Z_c} + D'\right)}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{V_{in}}{D'} \left(\frac{D}{D'} \frac{Z_L}{R} - 1 \right)}{\left(\frac{Z_L + D'^2 \cdot R // Z_c}{D' \cdot R // Z_c} \right)} \\
&= \frac{V_{in} \left(\frac{D}{D'} \frac{Z_L}{R} - 1 \right) (R // Z_c)}{Z_L + D'^2 \cdot R // Z_c} \\
&= \frac{V_{in} \left(1 - \frac{D}{D'} \frac{Z_L}{R} \right) (R // Z_c)}{Z_L + D'^2 \cdot R // Z_c} \\
&= \frac{V_{in} \left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)}{Ls + \left(\frac{D'^2 R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)} \\
&= \frac{V_{in} \left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)}{\left(1+(r_c C+RC)s \right) Ls + D'^2 R(1+r_c Cs)} \\
&= \frac{V_{in} R \left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) (1+r_c Cs)}{D'^2 R + (L + D'^2 r_c RC)s + (r_c LC + RLC)s^2} \\
&= \frac{V_{in}}{D'^2} \frac{\left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) (1+r_c Cs)}{1 + \left(\frac{L + D'^2 r_c RC}{D'^2 R} \right) s + \left(\frac{r_c LC + RLC}{D'^2 R} \right) s^2} \\
&= \frac{V_{in}}{D'^2} \frac{\left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) (1+r_c Cs)}{1 + \left(\frac{L}{D'^2 R} + r_c C \right) s + \left(\frac{(r_c + R)LC}{D'^2 R} \right) s^2}
\end{aligned}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM มีค่าดังสมการที่ (ง.4)

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{in}}{D'^2} \frac{\left(1 - \frac{DL}{D'^2 R} s \right) (1+r_c Cs)}{1 + \left(\frac{L}{D'^2 R} + r_c C \right) s + \left(\frac{(r_c + R)LC}{D'^2 R} \right) s^2} \quad (ง.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.2.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{id}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด

CCM

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

พิจารณาจากวงจรในรูปที่ ง.3 จะได้

$$\begin{aligned} -\hat{v}_L + \hat{v}_{cp} - \hat{v}_o &= 0 \\ -\hat{i}_L Z_L + (D\hat{v}_o + (V_{in} + V_o)\hat{d}) - \hat{v}_o &= 0 \\ -\hat{i}_L Z_L + (V_{in} + V_o)\hat{d} - (1-D)\hat{v}_o &= 0 \\ -\hat{i}_L Z_L + (V_{in} + V_o)\hat{d} + D'[D'R // Z_c \cdot \hat{i}_L - I_c R // Z_c \cdot \hat{d}] &= 0 \\ -\hat{i}_L Z_L + (V_{in} + V_o)\hat{d} + D^2 R // Z_c \cdot \hat{i}_L - D'I_c R // Z_c \cdot \hat{d} &= 0 \\ \hat{i}_L Z_L + D^2 R // Z_c \cdot \hat{i}_L &= (V_{in} + V_o)\hat{d} + D'I_c R // Z_c \cdot \hat{d} \\ (Z_L + D^2 R // Z_c) \cdot \hat{i}_L &= ((V_{in} + V_o) + D'I_c R // Z_c) \cdot \hat{d} \\ \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} &= \frac{(V_{in} + V_o) + D'I_c R // Z_c}{(Z_L + D^2 R // Z_c)} \\ &= \frac{(V_{in} + V_o) + D' \left(\frac{1}{D' R} \right) R // Z_c}{Z_L + D^2 R // Z_c} \\ &= \frac{(V_{in} + V_o) + \frac{V_o}{R} R // Z_c}{Z_L + D^2 R // Z_c} \\ &= \frac{(V_{in} - V_o) + \frac{V_o}{R} \frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s}}{Ls + \left(\frac{D^2 R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)} \\ &= \frac{(V_{in} + V_o) + V_o \frac{(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s}}{(1+(r_c C+RC)s)Ls + D^2 R(1+r_c Cs)} \\ &= \frac{(V_{in} + V_o)(1+(r_c C+RC)s) + V_o(1+r_c Cs)}{D^2 R + (L+D^2 r_c RC)s + (r_c LC+RLC)s^2} \end{aligned}$$

เมื่อ $R \gg r_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{(V_{in} + V_o)(1 + RCs) + V_o}{D'^2 R + (L + D'^2 r_c RC)s + (r_c LC + RLC)s^2} \\
&= \frac{(V_{in} + V_o) + (V_{in} + V_o)RCs + V_o}{D'^2 R + (L + D'^2 r_c RC)s + (r_c LC + RLC)s^2} \\
&= \frac{(V_{in} + 2V_o) + (V_{in} + V_o)RCs}{D'^2 R + (L + D'^2 r_c RC)s + (r_c LC + RLC)s^2} \\
&= \frac{(V_{in} + 2V_o)(1 + RCs)}{D'^2 R + (L + D'^2 r_c RC)s + (r_c LC + RLC)s^2} \\
&= \frac{V_{in} + 2V_o}{D'^2 R} \frac{(1 + RCs)}{1 + \left(\frac{L + D'^2 r_c RC}{D'^2 R}\right)s + \left(\frac{r_c LC + RLC}{D'^2 R}\right)s^2} \\
&= \frac{V_{in} + \frac{2D}{D'} V_{in}}{D'^2 R} \frac{(1 + RCs)}{1 + \left(\frac{L + D'^2 r_c RC}{D'^2 R}\right)s + \left(\frac{r_c LC + RLC}{D'^2 R}\right)s^2} \\
&= \left(1 + \frac{2D}{D'}\right) \frac{V_{in}}{D'^2 R} \frac{(1 + RCs)}{1 + \left(\frac{L + D'^2 r_c RC}{D'^2 R}\right)s + \left(\frac{r_c LC + RLC}{D'^2 R}\right)s^2} \\
&= \left(1 + \frac{2D}{D'}\right) \frac{V_{in}}{D'^2 R} \frac{(1 + RCs)}{1 + \left(\frac{L}{D'^2 R} + r_c C\right)s + \left(\frac{(r_c + R)LC}{D'^2 R}\right)s^2}
\end{aligned}$$

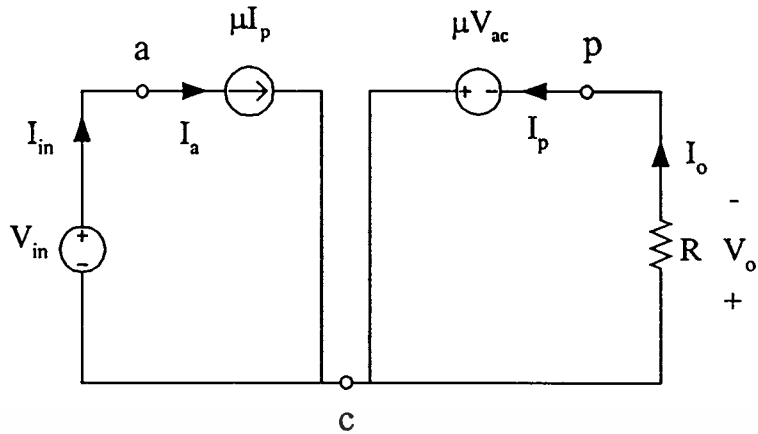
จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{id}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด CCM มีค่าดังสมการที่ (ง.5)

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \left(1 + \frac{2D}{D'}\right) \frac{V_{in}}{D'^2 R} \frac{(1 + RCs)}{1 + \left(\frac{L}{D'^2 R} + r_c C\right)s + \left(\frac{(r_c + R)LC}{D'^2 R}\right)s^2} \quad (ง.5)$$

ง.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

ง.2.1 การวิเคราะห์หาค่าดีซีของแบบจำลองวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

แบบจำลองค่าดีซีของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM แสดงในรูปที่ ง.4



รูปที่ ๓.๔ แบบจำลองค่าเฉลี่ยของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

สมการค่าเฉลี่ยของแบบจำลองสวิตช์ PWM แสดงดังสมการที่ (๓.๖)

$$\begin{aligned}
 I_a &= \mu I_p \\
 V_{cp} &= \mu V_{ac}
 \end{aligned}
 \tag{๓.6}$$

โดย $\mu = \frac{D^2 V_{ac}}{2Lf_s I_p} = \frac{D^2 V_{cp}}{2Lf_s I_a}$

พิจารณาจากวงจรในรูปที่ ๓.๔ จะได้

$$\begin{aligned}
 V_{ac} &= V_{in} \\
 V_{cp} &= V_o \\
 I_a &= I_{in} \\
 I_p &= I_o
 \end{aligned}$$

แทนค่า V_{ac} และ V_{cp} ลงในสมการที่ (๓.๖) จะได้

$$\begin{aligned}
 \mu V_{in} &= V_o \\
 \mu &= \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o}
 \end{aligned}$$

จะได้อัตราขยายเฉลี่ย

$$M = \mu = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o}
 \tag{๓.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{D^2 V_{cp}}{2Lf_s I_a} = \frac{D^2 V_o}{2Lf_s I_{in}} \\ &= \frac{D^2 I_o R}{2Lf_s I_{in}} = \frac{D^2 R}{2Lf_s M} \\ &= \frac{D^2}{KM} \end{aligned} \quad \text{โดยที่ } K = \frac{2Lf_s}{R}$$

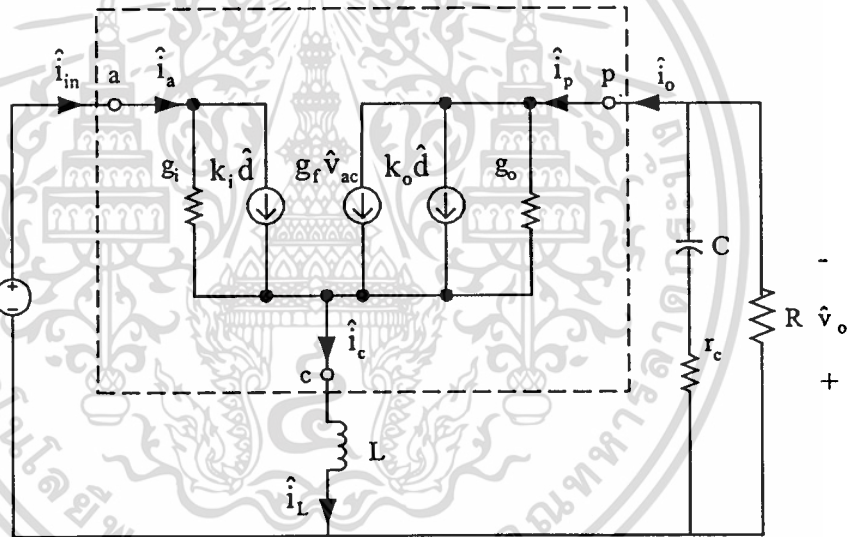
แทนค่า $\mu = M$ จะได้

$$M = \frac{D}{\sqrt{K}} \tag{ง.8}$$

ง.2.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

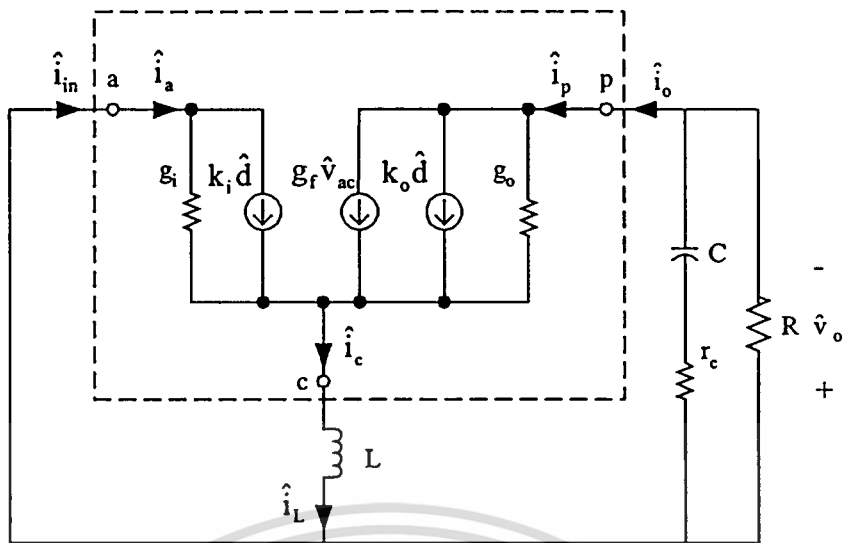
แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM แสดงในรูป

ที่ ง.5



รูปที่ ง.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM

จากรูปที่ ง.5 กำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM สำหรับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ ในรูปที่ ง.6



รูปที่ ๓.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM สำหรับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$

โดย

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} = \frac{I_{in}}{V_{in}} = \frac{I_o M}{V_o / M} = \frac{M^2}{R}$$

$$k_i = \frac{2I_a}{D} = \frac{2I_{in}}{D} = \frac{2I_o M}{D} = \frac{2M V_o}{D R}$$

$$g_f = \frac{2I_p}{V_{ac}} = \frac{2I_o}{V_{in}} = \frac{2I_o}{V_o / M} = \frac{2M}{R}$$

$$k_o = \frac{2I_p}{D} = \frac{2I_o}{D} = \frac{2 V_o}{D R}$$

$$g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} = \frac{I_o}{V_o} = \frac{1}{R}$$

๓.2.2.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด

DCM

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{in}=0}$$

พิจารณาจากวงจรในรูปที่ ๓.6 จะได้

$$\hat{v}_a = 0$$

$$\hat{v}_p = -\hat{v}_o$$

พิจารณาที่จุด c จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
g_i \hat{v}_{ac} + k_i \hat{d} + g_f \hat{v}_{ac} + k_o \hat{d} - g_o \hat{v}_{cp} - \frac{\hat{v}_c}{Z_L} &= 0 \\
g_i (\hat{v}_a - \hat{v}_c) + k_i \hat{d} + g_f (\hat{v}_a - \hat{v}_c) + k_o \hat{d} - g_o (\hat{v}_c - \hat{v}_p) - \frac{\hat{v}_c}{Z_L} &= 0 \\
g_i (0 - \hat{v}_c) + k_i \hat{d} + g_f (0 - \hat{v}_c) + k_o \hat{d} - g_o (\hat{v}_c + \hat{v}_o) - \frac{\hat{v}_c}{Z_L} &= 0 \\
-g_i \hat{v}_c - g_f \hat{v}_c - g_o \hat{v}_c - \frac{\hat{v}_c}{Z_L} + k_i \hat{d} + k_o \hat{d} - g_o \hat{v}_o &= 0 \\
\left(-g_i - g_f - g_o - \frac{1}{Z_L} \right) \hat{v}_c + (k_i + k_o) \hat{d} - g_o \hat{v}_o &= 0 \\
\hat{v}_c &= \frac{(k_i + k_o) \hat{d} - g_o \hat{v}_o}{\left(g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L} \right)} \quad (9.9)
\end{aligned}$$

พิจารณาที่จุด p จะได้

$$\begin{aligned}
-g_f \hat{v}_{ac} - k_o \hat{d} + g_o \hat{v}_{cp} - \frac{\hat{v}_p}{R // Z_c} &= 0 \\
-g_f (\hat{v}_a - \hat{v}_c) - k_o \hat{d} + g_o (\hat{v}_c - \hat{v}_p) - \frac{\hat{v}_p}{R // Z_c} &= 0 \\
-g_f (0 - \hat{v}_c) - k_o \hat{d} + g_o (\hat{v}_c + \hat{v}_o) + \frac{\hat{v}_o}{R // Z_c} &= 0 \\
g_f \hat{v}_c + g_o \hat{v}_c - k_o \hat{d} + g_o \hat{v}_o + \frac{\hat{v}_o}{R // Z_c} &= 0 \\
(g_f + g_o) \hat{v}_c - k_o \hat{d} + \left(g_o + \frac{1}{R // Z_c} \right) \hat{v}_o &= 0 \\
\hat{v}_c &= \frac{k_o \hat{d} - \left(g_o + \frac{1}{R // Z_c} \right) \hat{v}_o}{(g_f + g_o)} \quad (10)
\end{aligned}$$

นำสมการที่ (9.9) มาเท่ากับสมการที่ (10) จะได้

$$\begin{aligned}
\frac{(k_i + k_o) \hat{d} - g_o \hat{v}_o}{\left(g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L} \right)} &= \frac{k_o \hat{d} - \left(g_o + \frac{1}{R // Z_c} \right) \hat{v}_o}{(g_f + g_o)} \\
(g_f + g_o) \left[(k_i + k_o) \hat{d} - g_o \hat{v}_o \right] &= \left(g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L} \right) \left[k_o \hat{d} - \left(g_o + \frac{1}{R // Z_c} \right) \hat{v}_o \right] \quad (11)
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (11) กำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} a &= g_f + g_o, & b &= k_i + k_o, & c &= g_o \\ d &= g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L}, & e &= k_o, & f &= g_o + \frac{1}{R // Z_c} \end{aligned}$$

จะได้

$$\begin{aligned} a(b\hat{d} - c\hat{v}_o) &= d(e\hat{d} - f\hat{v}_o) \\ ab \cdot \hat{d} - ac \cdot \hat{v}_o &= de \cdot \hat{d} - df \cdot \hat{v}_o \\ ab \cdot \hat{d} - de \cdot \hat{d} &= ac \cdot \hat{v}_o - df \cdot \hat{v}_o \\ (ab - de) \cdot \hat{d} &= (ac - df) \cdot \hat{v}_o \\ \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} &= \frac{(ab - de)}{(ac - df)} \end{aligned} \tag{ง.12}$$

ทำการหาค่า ab , de , ac และ df จะได้

$$\begin{aligned} ab &= (g_f + g_o)(k_i + k_o) \\ &= g_f k_i + g_f k_o + g_o k_i + g_o k_o \\ &= \frac{2M}{R} \cdot \frac{2MV_o}{DR} + \frac{2M}{R} \cdot \frac{2V_o}{DR} + \frac{1}{R} \cdot \frac{2MV_o}{DR} + \frac{1}{R} \cdot \frac{2MV_o}{DR} \\ &= \frac{4M^2 V_o}{DR^2} + \frac{4MV_o}{DR^2} + \frac{2MV_o}{DR^2} + \frac{2V_o}{DR^2} \\ &= \frac{4M^2 V_o}{DR^2} + \frac{4MV_o}{DR^2} + \frac{2MV_o}{DR^2} + \frac{2V_o}{DR^2} \\ &= \frac{4M^2 V_o + 6MV_o + 2V_o}{DR^2} \\ &= \frac{2V_o}{DR^2} (2M^2 + 3M + 1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} de &= (g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L})(k_o) \\ &= \left(\frac{M^2}{R} + \frac{2M}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{Z_L} \right) \left(\frac{2V_o}{DR} \right) \\ &= \left(\frac{M^2 + 2M + 1}{R} + \frac{1}{Z_L} \right) \left(\frac{2V_o}{DR} \right) \\ &= \left(\frac{(M+1)^2}{R} + \frac{1}{Z_L} \right) \left(\frac{2V_o}{DR} \right) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{(M+1)^2}{R} \frac{2V_o}{DR} + \frac{1}{Z_L} \frac{2V_o}{DR} \\
 &= \frac{2V_o(M+1)^2}{DR^2} + \frac{2V_o}{DRZ_L}
 \end{aligned}$$

$$ac = (g_f + g_o)g_o$$

$$\begin{aligned}
 &= g_f g_o + g_o g_o \\
 &= \frac{2M}{R} \frac{1}{R} + \frac{1}{R} \frac{1}{R} \\
 &= \frac{2M+1}{R^2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 df &= \left(g_i + g_f + g_o + \frac{1}{Z_L} \right) \left(g_o + \frac{1}{R // Z_c} \right) \\
 &= \left(\frac{M^2}{R} + \frac{2M}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{Z_L} \right) \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R // Z_c} \right) \\
 &= \left(\frac{(M+1)^2}{R} + \frac{1}{Z_L} \right) \left(\frac{R+R // Z_c}{R(R // Z_c)} \right) \\
 &= \frac{(M+1)^2(R+R // Z_c)}{R^2(R // Z_c)} + \frac{R+R // Z_c}{Z_L R(R // Z_c)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 ab - de &= \left[\frac{2V_o}{DR^2} (2M^2 + 3M + 1) \right] - \left[\frac{2V_o(M+1)^2}{DR^2} + \frac{2V_o}{DRZ_L} \right] \\
 &= \frac{2V_o}{DR^2} (2M^2 + 3M + 1) - \frac{2V_o}{DR^2} (M+1)^2 - \frac{2V_o}{DRZ_L} \\
 &= \frac{2V_o}{DR^2} (2M^2 + 3M + 1 - M^2 - 2M - 1) - \frac{2V_o}{DRZ_L} \\
 &= \frac{2V_o}{DR^2} (M^2 + M) - \frac{2V_o}{DRZ_L} \\
 &= \frac{2MV_o}{DR^2} (M+1) - \frac{2V_o}{DRZ_L} \\
 &= \frac{2V_o Z_L M(M+1) - 2V_o R}{DR^2 Z_L}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 ac - df &= \frac{2M+1}{R^2} - \left[\frac{(M+1)^2(R+R // Z_c)}{R^2(R // Z_c)} + \frac{R+R // Z_c}{Z_L R(R // Z_c)} \right] \\
 &= \frac{2M+1}{R^2} - \frac{(M+1)^2(R+R // Z_c)}{R^2(R // Z_c)} - \frac{R+R // Z_c}{Z_L R(R // Z_c)} \\
 &= \frac{(2M+1)(R // Z_c)Z_L - (M+1)^2(R+R // Z_c)Z_L - R(R+R // Z_c)}{R^2 Z_L (R // Z_c)}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า ab-de และ ac-df ลงในสมการที่ (ง.12) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} &= \frac{2V_o Z_L M(M+1) - 2V_o R}{DR^2 Z_L} \\
 &= \frac{(2M+1)(R // Z_c) Z_L - (M+1)^2 (R + R // Z_c) Z_L - R(R + R // Z_c)}{R^2 Z_L (R // Z_c)} \\
 &= \frac{1}{D} \cdot \frac{(2V_o Z_L M(M+1) - 2V_o R)(R // Z_c)}{(2M+1)(R // Z_c) Z_L - (M+1)^2 (R + R // Z_c) Z_L - R(R + R // Z_c)} \\
 &= \frac{\frac{1}{D} (2V_o M(M+1)L_s - 2V_o R) \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)}{(2M+1) \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right) L_s - (M+1)^2 \left(R + \frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right) L_s - R \left(R + \frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)} \\
 &= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L_s}{R} \right) \left(\frac{(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)}{(2M+1) \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right) L_s - (M+1)^2 \left(R + \frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right) L_s - R \left(R + \frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)} \\
 \text{เมื่อ } R \gg r_c & \\
 &= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L_s}{R} \right) \left(\frac{(1+r_c Cs)}{1+RCs} \right)}{(2M+1) \left(\frac{R}{1+RCs} \right) L_s - (M+1)^2 \left(R + \frac{R}{1+RCs} \right) L_s - R \left(R + \frac{R}{1+RCs} \right)} \\
 &= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L_s}{R} \right) \left(\frac{(1+r_c Cs)}{1+RCs} \right)}{(2M+1)RL_s - (M+1)^2 RL_s(1+RCs) - (M+1)^2 RL_s - R^2(1+RCs) - R^2} \\
 &= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L_s}{R} \right) (1+r_c Cs)}{(2M+1)RL_s - (M+1)^2 RL_s(1+RCs) - (M+1)^2 RL_s - R^2(1+RCs) - R^2} \\
 &= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L_s}{R} \right) (1+r_c Cs)}{-(M+1)^2 R^2 LCs^2 - [(2M+1) + 2(M+1)^2 RL + R^3 C] - 2R^2}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{-\frac{2V_o R^2}{D} \left(1 - \frac{M(M+1)L}{R} s\right) (1 + r_c C_s)}{-2R^2 \left[\frac{(M+1)^2 LC}{2} s^2 + \left(\frac{(M+1)L}{R} + \frac{RC}{2} \right) s + 1 \right]} \\
&= \frac{V_o}{D} \cdot \frac{\left(1 - \frac{M(M+1)L}{R} s\right) (1 + r_c C_s)}{\frac{(M+1)^2 LC}{2} s^2 + \left(\frac{(M+1)L}{R} + \frac{RC}{2} \right) s + 1} \\
&= \frac{V_{in}}{\sqrt{K}} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L}{R} M(M+1)s\right) (1 + r_c C_s)}{\left(1 + \frac{RC}{2}s\right) \left(1 + \frac{L}{R} (M+1)^2 s\right)}
\end{aligned}$$

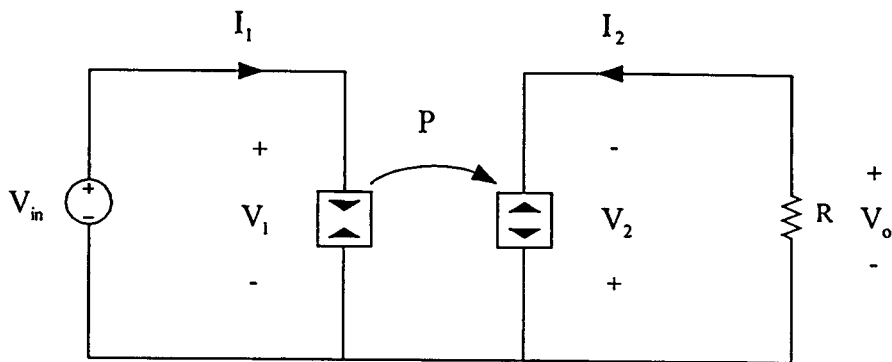
จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vd}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ในโหมด DCM มีค่าดังสมการที่ (ง.13)

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{K}} \cdot \frac{\left(1 - \frac{L}{R} M(M+1)s\right) (1 + r_c C_s)}{\left(1 + \frac{RC}{2}s\right) \left(1 + \frac{L}{R} (M+1)^2 s\right)} \quad (ง.13)$$

ง.3 การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

ง.3.1 การหาค่าดีซีของแบบจำลองวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

แบบจำลองค่าดีซีของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson แสดงดังรูปที่ ง.7



รูปที่ ง.7 แบบจำลองค่าดีซีของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

สมการค่าดีซีของแบบจำลองแสดงดังสมการที่ (ง.14)

$$P = \frac{1}{2} LI_{ce}^2 f_s \quad (ง.14)$$

พิจารณาจากวงจรรูปที่ ง.7 จะได้

$$P = \frac{V_o^2}{R}$$

$$I_2 = -I_o$$

$$I_1 = -\frac{1}{V_{in}} \frac{V_o^2}{R}$$

แทนค่า $P = \frac{V_o^2}{R}$ ลงในสมการที่ (ง.14) จะได้

$$\frac{V_o^2}{R} = \frac{1}{2} LI_{ce}^2 f$$

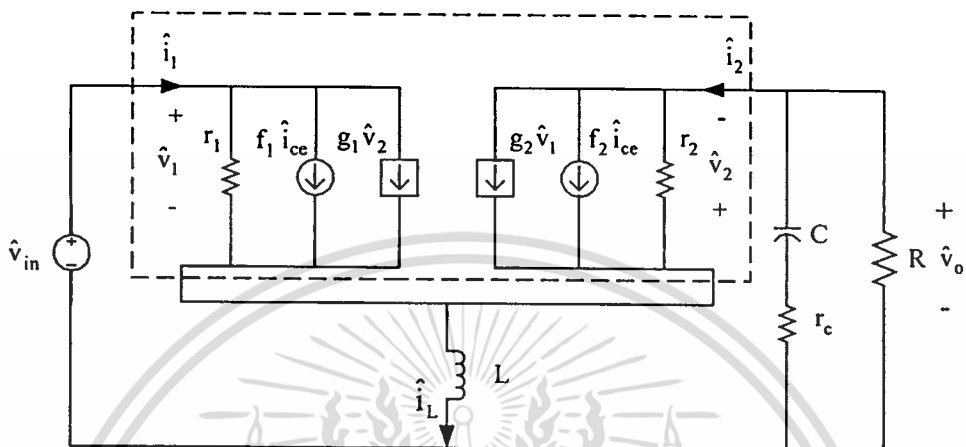
$$I_{ce}^2 = \frac{2V_o^2}{RLfs}$$

$$I_{ce} = V_o \sqrt{\frac{2}{RLfs}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

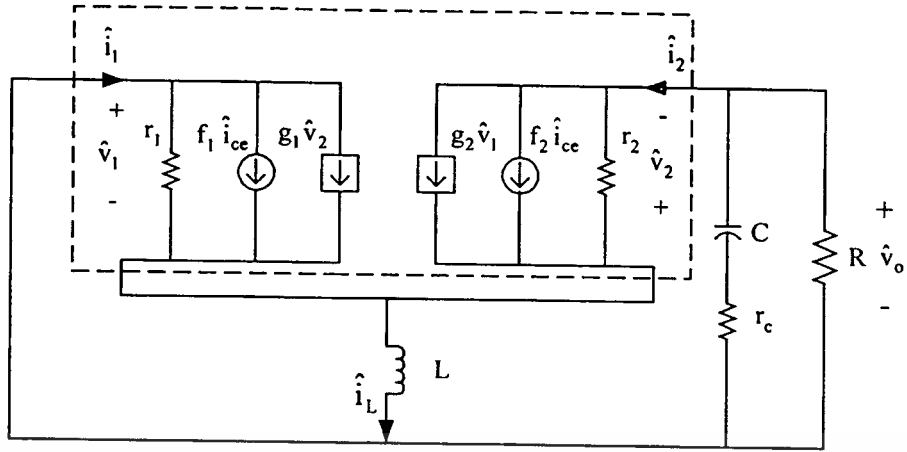
ง.3.2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson แสดงดังรูปที่ ง.8



รูปที่ ง.8 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

จากรูปที่ ง.8 กำหนดให้ $\hat{v}_{in} = 0$ จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson สำหรับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ แสดงในรูปที่ ง.9



รูปที่ ๙.๙ แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร buck-boost คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson สำหรับการวิเคราะห์หาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$

หาค่า $r_1, r_2, f_1, f_2, g_1, g_2$ ในแบบจำลองรูปที่ ๙.๙ เมื่อไม่มีการใช้ Compensation ramp $M_c=0$ จะได้

$$r_1 = -\frac{R}{M^2}$$

$$f_1 = 2 \frac{I_1}{I_{cc}} = 2 \left(-\frac{1}{V_{in}} \cdot \frac{V_o^2}{R} \right) \left(\frac{1}{V_o \sqrt{\frac{2}{RLf_s}}} \right) = -2 \frac{M}{R} \sqrt{\frac{RLf_s}{2}} = -M \sqrt{\frac{2Lf_s}{R}} = -M\sqrt{K}$$

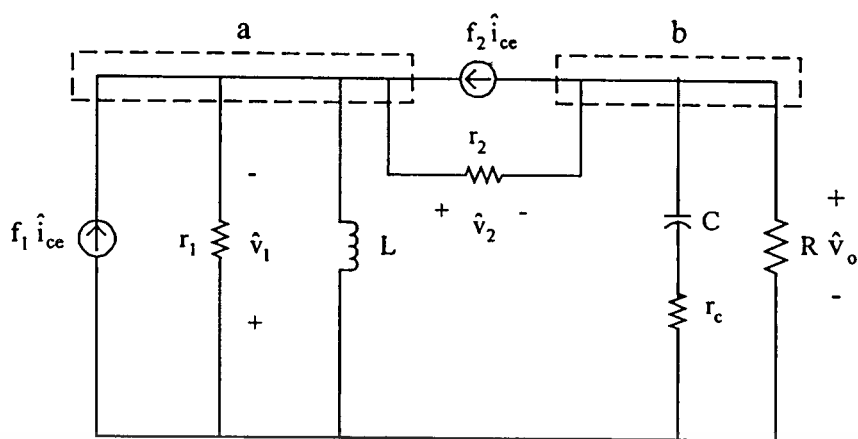
$$g_1 = 0$$

$$r_2 = R$$

$$f_2 = 2 \frac{I_2}{I_{cc}} = 2 \left(-\frac{V_o}{R} \right) \left(\frac{1}{V_o \sqrt{\frac{2}{RLf_s}}} \right) = -\frac{2}{R} \sqrt{\frac{RLf_s}{2}} = -\sqrt{\frac{2Lf_s}{R}} = -\sqrt{K}$$

$$g_2 = 0$$

ทำการแทนค่า g_1, g_2 ลงในแบบจำลองรูปที่ ๙.๙ จะได้แบบจำลองในรูปที่ ๙.๑๐



รูปที่ ง.10 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

กำหนดให้ $Z_1 = r_1 // Z_L$, $Z_2 = R // Z_c$

พิจารณาในรูปที่ ง.10 จะได้

$$\hat{v}_b = \hat{v}_o$$

พิจารณาที่จุด a จะได้

$$\begin{aligned} -f_1 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_a}{Z_1} - f_2 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_a - \hat{v}_b}{r_2} &= 0 \\ -f_1 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_a}{Z_1} - f_2 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_a - \hat{v}_o}{r_2} &= 0 \\ -(f_1 + f_2) \hat{i}_{ce} + \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_2} \right) \hat{v}_a - \frac{1}{r_2} \hat{v}_o &= 0 \\ \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_2} \right) \hat{v}_a &= (f_1 + f_2) \hat{i}_{ce} + \frac{1}{r_2} \hat{v}_o \\ \hat{v}_a &= \frac{(f_1 + f_2) \hat{i}_{ce} + \frac{1}{r_2} \hat{v}_o}{\left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_2} \right)} \end{aligned} \quad (ง.15)$$

พิจารณาที่จุด b จะได้

$$\begin{aligned} f_2 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_b - \hat{v}_a}{r_2} + \frac{\hat{v}_b}{Z_2} &= 0 \\ f_2 \hat{i}_{ce} + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_a}{r_2} + \frac{\hat{v}_o}{Z_2} &= 0 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 f_2 \hat{i}_{ce} - \frac{1}{r_2} \hat{v}_a + \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2} \right) \hat{v}_o &= 0 \\
 \frac{1}{r_2} \hat{v}_a &= f_2 \hat{i}_{ce} + \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2} \right) \hat{v}_o \\
 \hat{v}_a &= \frac{f_2 \hat{i}_{ce} + \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2} \right) \hat{v}_o}{\frac{1}{r_2}}
 \end{aligned} \tag{ง.16}$$

นำสมการที่ (ง.15) มาเท่ากับสมการที่ (ง.16) จะได้

$$\frac{1}{\left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_2} \right)} \left[(f_1 + f_2) \hat{i}_{ce} + \frac{1}{r_2} \hat{v}_o \right] = r_2 \left[f_2 \hat{i}_{ce} + \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2} \right) \hat{v}_o \right] \tag{ง.17}$$

จากสมการที่ (ง.17) กำหนดให้

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_2}}, & b &= f_1 + f_2, & c &= \frac{1}{r_2} \\
 d &= r_2, & e &= f_2, & f &= \frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2}
 \end{aligned}$$

จะได้

$$\begin{aligned}
 a(b\hat{i}_{ce} + c\hat{v}_o) &= d(e\hat{i}_{ce} + f\hat{v}_o) \\
 ab \cdot \hat{i}_{ce} + ac \cdot \hat{v}_o &= de \cdot \hat{i}_{ce} + df \cdot \hat{v}_o \\
 ab \cdot \hat{i}_{ce} - de \cdot \hat{i}_{ce} &= df \cdot \hat{v}_o - ac \cdot \hat{v}_o \\
 (ab - de) \cdot \hat{i}_{ce} &= (df - ac) \cdot \hat{v}_o \\
 \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{ce}} &= \frac{(ab - de)}{(df - ac)}
 \end{aligned} \tag{ง.18}$$

ทำการหาค่า ab , de , df และ ac จะได้

$$ab = \left(\frac{1}{\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_1}} \right) \cdot (f_1 + f_2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot (f_1 + f_2)$$

$$de = r_2 \cdot f_2$$

$$df = r_2 \cdot \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_2} \right)$$

$$= r_2 \cdot \left(\frac{r_2 + Z_2}{r_2 Z_2} \right)$$

$$= \frac{r_2 + Z_2}{Z_2}$$

$$ac = \left(\frac{1}{\frac{1}{r_2} + \frac{1}{Z_1}} \right) \cdot \frac{1}{r_2}$$

$$= \left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot \frac{1}{r_2}$$

$$= \frac{Z_1}{r_2 + Z_1}$$

$$ab - de = \left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot (f_1 + f_2) - r_2 f_2$$

$$df - ac = \frac{r_2 + Z_2}{Z_2} - \frac{Z_1}{r_2 + Z_1}$$

แทนค่า ab-de และ df-ac ในสมการที่ (ง.18) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{ce}} &= \frac{\left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot (f_1 + f_2) - r_2 f_2}{\frac{r_2 + Z_2}{Z_2} - \frac{Z_1}{r_2 + Z_1}} \\ &= \frac{\left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot (f_1 + f_2) - r_2 f_2}{\frac{(r_2 + Z_2)(r_2 + Z_1) - Z_1 Z_2}{Z_2 (r_2 + Z_1)}} \\ &= \frac{Z_2 \left[\left(\frac{r_2 Z_1}{r_2 + Z_1} \right) \cdot (f_1 + f_2) - r_2 f_2 \right]}{(r_2 + Z_2)(r_2 + Z_1) - Z_1 Z_2} \\ &= \frac{Z_2 (r_2 Z_1 f_1 + r_2 Z_1 f_2 - r_2^2 f_2 - r_2 Z_1 f_2)}{r_2^2 + r_2 Z_1 + r_2 Z_2 + Z_1 Z_2 - Z_1 Z_2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{r_2 Z_2 (Z_1 f_1 - r_2 f_2)}{r_2 (r_2 + Z_1 + Z_2)} \\
 &= \frac{Z_2 (Z_1 f_1 - r_2 f_2)}{(r_2 + Z_1 + Z_2)} \tag{ง.19}
 \end{aligned}$$

แทนค่า Z_1, Z_2 ลงในสมการที่ (ง.19) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{ce}} &= \frac{(R // Z_c) \left[(r_1 // Z_L) f_1 - r_2 f_2 \right]}{r_2 + (r_1 // Z_L) + (R // Z_c)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right) \left[\left(\frac{r_1 Ls}{r_1 + Ls} \right) f_1 - r_2 f_2 \right]}{r_2 + \left(\frac{r_1 Ls}{r_1 + Ls} \right) + \left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+(r_c C+RC)s} \right)} \\
 \text{เมื่อ } R \gg r_c & \\
 &= \frac{\left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+RCs} \right) \left[\left(\frac{r_1 Ls}{r_1 + Ls} \right) f_1 - r_2 f_2 \right]}{r_2 + \left(\frac{r_1 Ls}{r_1 + Ls} \right) + \left(\frac{R}{1+RCs} \right)} \\
 &= \frac{\left(\frac{R(1+r_c Cs)}{1+RCs} \right) \left[\frac{(r_1 Ls)(f_1) - r_2 f_2 (r_1 + Ls)}{(r_1 + Ls)} \right]}{r_2 (r_1 + Ls)(1+RCs) + (r_1 Ls)(1+RCs) + (R)(r_1 + Ls)} \\
 &= \frac{R(1+r_c Cs) \left[(r_1 f_1 Ls) - r_2 f_2 (r_1 + Ls) \right]}{r_2 (r_1 + Ls)(1+RCs) + (r_1 Ls)(1+RCs) + (R)(r_1 + Ls)} \\
 &= \frac{R(1+r_c Cs) \left[r_1 f_1 Ls - r_2 f_2 Ls - r_1 r_2 f_2 \right]}{r_2 Ls + r_1 r_2 + r_1 r_2 RCs + r_2 RLCs^2 + r_1 Ls + r_1 RLCs^2 + Rr_1 + RLs} \\
 &= \frac{R(1+r_c Cs) \left[(r_1 f_1 - r_2 f_2) Ls - r_1 r_2 f_2 \right]}{(r_1 + r_2) RLCs^2 + (r_1 L + r_2 L + RL + r_1 r_2 RC) s + (R + r_2) r_1} \\
 &= \frac{-R(r_1 r_2 f_2)}{(R + r_2) r_1} \frac{(1+r_c Cs) \left[1 - \left(\frac{r_1 f_1 - r_2 f_2}{r_1 r_2 f_2} \right) Ls \right]}{1 + \frac{(r_1 L + r_2 L + RL + r_1 r_2 RC)}{(R + r_2) r_1} s + \frac{(r_1 + r_2) RLC}{(R + r_2) r_1} s^2} \\
 &= \frac{-R(r_2 f_2)}{(R + r_2)} \frac{(1+r_c Cs) \left[1 - \left(\frac{r_1 f_1 - r_2 f_2}{r_1 r_2 f_2} \right) Ls \right]}{1 + \frac{(r_1 L + r_2 L + RL + r_1 r_2 RC)}{(R + r_2) r_1} s + \frac{(r_1 + r_2) RLC}{(R + r_2) r_1} s^2}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า r_1, r_2, f_1 และ f_2

$$\begin{aligned}
 & (1+r_c Cs) \left[1 - \frac{\left(\frac{-R}{M^2} (-M\sqrt{K}) - R(-\sqrt{K}) \right)}{\frac{-R}{M^2} \cdot R \cdot (-\sqrt{K})} \right] Ls \\
 &= \frac{-R(R(-\sqrt{K}))}{(R+R)} \frac{\left[\frac{-R}{M^2} L + RL + RL + \frac{-R}{M^2} \cdot R \cdot RC \right]}{1 + \frac{(R+R)r}{M^2}} s + \frac{\left(\frac{-R}{M^2} + R \right) RLC}{(R+r_2) \frac{-R}{M^2}} s^2 \\
 &= \frac{R\sqrt{K}}{2} \frac{\left[\frac{R}{M} (\sqrt{K}) + R\sqrt{K} \right]}{1 + \frac{\left(\frac{-RL + 2RLM^2 - R^3 C}{M^2} \right)}{-2R^2} s + \frac{\left(\frac{-R + RM^2}{M^2} \right)}{-2R^2}}{RLCs^2} \\
 &= \frac{R\sqrt{K}}{2} \frac{(1+r_c Cs) \left[1 - \left(\frac{M(M+1)}{R} \right) Ls \right]}{1 + \left(\frac{L}{R} \left(\frac{1}{2} - M^2 \right) + \frac{RC}{2} \right) s + \frac{(1-M^2)}{2} LCs^2} \\
 &\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{ce}} = \frac{R\sqrt{K}}{2} \frac{(1+r_c Cs) \left[1 - \left(\frac{M(M+1)}{R} \right) Ls \right]}{1 + \left(\frac{L}{R} \left(\frac{1}{2} - M^2 \right) + \frac{RC}{2} \right) s + \frac{(1-M^2)}{2} LCs^2}
 \end{aligned}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson มีค่าดังสมการที่ (จ.20)

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{R_s \cdot \hat{i}_{ce}} = \frac{R\sqrt{K}}{2R_s} \frac{(1+r_c Cs) \left[1 - \left(\frac{M(M+1)}{R} \right) Ls \right]}{1 + \left(\frac{L}{R} \left(\frac{1}{2} - M^2 \right) + \frac{RC}{2} \right) s + \frac{(1-M^2)}{2} LCs^2} \quad (จ.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของ ฟังก์ชันถ่ายโอน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ.1 โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

%Current mode Control Flyback Converter in CCM% R. B. Ridley

```
n=33.25; %Tr. turn ratio%
D=0.37; %Duty cycle%
D_=1-D;
Rs=2; %Current sensing resistance%
rc=0.12; %ESR of O/P capacitor%
C=990e-6; %O/P capacitance%
L=15e-3; %Primary inductance%
R=1.67; %Load resistance%
Vin=280; %Input voltage%
Fs=60e3; %Switching frequency%
Ts=1/Fs; %Switching period%
Sn=((Vin/n)*Rs)/((L/n^2)); %Inductor current on-time slope%
mc=1; %Compensation ramp%
Fm=1/(mc*Sn*Ts); %Modulation Gain%
```

%den%

```
w0=(1/(sqrt((L/n^2)*C)))*(sqrt((D_^2*R)/(R+rc)));
Q=(1/w0)*(1/(((L/n^2)/(D_^2*R))+C*rc));
den=[1/w0^2 1/(Q*w0) 1];
```

%Duty cycle to Output Transfer function (Gvd)%

```
wzc=1/(rc*C); %zero%
wzRHP=(D_^2*R)/(D*(L/n^2)); %RHPzero%
num1=[1/wzc 1];
num2=[-1/wzRHP 1];
Kvd=(Vin/n)/D_^2;
num_vd=Kvd*conv(num1,num2);
Gvd=tf(num_vd,den);
```

%Duty cycle to Inductor current Transfer function (Gid)%

```
wz3=1/((R)*C); %zero%
Kid=(1+(2*D)/D_)*((Vin/n)/(D_^2*R));
num_id=Kid*[0 1/wz3 1];
Gid=tf(num_id,den);
```

%Control to Output transfer function (Gvc)%

```
num_vc=Fm*num_vd;
den_vc=den+Fm*Rs*num_id;
Gvc=tf(num_vc,den_vc);
```

%compensation circuit%

%component%

```
CTR=1;
Kd=0.5;
Roc=240;
Rp=8e3;
Ri=5e3;
Rf=15e3;
Cfs=50e-9;
Cfp=22e-9;
Cp=15e-9;
Kc=(CTR*Kd*Rp)/Roc;
num_c=Kc *[(Cfs*Rf) 1];
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

den1_c=[(Ri*(Cfs+Cfp)) 0];
den2_c=[(Cp*Rp) 1];
den3_c=[(Cfp*Cfs*Ri)/(Cfs+Cfp) 1];
den12_c=conv(den1_c,den2_c);
den_c=conv(den12_c,den3_c);
Gc=tf(num_c,den_c);

%Openloop Transfer function%
num_=conv(num_vc,num_c);
den_=conv(den_vc,den_c);
G_=tf(num_,den_);

```

จ.2 โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน

$G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด

CCM โดยวิธีของ Erickson

```

%Current mode Control Flyback Converter in CCM% R. W. Erickson
n=33.25; %Tr. turn ratio%
D=0.37; %Duty cycle%
D_=1-D;
Rs=2; %Current sensing resistance%
rc=0.12; %ESR of O/P capacitor%
C=990e-6; %O/P capacitance%
L=15e-3; %Primary inductance%
R=1.67; %Load resistance%
Vin=280; %Input voltage%
Fs=60e3; %Switching frequency%
Ts=1/Fs; %Switching period%

%den%
w0=(1/(sqrt((L/n^2)*C)))*(sqrt((D_^2*R)/(R+rc)));
Q=(1/w0)*(1/(((L/n^2)/(D_^2*R))+C*rc));
den=[1/w0^2 1/(Q*w0) 1];

%Duty cycle to Output Transfer function (Gvd)%
wzc=1/(rc*C); %zero%
wzRHP=(D_^2*R)/(D*(L/n^2)); %RHPzero%
num1=[1/wzc 1];
num2=[-1/wzRHP 1];
Kvd=(Vin/n)/D_^2;
num_vd=Kvd*conv(num1,num2);
Gvd=tf(num_vd,den);

%Duty cycle to Inductor current Transfer function (Gid)%
wz3=1/(R*C); %zero%
Kid=(1+(2*D)/D_)*((Vin/n)/(D_^2*R));
num_id=Kid*[0 1/wz3 1];
Gid=tf(num_id,den);

%Control to Output transfer function (Gvc)%
num_vc=num_vd;
den_vc=Rs*num_id;
Gvc=tf(num_vc,den_vc);

```

จ.3 โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley เมื่อคิดผลของ $H_c(s)$

```

%Flyback Converter in CCM% R. B. Ridley
n=33.25; %Tr. turn ratio%
D=0.37; %Duty cycle%
D_ =1-D;
Rs=2; %Current sensing resistance%
rc=0.12; %ESR of O/P capacitor%
C=990e-6; %O/P capacitance%
L=15e-3; %Primary inductance%
R=1.67; %Load resistance%
Vin=280; %Input voltage%
Fs=60e3; %Switching frequency%
Ts=1/Fs; %Switching period%
Sn=((Vin/n)*Rs)/((L/n^2)); %Inductor current on-time slope%
mc=1; %Compensation ramp%
Fm=1/(mc*Sn*Ts); %Modulation Gain%

%He%
Qz=-2/pi;
wn=pi/Ts;
He=[1/wn^2 1/(wn*Qz) 1];
H=tf(He,1);

%den%
w0=(1/(sqrt((L/n^2)*C)))*(sqrt((D_^2*R)/(R+rc)));
Q=(1/w0)*(1/(((L/n^2)/(D_^2*R))+C*rc));
den=[0 1/w0^2 1/(Q*w0) 1];

%Duty cycle to Output Transfer function (Gvd)%
wzc=1/(rc*C); %zero%
wzRHP=(D_^2*R)/(D*(L/n^2)); %RHPzero%
num1=[1/wzc 1];
num2=[-1/wzRHP 1];
Kvd=(Vin/n)/D_^2;
num_vd=Kvd*conv(num1,num2);
Gvd=tf(num_vd,den);

%Duty cycle to Inductor current Transfer function (Gid)%
wz3=1/((R)*C); %zero%
Kid=(1+(2*D)/D_)*((Vin/n)/(D_^2*R));
num_id=Kid*[1/wz3 1];
Gid=tf(num_id,den);

%Control to Output transfer function (Gvc)%
num_vc=Fm*num_vd;
den_vc=den+Fm*Rs*conv(He,num_id);
Gvc=tf(num_vc,den_vc);

%compensation circuit%
%component%
CTR=1;
Kd=0.5;
Roc=240;
Rp=8e3;
Ri=5e3;

```

```

Rf=15e3;
Cfs=82e-9;
Cfp=10e-9;
Cp=15e-9;
Kc=(CTR*Kd*Rp)/Roc;
num_c=Kc*[(Cfs*Rf) 1];
den1_c=[(Ri*(Cfs+Cfp)) 0];
den2_c=[(Cp*Rp) 1];
den3_c=[(Cfp*Cfs*Rp)/(Cfs+Cfp) 1];
den12_c=conv(den1_c,den2_c);
den_c=conv(den12_c,den3_c);
Gc=tf(num_c,den_c);

%Openloop Transfer function%
num_vc=conv(num_vc,num_c);
den_vc=conv(den_vc,den_c);
G=tf(num_vc,den_vc);

```

จ.4 โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน

$G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด

DCM โดยวิธีของ Ridley

```

%Current mode Control Flyback Converter in DCM% R. B. Ridley
n=33.25; %Tr. turn ratio%
Rs=1; %Current sensing resistance%
rc=0.12; %ESR of O/P capacitor%
C=990e-6; %O/P capacitance%
L=3.7e-3; %Primary inductance%
R=1.67; %Load resistance%
Vin=280; %Input voltage%
Vo=5; %Output voltage%
Fs=60e3; %Switching frequency%
Ts=1/Fs; %Switching period%
Sn=(Vin/n)*Rs/(L/n^2); %Inductor current on-time slope%
K=(2*(L/n^2)*Fs)/R;
M=Vo/(Vin/n); %Conversion ratio%
D=M*sqrt(K); %Duty cycle%
D_ =1-D;
mc=1; %Compensation ramp%
Fm=1/(mc*Sn*Ts); %Modulation Gain%

%den%
den=[((M+1)^2)*(L/n^2)*C/2 (((2*(M+1)^2)-(2*M+1))*(L/n^2))/(2*R))+ (R*C)/2 1];

%Duty cycle to Output transfer function (Gvd)%
wzc=1/(rc*C); %Zero%
wzRHP=R/((L/n^2)*M*(M+1)); %RHPzero%
num1=[1/wzc 1];
num2=[-1/wzRHP 1];
Kvd=(Vin/n)/sqrt(K);
num_vd=Kvd*conv(num1,num2);
Gvd=tf(num_vd,den);

%Control to Output transfer function (Gvc)%
num_vc=Fm*Kvd*conv(num1,num2);
den_vc=den;
Gvc=tf(num_vc,den_vc);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%compensation circuit%
%component%
CTR=1;
Kd=0.5;
Roc=240;
Rp=8e3;
Ri=5e3;
Rf=10e3;
Cfs=100e-9;
Cp=15e-9;
Kc=(CTR*Kd*Rp)/Roc;
num_c=Kc*[(Cfs*Rf) 1];
den1_c=[(Ri*Cfs) 0];
den2_c=[(Cp*Rp) 1];
den_c=conv(den1_c,den2_c);
Gc=tf(num_c,den_c);

%Openloop Transfer function%
num_vc=conv(num_vc,num_c);
den_vc=conv(den_vc,den_c);
G_vc=tf(num_vc,den_vc);

```

จ.5 โปรแกรม MATLAB สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน

$G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด

DCM โดยวิธีของ Erickson

```

% Current mode Control Flyback Converter in DCM% R. W. Erickson
n=33.25; %Tr. turn ratio%
Rs=1; %Current sensing resistance%
rc=0.12; %ESR of O/P capacitor%
C=990e-6; %O/P capacitance%
L=3.7e-3; %Primary inductance%
R=1.67; %Load resistance%
Vin=280; %Input voltage%
Vo=5; %Output voltage%
Fs=60e3; %Switching frequency%
Ts=1/Fs; %Switching period%
K=(2*(L/n^2)*Fs)/R;
M=Vo/(Vin/n); %Conversion ratio%
D=M*sqrt(K); %Duty cycle%
D_ =1-D;

```

```

%den%
den_vc=[(L/n^2)*C*(1-M^2)/2 (((L/n^2)/R*(1/2-(M^2)))+(R*C/2)) 1];

```

```

%Control to Output transfer function (Gvc)%
wzc=1/(rc*C); %Zero%
wzRHP=R/((L/n^2)*M*(M+1)); %RHPzero%
num1=[1/wzc 1];
num2=[-1/wzRHP 1];
Kvc=(R*sqrt(K))/(2*Rs);
num_vc=Kvc*conv(num1,num2);
Gvc=tf(num_vc,den_vc);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ

โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน ถ่ายโอน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลอง Pspice ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ใช้หาผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ แบ่งออกเป็น

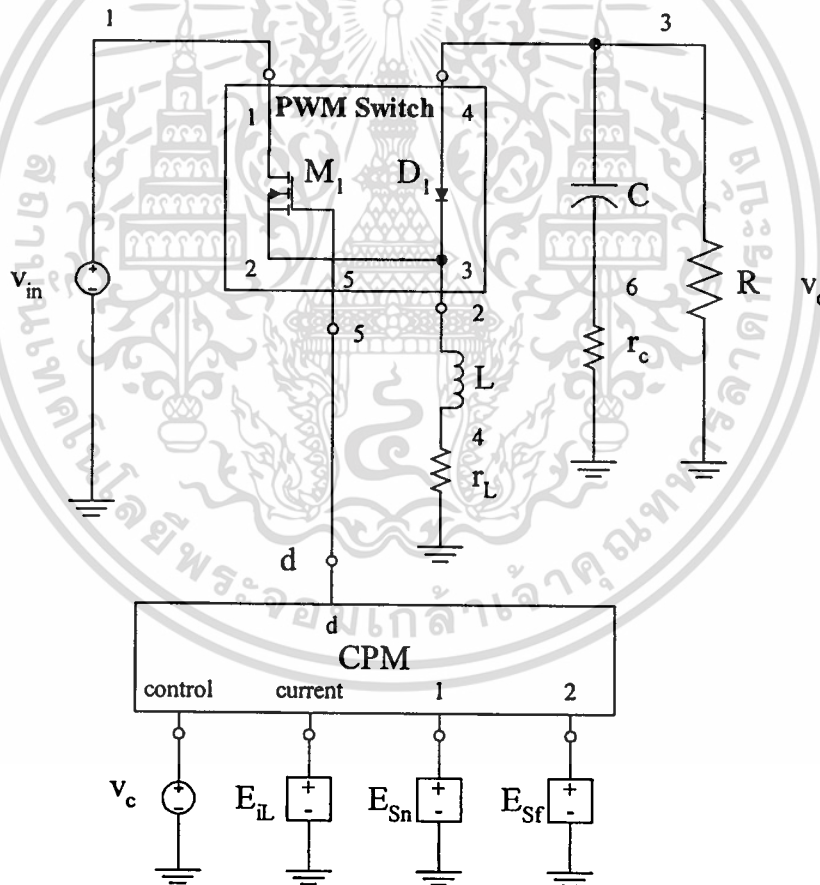
ฉ.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

ฉ.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

ฉ.3 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

ฉ.4 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

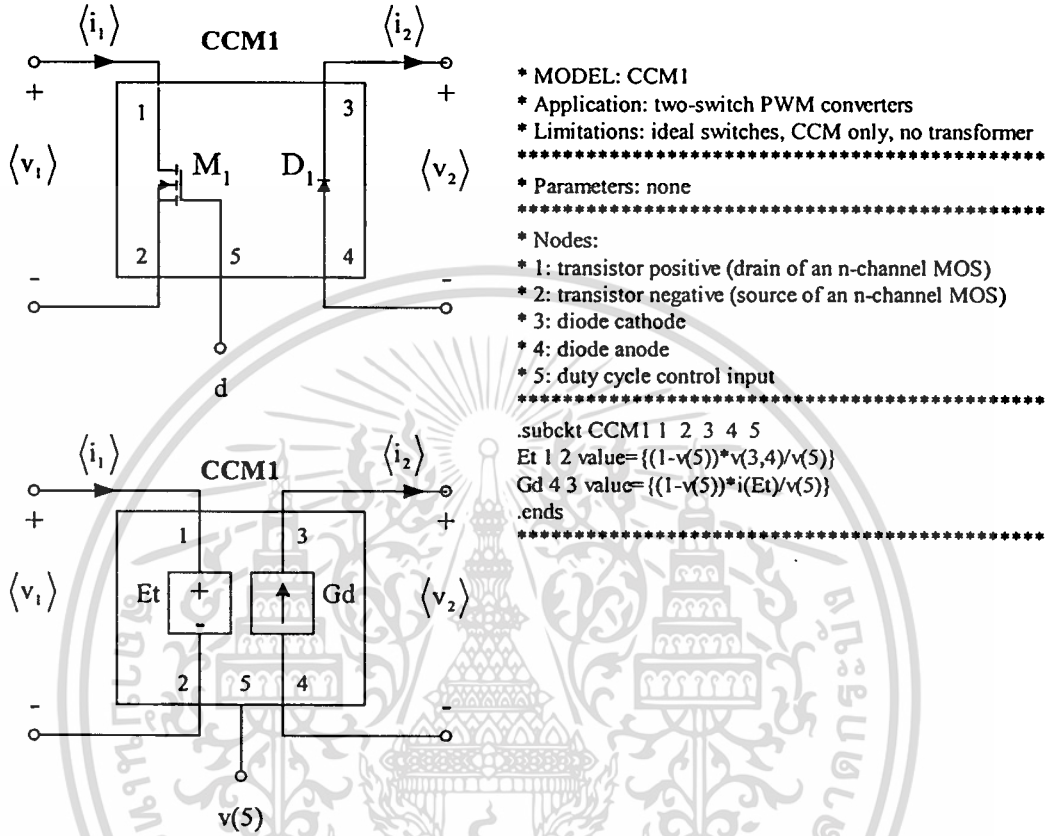
ในหัวข้อ ฉ.1 ถึง ฉ.3 แบบจำลองที่ใช้เป็นแบบจำลองค่าเฉลี่ยสัญญาณขนาดใหญ่แสดงดังรูปที่ ฉ.1



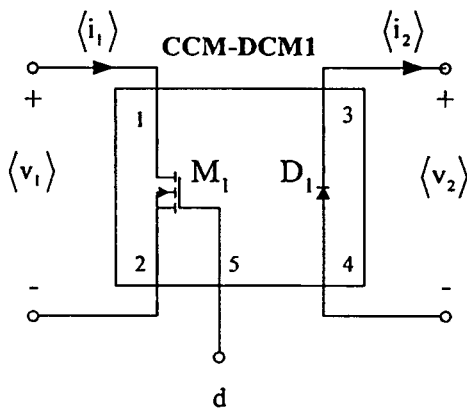
รูปที่ ฉ.1 แบบจำลองค่าเฉลี่ยสัญญาณขนาดใหญ่ของวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหมด CCM (หัวข้อ ฉ.1 และ ฉ.2) แบบจำลองสวิตช์ PWM ที่ใช้แสดงในรูปที่ ฉ.1 และในโหมด DCM (หัวข้อ ฉ.3) แบบจำลองสวิตช์ PWM ที่ใช้แสดงในรูปที่ ฉ.3 รายละเอียดของแบบจำลองสวิตช์ PWM ทั้งสองนี้สามารถดูได้จากภาคผนวกของหนังสืออ้างอิง [5]



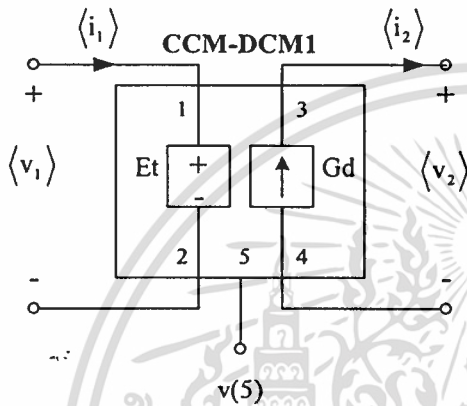
รูปที่ ฉ.2 แบบจำลองและโปรแกรม Pspice ของสวิตช์ PWM ในโหมด CCM



* MODEL: CCM-DCM1
 * Application: two-switch PWM converters, CCM or DCM
 * Limitations: ideal switches, no transformer

 * Parameters:
 * L=equivalent inductance for DCM
 * fs=switching frequency

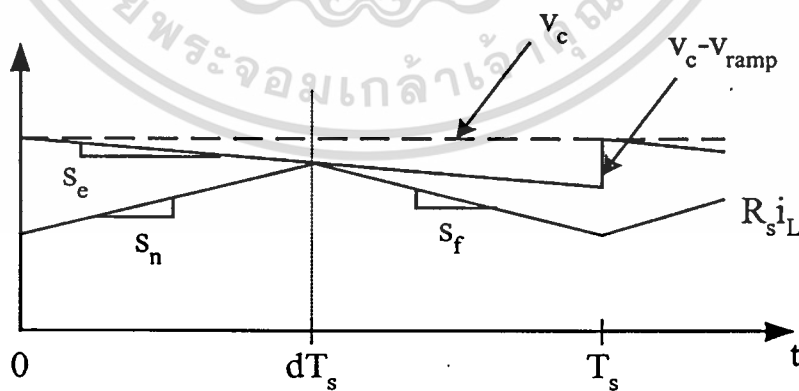
 * Nodes:
 * 1: transistor positive (drain of an n-channel MOS)
 * 2: transistor negative (source of an n-channel MOS)
 * 3: diode cathode
 * 4: diode anode
 * 5: duty cycle control input



```
.subckt CCM-DCM1 1 2 3 4 5
+ params: L={L} fs={fs}
Et 1 2 value={{(1-v(u))*v(3,4)/v(u)}}
Gd 4 3 value={{(1-v(u))*i(Et)/v(u)}}
Ga 0 a value={MAX(i(Et),0)}
Va a b
Ra b 0 1k
Eu u 0 table {MAX(v(5),
+ v(5)*v(5)/(v(5)*v(5)+2*L*fs*i(Et)/v(3,4))} (0 0) (1 1)
.ends
*****
```

รูปที่ ๓.3 แบบจำลองและโปรแกรม Pspice ของสวิตช์ PWM ในโหมด DCM

สำหรับแบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสในหัวข้อที่ ๓.1 สมการเฉลี่ยที่ใช้ได้มาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัวดังแสดงในรูปที่ ๓.4



รูปที่ ๓.4 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะคงตัว

จากรูปจะได้

$$R_s \langle i_L \rangle = \langle v_c \rangle - s_c d T_s - \frac{1}{2} s_n d T_s$$

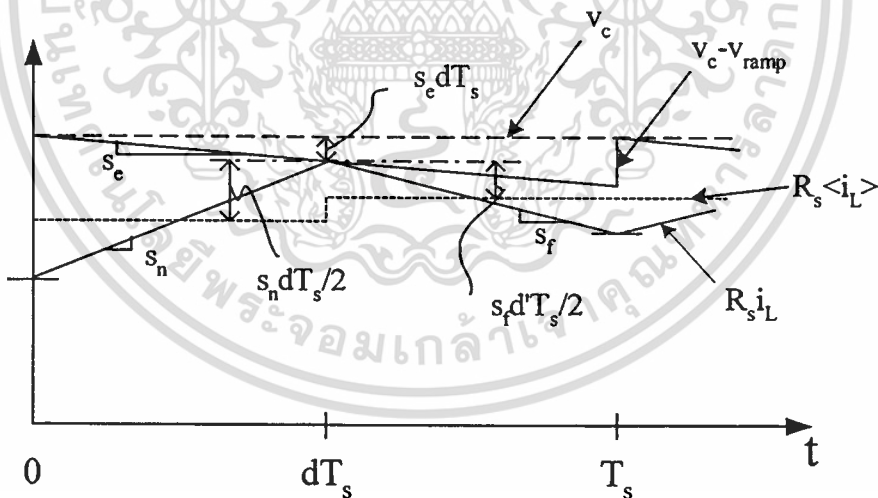
$$d = \frac{\langle v_c \rangle - R_s \langle i_L \rangle}{\left(s_c + \frac{1}{2} s_n \right) T_s} \quad (จ.1)$$

แบบจำลองวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley ได้กำหนดให้

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_c) T_s} \text{ จากสมการที่ (จ.1) จะได้}$$

$$d = \frac{\langle v_c \rangle - R_s \langle i_L \rangle}{(s_c + s_n) T_s} \quad (จ.2)$$

ในหัวข้อที่ จ.2 สมการเฉลี่ยที่ใช้ได้มาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด CCM ที่สถานะทรานเซียนต์ดังแสดงในรูปที่ จ.5



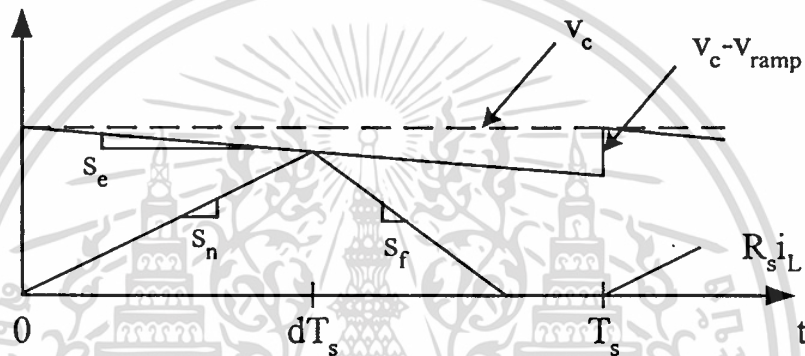
รูปที่ จ.5 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด CCM ที่สถานะทรานเซียนต์

จากรูปจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 R_s \langle i_L \rangle &= \langle v_c \rangle - s_c d T_s - d \frac{s_n d T_s}{2} - d' \frac{s_f d' T_s}{2} \\
 &= \langle v_c \rangle - s_c d T_s - s_n \frac{d^2 T_s}{2} - s_f \frac{d'^2 T_s}{2} \\
 d &= \frac{2 \langle v_c \rangle - 2 R_s \langle i_L \rangle - s_f d'^2 T_s}{(2 s_c + d s_n) T_s}
 \end{aligned} \tag{ก.3}$$

ในหัวข้อที่ ก.3 สมการเฉลี่ยที่ใช้ได้มาจากรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมที่ทำงานในโหมด DCM ดังแสดงในรูปที่ ก.6



รูปที่ ก.6 คลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมในโหมดกระแสที่ทำงานในโหมด DCM

จากรูปจะได้

$$i_{pk} = \langle v_c \rangle - s_c d T_s$$

แทนค่า $i_{pk} = s_n d T_s$

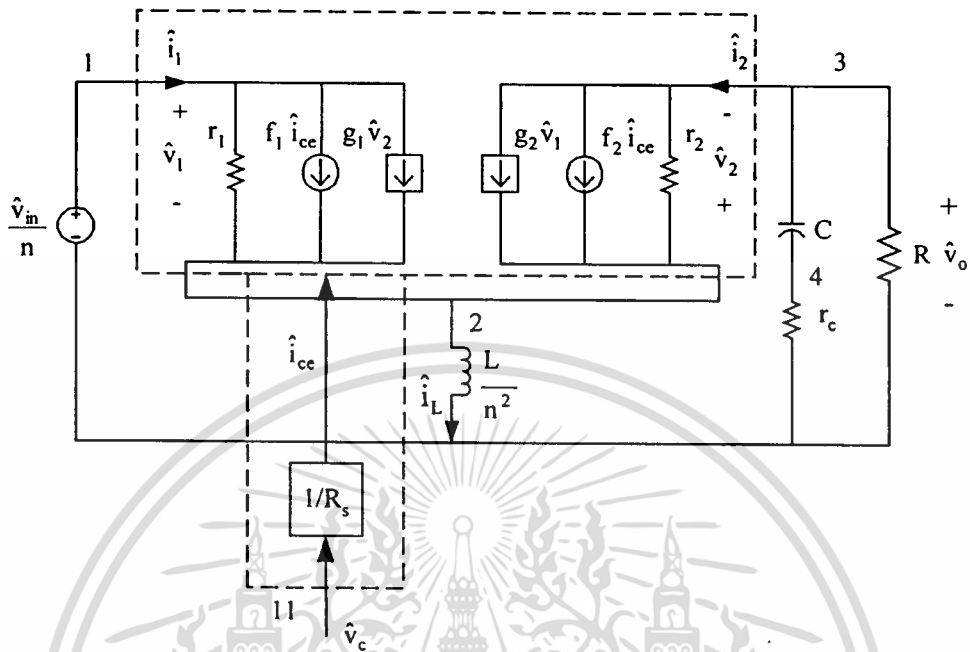
$$s_n d T_s = \langle v_c \rangle - s_c d T_s$$

$$d = \frac{\langle v_c \rangle}{(s_n + s_c) T_s} \tag{ก.4}$$

เนื่องจากแบบจำลองในรูปที่ ก.1 เป็นแบบจำลองค่าเฉลี่ยสัญญาณขนาดใหญ่ ในการจำลองผลตอบสนองเชิงความถี่ในโปรแกรม Pspice ทำได้โดยคำสั่ง .AC ซึ่งโปรแกรมจะเริ่มต้นด้วยการคำนวณหาจุดการทำงานของวงจร จากนั้นแทนวงจรด้วยแบบจำลองเชิงเส้น (Linear model) และคำนวณหาผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อ ๓.4 แบบจำลองที่ใช้เป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กแสดงดังรูปที่ ๓.7 การได้มาซึ่งแบบจำลองนี้ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.3.2.2



รูปที่ ๓.7 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

๓.1 โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Ridley

Current mode control Flyback converter in CCM R.B. Ridley

```
.options noecho
.param Se=0 ;Compensation ramp
.param fs=60e3 ;switching frequency
.param L=13.6uH ;equivalent inductance referred to secondary side
.param Rs=2 ;current sensing resistance
```

```
.ac DEC 101 10 1000KHz
.op
```

```
* MODEL: CCM1
* Application: two-switch PWM converters
* Limitations: ideal switches, CCM only, no transformer
*****
* Parameters: none
*****
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

* Nodes:
* 1: transistor positive (drain of an n-channel MOS)
* 2: transistor negative (source of an n-channel MOS)
* 3: diode cathode
* 4: diode anode
* 5: duty cycle control input
*****
.subckt CCM1 1 2 3 4 5
Et 1 2 value={{(1-v(5))*v(3,4)/v(5)}}
Gd 4 3 value={{(1-v(5))*i(Et)/v(5)}}
.ends

*****
* MODEL: CPM
* Current-Programmed-Mode controller model.
* Computes duty ratio based on averaged inductor
* current, voltages applied to the inductor, and amplitude
* of the compensation ramp. The CPM controller model
* is valid for CCM and DCM operation of the power
* converter.
*****
* Parameters:
* L=equivalent inductance
* fs=switching frequency
* Se=Compensation ramp
* Rs=equivalent current-sense resistance
*****
* Nodes:
* control: control input, v(control)=Rs*ic
* current: sensed average inductor current v(current)=Rs*iL
* 1: voltage across L in interval 1, slope Sn=v(1)/L
* 2: (-) voltage across L in interval 2, slope Sf=v(2)/L
* d: duty cycle (output of the CPM controller)
*****
.subckt CPM control current 1 2 d
+params: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
*
* generate d2 for CCM or DCM
Ed2 d2 0 value={1-v(d)}
*
* generate inductor current slopes
ESn Sn 0 value={Rs*v(1)/L}
ESf Sf 0 value={Rs*v(2)/L}
*
* compute duty cycle d
Eduty d 0 table
+ {
+ ((v(control))-(Rs*v(current)))
+ /((Se+(v(Sn)))/fs)
+ } (0.01,0.01) (0.99,0.99)
*
.ends ; end of subcircuit CPM

*Flyback circuit referred to secondary side

```

Vin 1 0 8.42V ac 0 ; use ac 1 to find line-to-output response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Xswitch 1 2 2 3 5 CCM1
L 4 0 {L}
RL 2 4 0.01
C 3 6 990uF
Rc 6 0 0.12
R 3 0 1.67
```

```
Xcpm ctr ni nSn nSf 5 CPM PARAMS: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
EiL ni 0 value={i(L)}
ESn nSn 0 value={V(1)}
ESf nSf 0 value={-V(3)}
```

Vc ctr 0 dc 17.5V ac 1 ; use ac 1 to find control-to-output response

```
.print ac VDB(3) VP(0,3)
.probe
.end
```

ฉ.2 โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยวิธีของ Erickson

Current mode Control Flyback converter in CCM R. W. Erickson

```
.options noecho
.param Se=0.01 ;Compensation ramp
.param fs=60e3 ;switching frequency
.param L=13.6uH ;equivalent inductance referred to secondary side
.param Rs=2 ;current sensing resistance

.ac DEC 101 10 1000KHz
.op

* MODEL: CCM1
* Application: two-switch PWM converters
* Limitations: ideal switches, CCM only, no transformer
*****
* Parameters: none
*****
* Nodes:
* 1: transistor positive (drain of an n-channel MOS)
* 2: transistor negative (source of an n-channel MOS)
* 3: diode cathode
* 4: diode anode
* 5: duty cycle control input
*****
.subckt CCM1 1 2 3 4 5
Et 1 2 value={{(1-v(5))*v(3,4)/v(5)}}
Gd 4 3 value={{(1-v(5))*i(Et)/v(5)}}
.ends
```

```
*****
* MODEL: CPM
* Current-Programmed-Mode controller model.
* Computes duty ratio based on averaged inductor
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

* current, voltages applied to the inductor, and amplitude
* of the artificial ramp. The CPM controller model
* is valid for CCM and DCM operation of the power
* converter.
*****
* Parameters:
* L=equivalent inductance
* fs=switching frequency
* Se=Compensation ramp
* Rs=equivalent current-sense resistance
*****
* Nodes:
* control: control input, v(control)=Rs*ic
* current: sensed average inductor current v(current)=Rs*iL
* 1: voltage across L in interval 1, slope Sn=v(1)/L
* 2: (-) voltage across L in interval 2, slope Sf=v(2)/L
* d: duty cycle (output of the CPM controller)
*****
.subckt CPM control current 1 2 d
+params: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
*

* generate d2 for CCM or DCM
Ed2 d2 0 value={1-v(d)}

* generate inductor current slopes
ESn Sn 0 value={Rs*v(1)/L/fs}
ESf Sf 0 value={Rs*v(2)/L/fs}
*

* compute duty cycle d
Eduty d 0 table
+ {
+ 2*(v(control)
+ -(v(current)*Rs)-v(Sf)*v(d2)*v(d2)/2)
+ /(v(Sn)*v(d)+2*Se)
+ } (0.01,0.01) (0.99,0.99)

.ends ; end of subcircuit CPM

*Flyback circuit referred to secondary side

Vin 1 0 8.42V ac 0 ; use ac 1 to find line-to-output response
Xswitch 1 2 2 3 5 CCM1
L 4 0 {L}
RL 2 4 0.01
C 3 6 990uF
Rc 6 0 0.12
R 3 0 1.67

Xcpm ctr ni nSn nSf 5 CPM PARAMS: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
EiL ni 0 value={i(L)}
ESn nSn 0 value={0}
ESf nSf 0 value={0}

Vc ctr 0 dc 9.6V ac 1 ; use ac 1 to find control-to-output response

.print ac VDB(3) VP(0,3)
.probe

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.end

ฉ.3 โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Ridley

Current mode Control Flyback converter in DCM R.B. Ridley

```
.options noecho
.param Se=0 ;Compensation ramp
.param fs=60e3 ;switching frequency
.param L=3.17uH ;equivalent inductance referred to secondary side
.param Rs=1 ;current sensing resistance
```

```
.ac DEC 101 10 1000KHz
.op
```

```
* MODEL: CCM-DCM1
* Application: two-switch PWM converters, CCM or DCM
* Limitations: ideal switches, no transformer
*****
```

* Parameters:

* L=equivalent inductance for DCM

* fs=switching frequency

* Nodes:

* 1: transistor positive (drain of an n-channel MOS)

* 2: transistor negative (source of an n-channel MOS)

* 3: diode cathode

* 4: diode anode

* 5: duty cycle control input

```
.subckt CCM-DCM1 1 2 3 4 5
```

```
+ params: L={L} fs={fs}
```

```
Et 1 2 value={{(1-v(u))*v(3,4)/v(u)}}
```

```
Gd 4 3 value={{(1-v(u))*i(Et)/v(u)}}
```

```
Ga 0 a value={{MAX(i(Et),0)}}
```

```
Va a b
```

```
Ra b 0 1k
```

```
Eu u 0 table {MAX(v(5),
```

```
+ v(5)*v(5)/(v(5)*v(5)+2*L*fs*i(Et)/v(3,4))} (0 0) (1 1)
```

```
.ends
```

* MODEL: CPM

* Current-Programmed-Mode controller model.

* Computes duty ratio based on averaged inductor

* current, voltages applied to the inductor, and amplitude

* of the artificial ramp. The CPM controller model

* is valid for CCM and DCM operation of the power

* converter.

* Parameters:

* L=equivalent inductance

* fs=switching frequency

* Se=Compensation ramp

* Rs=equivalent current-sense resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

*****
* Nodes:
* control: control input, v(control)=Rs*ic
* current: sensed average inductor current v(current)=Rs*iL
* 1: voltage across L in interval 1, slope Sn=v(1)/L
* 2: (-) voltage across L in interval 2, slope Sn=v(2)/L
* d: duty cycle (output of the CPM controller)
*****
.subckt CPM control current 1 2 d
+params: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
*

* generate inductor current slopes
ESn Sn 0 value={Rs*abs(v(1))/L/fs}
ESf Sf 0 value={Rs*abs(v(2))/L/fs}
*

* compute duty cycle d
Eduty d 0 table
+ {
+v(control)/(Se+v(Sn))
+ } (0.01,0.01) (0.99,0.99)
*

.ends ; end of subcircuit CPM
*****
*Flyback circuit transfer to secondary side

Vin 1 0 8.42V ac 0 ; use ac 1 to find line-to-output response
Xswitch 1 2 2 3 5 CCM-DCM1
L 4 0 {L}
RL 2 4 0.01
C 3 6 990uF
Rc 6 0 0.12
R 3 0 1.67

Xcpm ctr ni nSn nSf 5 CPM PARAMS: L={L} fs={fs} Se={Se} Rs={Rs}
EiL ni 0 value={i(L)}
ESn nSn 0 value={V(1)}
ESf nSf 0 value={-V(3)}

Vc ctr 0 dc 12.5V ac 1 ; use ac 1 to find control-to-output response

.print ac VDB(3) VP(0,3)
.probe
.end

```

ฉ.4 โปรแกรม Pspice สำหรับหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมในโหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยวิธีของ Erickson

Current mode Control Flyback converter in DCM (Small signal) R.W.Erickson

```

Vin 1 0 AC 0
L 2 0 3.17uH
Rc 4 0 0.12

```

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
C 3 4 990uF
R 3 0 1.67
Hic 11 0 Vx 1
X1 1 2 3 2 11 DCMCPM
```

```
Vc 21 0 AC 1
Rs 21 22 {Rs}
Vx 22 0 0
```

```
.AC dec 100 10Hz 1000KHZ
```

```
*DCMCPM:
```

```
.subckt DCMCPM 1 2 3 4 5
```

```
*switch model: R1=-R/M^2; Gf1=f1=2*I1/Ic; Gg1=g1=0, R2=R; Gg2=g2=0, Gf2=f2=2*I2/Ic
```

```
R1 1 2 -4.7363
Gf1 1 2 5 0 -0.2834
Gg1 1 2 4 3 0
```

```
R2 3 4 1.6700
Gf2 3 4 5 0 -0.4773
Gg2 3 4 1 2 0
```

```
.ends
```

```
.print AC VDB(3) VP(3)
```

```
.probe
```

```
.end
```



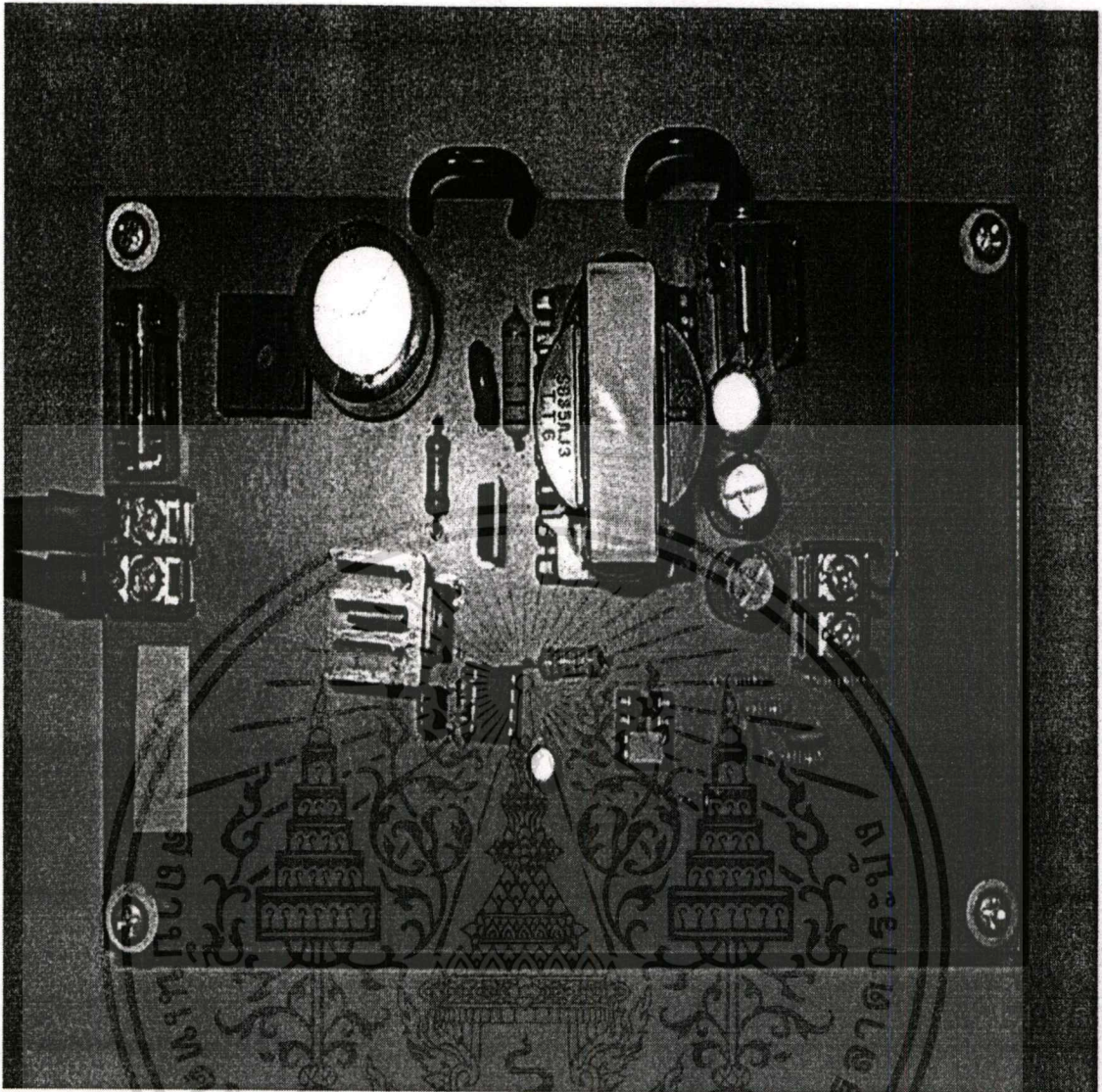
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ช

ภาพถ่ายของงานวิจัย

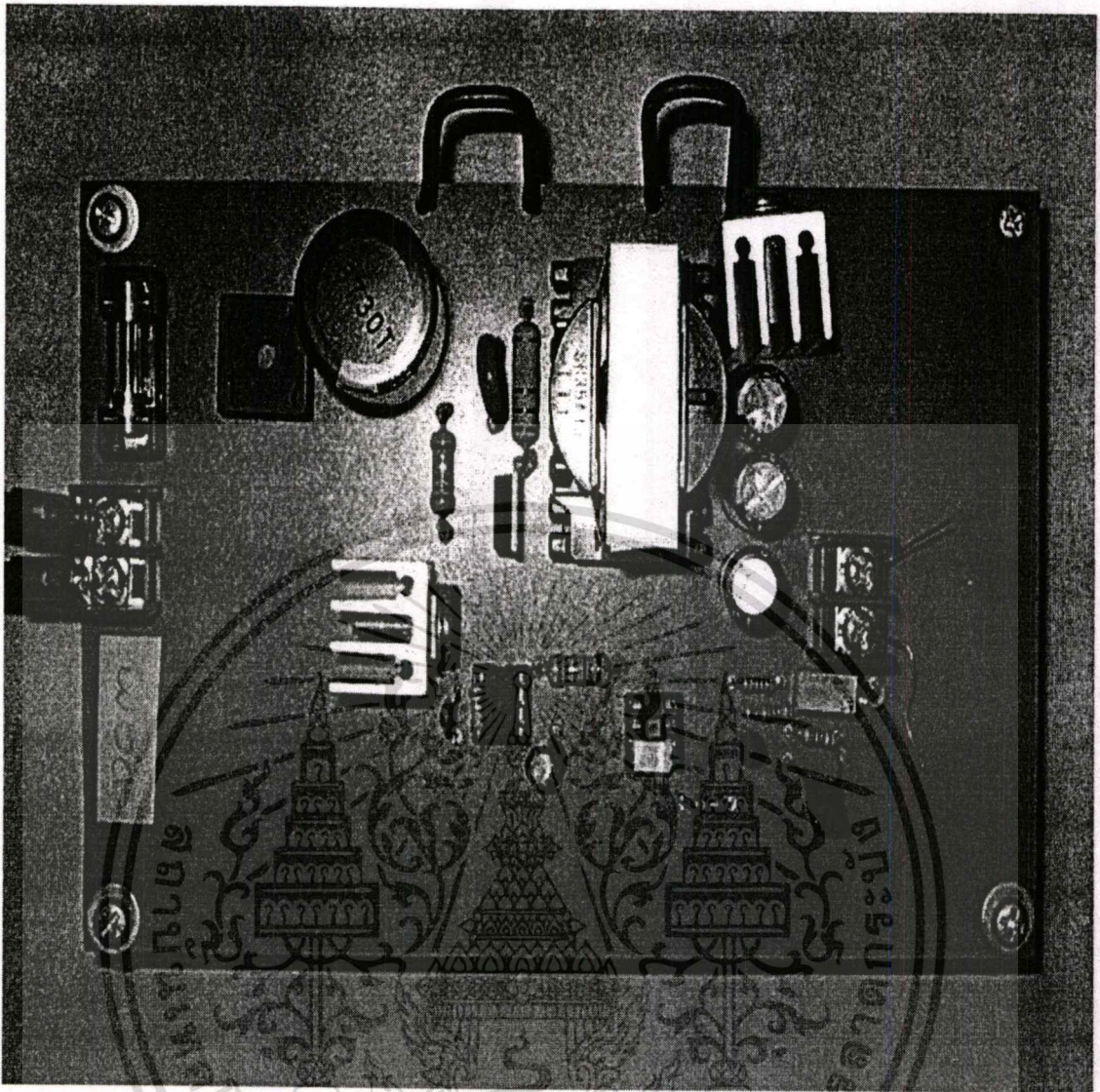


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



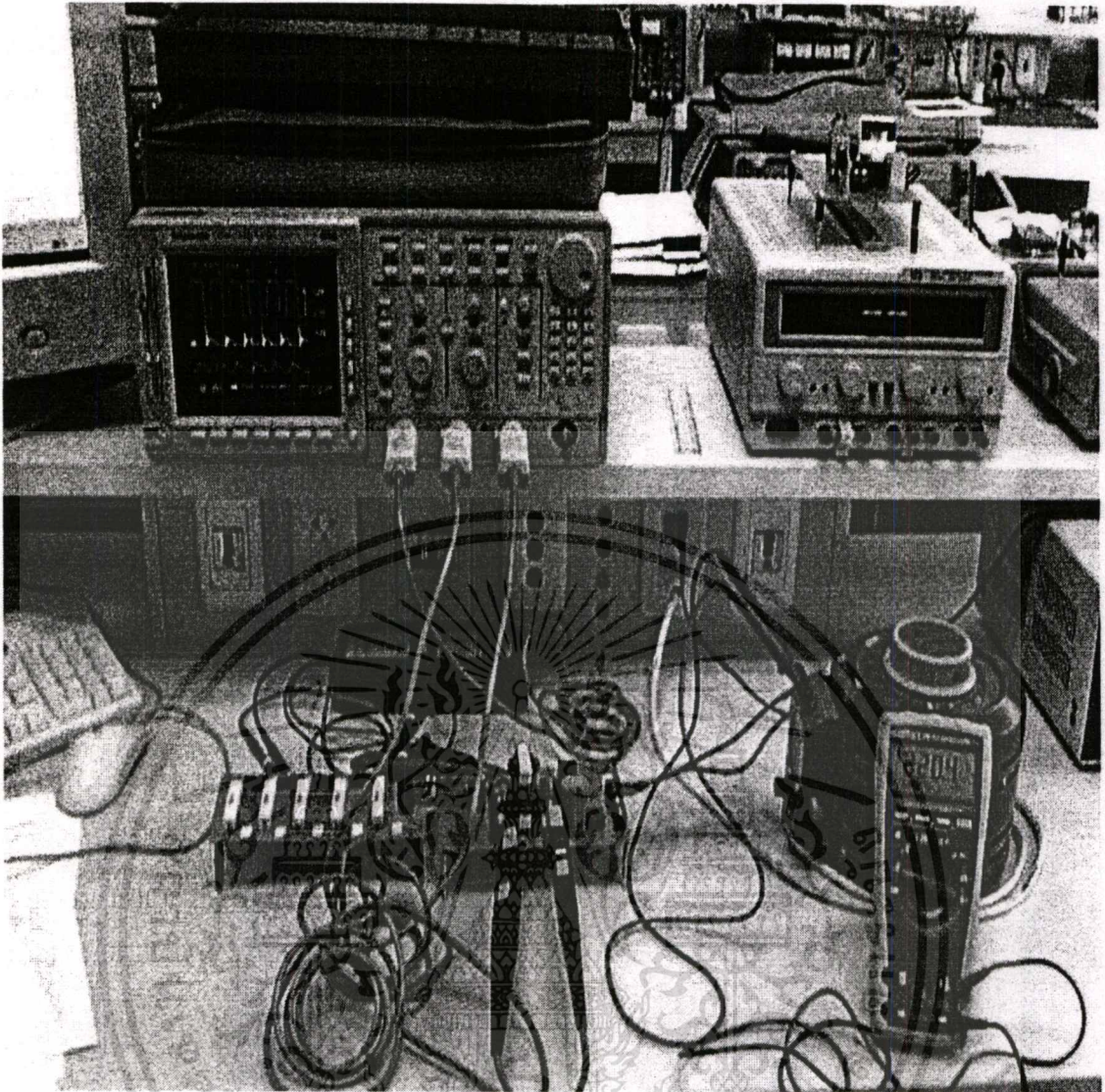
รูปที่ ข.1 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด กระแสและมีวงจรป้องกันกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ที่ทำงานในโหมด CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.2 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด กระแสและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ที่ทำงานในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.3 ภาพถ่ายของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้องกันกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์ขณะทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

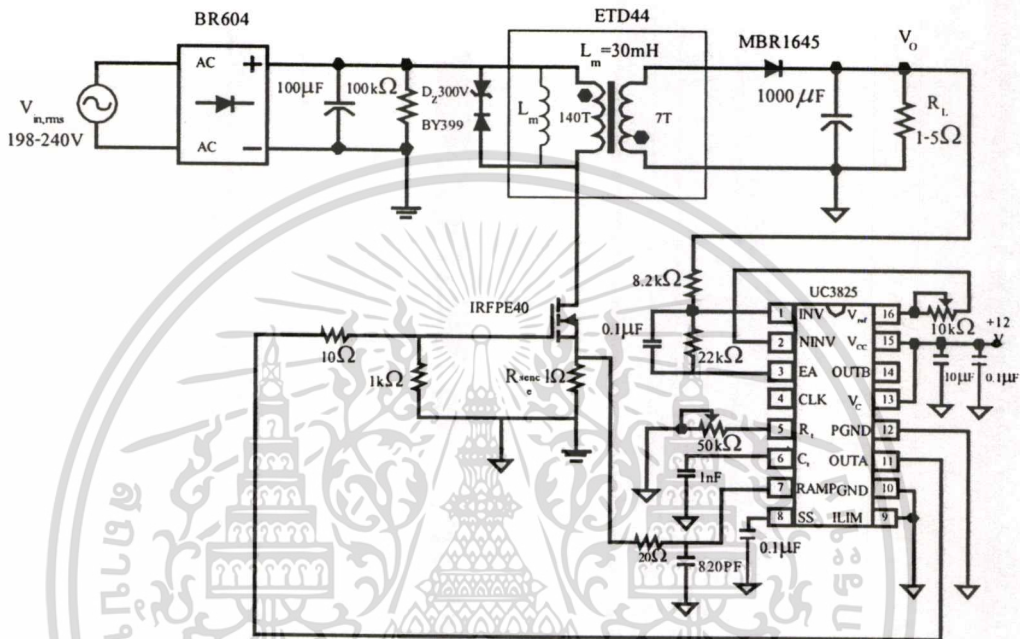
ภาคผนวก ช

วงจรฟลายแบคคอนเวเตอร์ที่ใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม



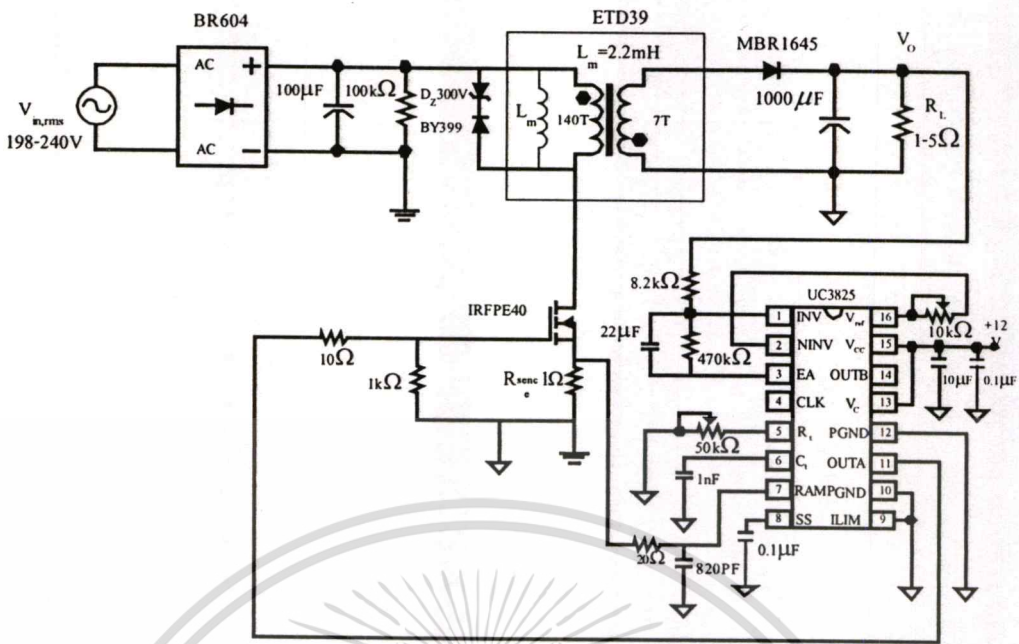
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในรูปที่ ข.1 และ ข.2 อ้างอิงมาจากวิทยานิพนธ์ในเอกสารอ้างอิง [12] วงจรทั้งสองมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_{in} = 310V \pm 10\%$ (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าสลับ $220V \pm 10\%$), $V_o = 5V$, $I_o = 1-5A$ ควบคุมโดยใช้ไอซี UC3825 ซึ่งให้สัญญาณ PWM ขับมอเตอร์ที่มีความถี่ $50kHz$ โดยที่ $L = 30mH$ สำหรับโหมด CCM และ $L = 2.2mH$ สำหรับโหมด DCM



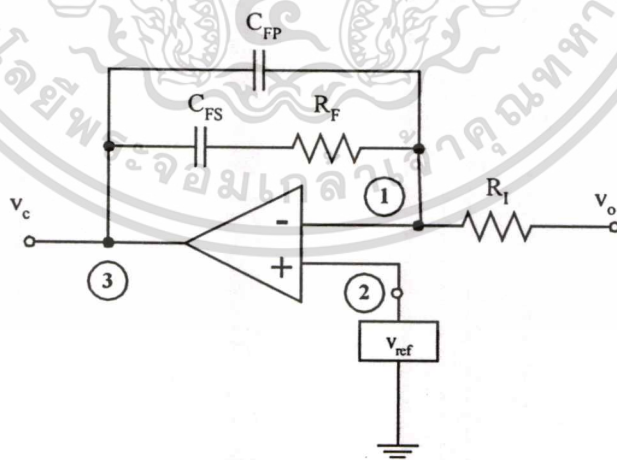
รูปที่ ข.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตใน โหมดกระแสและทำงานในโหมด CCM โดยใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.2 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุตใน โหมดกระแสและทำงานในโหมด DCM โดยใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุม

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบตัวควบคุมของวงจรในรูปที่ ข.1 และ ข.2 ใหม่โดยใช้ตัวควบคุมที่แสดงในรูปที่ ข.3 โดยผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและผลตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันได้แสดงไว้ในบทที่ 6



รูปที่ ข.3 ตัวควบคุมสำหรับวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด CCM และ DCM ที่ใช้ไอซี UC3825 เป็นตัวควบคุมและใช้ออปแอมป์ภายในตัวไอซีเป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ญ

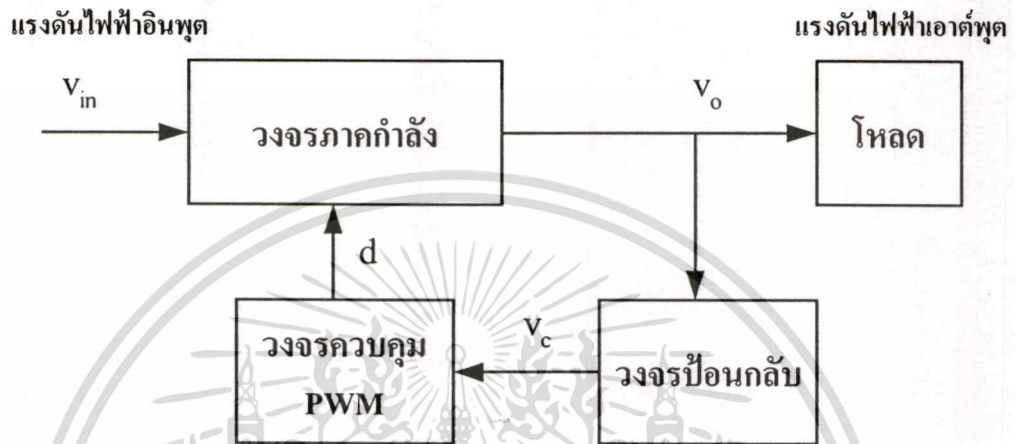
พื้นฐานแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์และวงจรฟลายแบค
คอนเวอเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ญ.1 พื้นฐานแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน โดยทั่วไปจะมีส่วนประกอบหลักดังแสดงในรูปที่ ญ.1 คือ

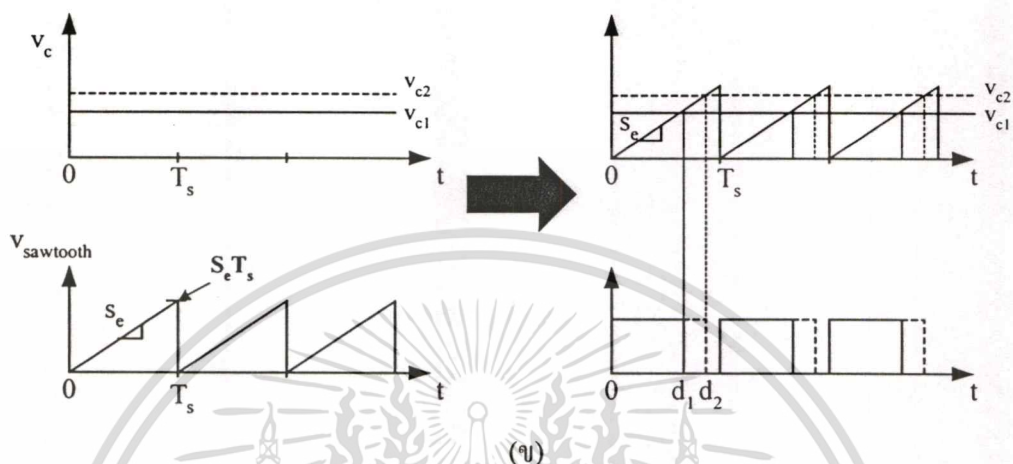
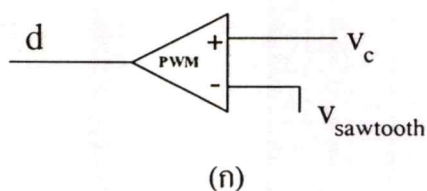


รูปที่ ญ.1 ส่วนประกอบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

(1) วงจรภาคกำลัง มีหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in}) เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) ค่าใหม่ที่เหมาะสมกับโหลดโดยอาศัยการทำงานของสวิตช์ในวงจรได้แก่มอสเฟตและไดโอดกำลัง รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่เกิดจากการสวิตช์จะถูกกรองโดยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้าในวงจรเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดีซี

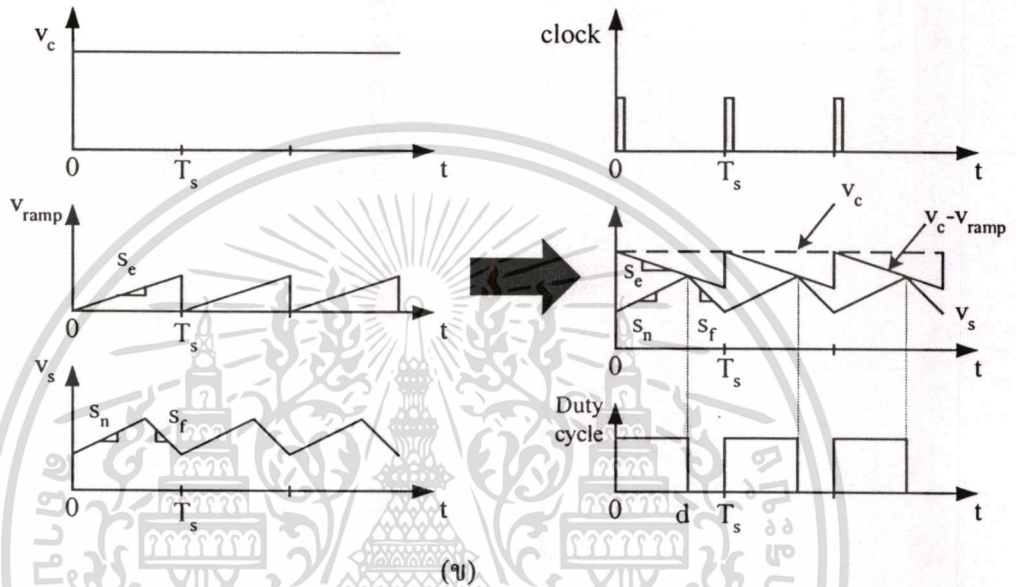
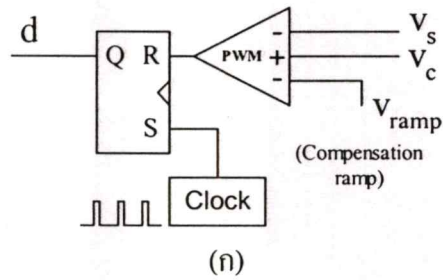
(2) วงจรควบคุม PWM มีหน้าที่ในการปรับค่าเดิวตี้ไซเคิล (d) ของมอสเฟตเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) ให้มีค่าคงที่ วงจรควบคุม PWM ที่นิยมมีสองแบบคือ วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage mode control) และวงจรควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control)

- วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน แสดงดังรูปที่ ญ.2 มีหลักการทำงานดังนี้คือแรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) จากวงจรป้อนกลับแบบลบจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย ($v_{sawtooth}$) ที่มีความชันเท่ากับ S_c และคาบเวลาในการสวิตช์เท่ากับ T_s เพื่อสร้างสัญญาณเดิวตี้ไซเคิล (d) ขั้วมอสเฟต



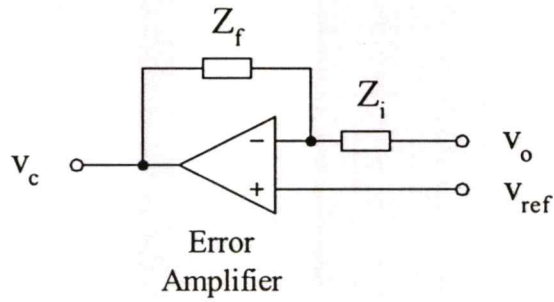
รูปที่ ๒.2 วงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

- วงจรควบคุมในโหมดกระแส แสดงดังรูปที่ ๒.3 วงจรควบคุมในโหมดกระแสมีหลักการทำงานดังนี้คือในแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณคล็อกความถี่คงที่จะเซต RS flip-flop ทำให้มอเตอร์นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) ได้มาจากวงจรป้อนกลับแบบลบจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสไฟฟ้าของมอเตอร์หรือสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (v_s) เมื่อ v_s มีค่ามากกว่า v_c RS flip-flop จะถูกรีเซต ทำให้มอเตอร์หยุดนำกระแสไฟฟ้า สัญญาณ Compensation ramp (v_{ramp}) จะมีการใช้เมื่อคอนเวอเตอร์มีการทำงานที่ $D > 0.5$ เพื่อป้องกันการขาดเสถียรภาพของระบบ



รูปที่ ๓ วงจรควบคุมในโหมดกระแส

(3) วงจรป้อนกลับแบบลบ ในการนำแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ไปใช้งานแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะต้องมีค่าอยู่ภายในย่านที่กำหนดถึงแม้แรงดันไฟฟ้าอินพุตหรือกระแสไฟฟ้าโหลดมีการเปลี่ยนแปลง การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่จะกระทำโดยการป้อนกลับแบบลบ เพื่อให้ระบบปรับคิตีไซเคิลด้วยตัวเองอย่างอัตโนมัติ โดยที่แรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) ถูกสร้างจากตัวขยายความผิดพลาด (Error amplifier) ซึ่งขยายค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (Reference voltage, v_{ref}) กับค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ ๓ โดยที่ระบบจะทำการปรับคิตีไซเคิลไปจนกระทั่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง

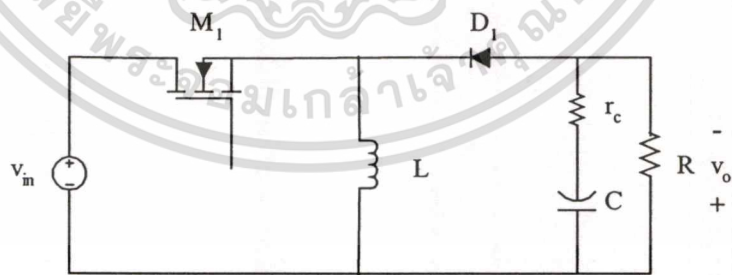


รูปที่ ๓.๔ วงจรป้อนกลับแบบลบ

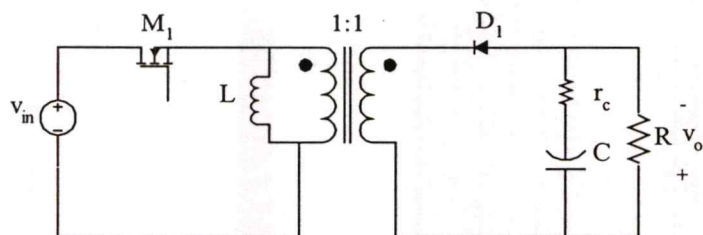
แม้ว่าการป้อนกลับจะทำให้ระบบสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้อย่างอัตโนมัติ แต่อาจเป็นต้นเหตุให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ นอกจากนี้การตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้ อาจจะไม่เป็นที่พึงปรารถนา เช่น มีการตอบสนองช้า มีการแกว่งมากเกินไป หรือมีความคลาดเคลื่อนจากค่าที่ต้องการมาก สิ่งไม่เป็นที่พึงปรารถนาเหล่านี้สามารถป้องกันและควบคุมได้ด้วยการ ออกแบบตัวควบคุม (Z_f , Z_i) ให้เหมาะสม การออกแบบตัวควบคุมจึงเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบ เพื่อให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีสมรรถนะที่ดี

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ได้เลือกวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converters) ซึ่งเป็นวงจรกำลังที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ประหยัดค่าใช้จ่ายในการสร้าง และเหมาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไม่เกิน 100 W

๓.๒ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

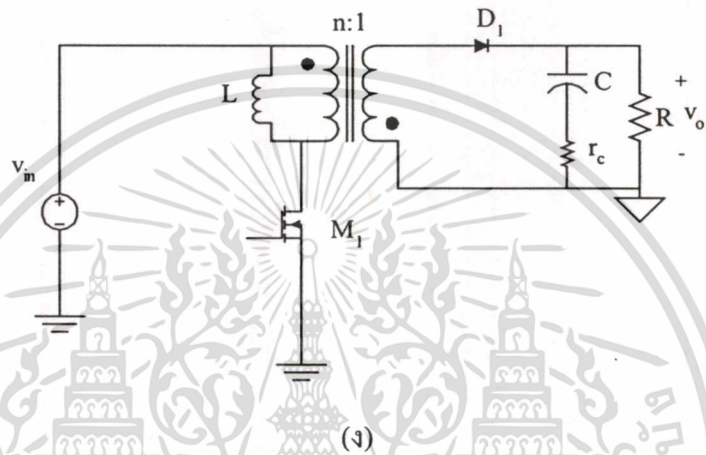
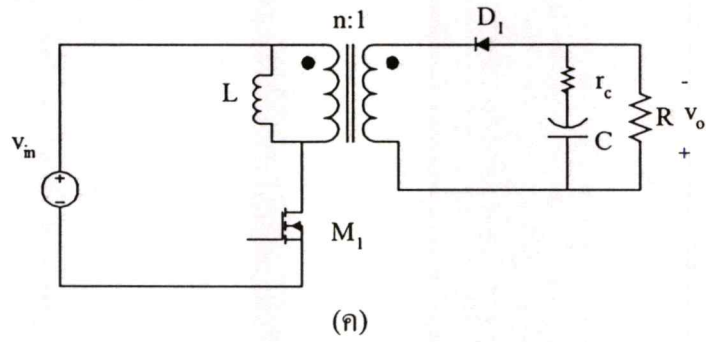


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๕.5 ขั้นตอนการพัฒนาวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์จากวงจรแบบบัค-บูสต์

(ก) วงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์

(ข) วงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ที่ได้จากการใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบสองขด

(ค) วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

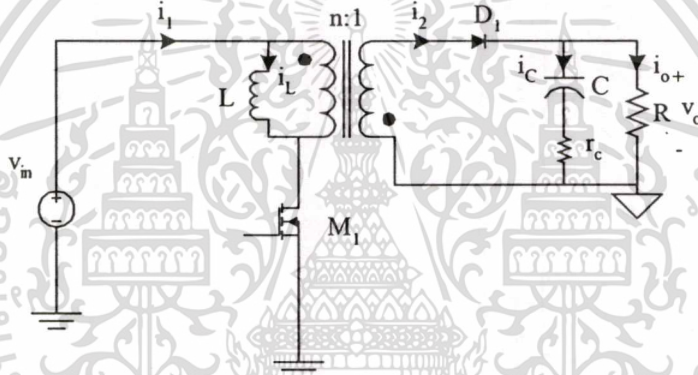
(ง) วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงมีการพันกลับทิศทางการไหล

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์พัฒนามาจากวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ ซึ่งลำดับขั้นตอนการพัฒนาแสดงตามรูปที่ ๕.5 กล่าวคือจากวงจรบัค-บูสต์คอนเวอเตอร์ตามรูปที่ ๕.5(ก) ถ้าตัวเหนี่ยวนำ L ในรูปแยกออกเป็นขดลวดสองขดพันบนแกนอันเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากันดังรูปที่ ๕.5(ข) การทำงานของวงจรในทุกๆ คาบเวลาของการสวิตช์ยังคงเหมือนกับวงจรในรูปที่ ๕.5(ก) เพียงแต่อินพุตและเอาต์พุตได้ถูกแยกจากกันทางไฟฟ้า (Electrical isolation) ด้วยตัวเหนี่ยวนำแบบสองขดลวด ที่เรียกกันโดยทั่วไปว่าหม้อแปลงฟลายแบค หม้อแปลงฟลายแบคแตกต่างจากหม้อแปลงทั่วไปคือจะมีช่องว่างอากาศในแกนเพื่อการสะสมพลังงานไฟฟ้า วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในรูปที่ ๕.5(ค) เกิดจากการย้ายตำแหน่งของมอสเฟตกำลัง M_1 ในรูปที่ ๕.5(ข) โดยให้ขาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซอร์สเทียบกับกราวด์และรูปที่ ๓.๕(ง) มีการกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิพันกลับทิศทางกันซึ่งทำให้ต้องกลับขั้วของไดโอดด้วย หม้อแปลงฟลายแบคในวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ช่วยให้สามารถเลือกให้ขั้วของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_o ให้เป็นบวกหรือลบก็ได้และสามารถเลือกขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิได้ตามต้องการโดยใช้อัตราส่วนจำนวนรอบ (n) จะสังเกตว่าวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น และอุปกรณ์สวิตซ์ต่อกลับจุดอ้างอิงที่เป็นกราวด์ ซึ่งทำให้ง่ายต่อการสร้างวงจรขับอุปกรณ์สวิตซ์

๓.๓ การวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

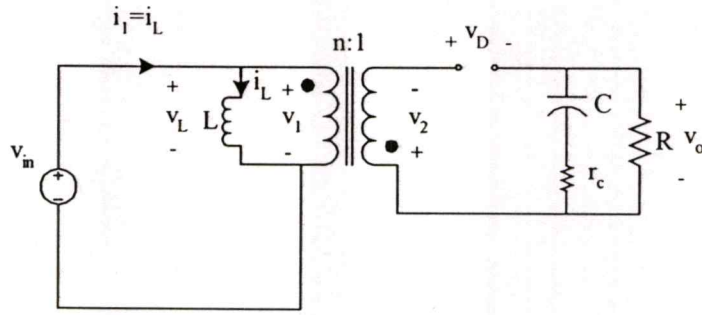
วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์แสดงในรูปที่ ๓.๖ โดยการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะต้องคำนึงถึงค่าความเหนี่ยวนำ L ของหม้อแปลงฟลายแบค



รูปที่ ๓.๖ วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์

ในการวิเคราะห์การทำงานจะแบ่งเป็นช่วงเวลาที่มอสเฟต (M_1) นำกระแสไฟฟ้าและไม่นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อ M_1 นำกระแสไฟฟ้า (ON) (รูปที่ ๓.๗) กระแสไฟฟ้า i_1 ไหลผ่านขดลวดทางด้านปฐมภูมิ โดยกระแสไฟฟ้า i_1 จะมีขนาดเท่ากับกระแสไฟฟ้า i_2 และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (v_1) มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าทางอินพุต (v_m) การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำในขณะ M_1 นำกระแสไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (๓.๑)



รูปที่ ๗.7 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in}}{L}$$

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_{in} DT}{L}$$

(๗.1)

โดย D คือ ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ในสภาวะนี้ไดโอดกำลังไม่นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตลอดทุกขั้วขั้วของหม้อแปลงฟลายแบค (v_2) มีค่าเท่ากับผลคูณระหว่างอัตราส่วนจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิต่อทางด้านปฐมภูมิ ($1/n$) กับแรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in}) ดังสมการที่ (๗.2) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตมีค่าเป็นศูนย์ดังสมการที่ (๗.3) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (v_D) มีค่าดังสมการที่ (๗.4)

$$v_2 = \frac{v_1}{n} = \frac{V_{in}}{n}$$

(๗.2)

$$v_{ds} = 0$$

(๗.3)

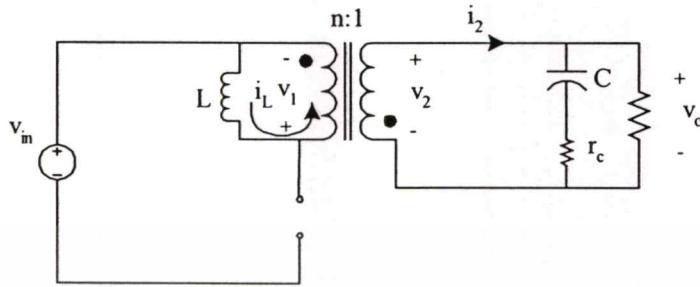
$$v_D = -V_o - \frac{V_{in}}{n}$$

(๗.4)

เมื่อ M_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า (OFF) (รูปที่ ๗.8) สนามแม่เหล็กในแกนเหล็กจะเกิดการยุบตัวทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิกลับขั้วมีค่าเท่ากับ nv_o เกิดกระแสไฟฟ้าผ่านได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โอดกำลังไปยังโหลดและตัวเก็บประจุไฟฟ้า การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำในขณะ M_1 หยดนำกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (ญ.5)



รูปที่ ญ.8 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอเตอร์เมื่อมอสเฟตหยดนำกระแสไฟฟ้า

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$n \cdot V_o = L \frac{\Delta i_L}{(1-D)T}$$

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{n \cdot V_o (1-D)T}{L} \tag{ญ.5}$$

แรงดันไฟฟ้าของขดลวดทุติยภูมิ v_2 มีค่าเท่ากับ V_o ดังสมการที่ (ญ.6) แรงดันไฟฟ้าคกร้อมมอสเฟตมีค่าดังสมการที่ (ญ.7) แรงดันไฟฟ้ที่ตกคร่อมไดโอด (D) มีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (ญ.8)

$$v_2 = V_o \tag{ญ.6}$$

$$v_{ds} = V_{in} + n \cdot V_o \tag{ญ.7}$$

$$v_D = 0 \tag{ญ.8}$$

ในสภาวะคงตัว (Steady state) การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำในขณะ M_1 นำกระแสไฟฟ้า (สมการที่ (ญ.1)) และขณะ M_1 ไม่นำกระแสไฟฟ้า (สมการที่ (ญ.5)) มีค่าเท่ากัน ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตแสดงดังสมการที่ (ญ.9) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta i_{L,ON} = \Delta i_{L,OFF}$$

$$\frac{V_{in}DT}{L} = \frac{nV_o(1-D)T}{L}$$

$$V_o = nV_{in} \frac{D}{1-D} \quad (9.9)$$

ในทางอุดมคติ ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านอินพุต (P_{in}) จะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต (P_o)

$$P_{in} = P_o$$

$$V_{in} I_1 = \frac{V_o^2}{R} \quad (9.10)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านอินพุต (I_1) หาได้จากผลคูณระหว่างกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำกับค่าคิวดีไซเคิล ($I_L \cdot D$) เมื่อนำสมการแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจากสมการที่ (9.9) มาแทนในสมการที่ (9.10) แล้วจัดรูปแบบสมการเพื่อหากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ (I_L) จะได้ดังสมการที่ (9.11)

$$I_L = \frac{n^2 V_{in} D}{(1-D)^2 R} = \frac{nV_o}{(1-D)R} \quad (9.11)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด ($I_{L,max}$) และต่ำสุด ($I_{L,min}$) หาได้จากการนำกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (9.11) มารวมหรือลบออกจากครึ่งหนึ่งของอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าในขณะ M_1 นำกระแสไฟฟ้างดังสมการที่ (9.1) แสดงดังสมการที่ (9.12) และ (9.13) ตามลำดับ

$$I_L = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{nV_{in} D}{(1-D)^2 R} + \frac{V_{in}DT}{2L} \quad (9.12)$$

$$I_L = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{nV_{in} D}{(1-D)^2 R} - \frac{V_{in}DT}{2L} \quad (9.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในจุดที่กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำค่าต่ำสุด ($I_{L, \min}$) มีค่าเท่ากับศูนย์วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์จะทำงานในโหมดรอยต่อระหว่าง CCM กับ DCM เรียกว่า Boundary mode จากสมการที่ (ญ.13) ค่าตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคที่ทำให้วงจรทำงาน ณ boundary mode แสดงดังสมการที่ (ญ.14)

$$I_{L, \min} = 0$$

$$\frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} = \frac{V_{in} D T}{2L} = \frac{V_{in} D}{2L f_s}$$

$$L_{\min} = \frac{n(1-D)^2 R}{2f}$$

(ญ.14)

โดย

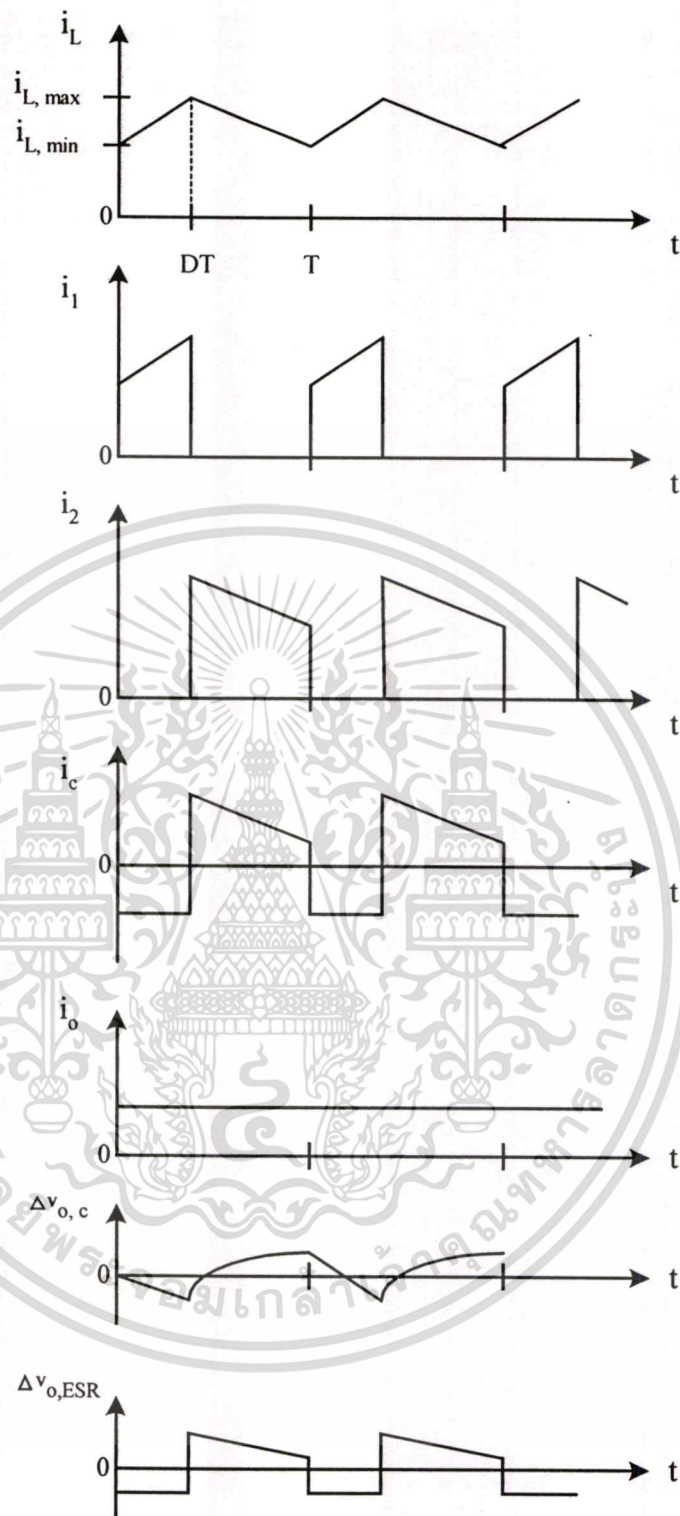
- L_{\min} คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่ทำให้วงจรทำงานใน boundary mode
 D คือ ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle)
 R คือ ความต้านทานของโหลด
 f_s คือ ความถี่ในการสวิตช์
 n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค

ถ้าเลือก $L > L_{\min}$ วงจรทำงานในโหมด CCM

ถ้าเลือก $L < L_{\min}$ วงจรทำงานในโหมด DCM

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตริปเปิล (Δv_o) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันไฟฟ้าริปเปิลที่เกิดจากการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต ($\Delta v_{o,c}$) กับแรงดันไฟฟ้าริปเปิลที่ตกคร่อม ESR (r_c) ($\Delta v_{o,ESR}$)

$$\Delta v_o = \Delta v_{o,c} + \Delta v_{o,ESR} \quad (\text{ญ.15})$$



รูปที่ ๙.๑ คลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ (i_L) กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ (i_1) กระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ (i_2) กระแสไฟฟ้าตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต (i_c) กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (i_o) แรงดันไฟฟ้ารีปเปิลของตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต ($\Delta v_{o,c}$) และแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลที่ตกคร่อม ESR ($\Delta v_{o,ESR}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ ๗.๑

$$\begin{aligned}
 i_c &= i_2 - i_o \\
 \Delta v_{o,c} &= \frac{1}{C} \int_{DT} i_c dt \\
 \Delta v_{o,ESR} &= i_c \cdot r_c
 \end{aligned}
 \tag{๗.16}$$

จะเห็นว่าเมื่อ i_c มีค่ามากขึ้น Δv_o จะมีค่ามากขึ้นด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฎ

บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27
27th Electrical Engineering Conference

Volume 1

สาขาบทความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

11-12 พฤศจิกายน 2547

โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิงจอร์ป้อนกลับแบบโอปโตคัปเปลอร์

Modeling of a Current Mode Controlled Flyback Converter with an Optocoupler Feedback

วนวัฒน์ กลิ่นจำปี และ พานินทร์ บุญลักษณะ

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร 0-2326-4221 โทรสาร 0-2326-4225 Email: kbchanin@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิงจอร์ป้อนกลับแบบโอปโตคัปเปลอร์ โดยแสดงการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบและการนำแบบจำลองไปใช้ออกแบบตัวควบคุมของวงจรต้นแบบ ผลการทดลองพบว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพและมีสมรรถนะเป็นที่น่าพึงพอใจ

Abstract

This paper presents modeling of a current mode controlled flyback converter with an optocoupler feedback. A small-signal model of the converter is derived and used in controller design of the prototype circuit. Experimental results show that the designed controller yields the satisfactory system performance.

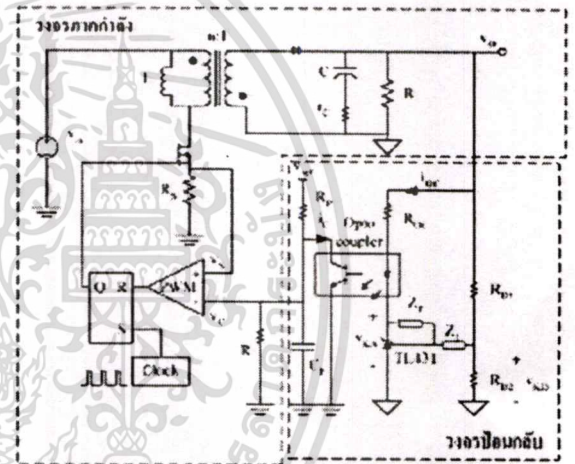
Keyword: Flyback converter, Optocoupler

1. บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้เป็นที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สำนักงานเช่น คอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ก (Notebook) หรือเครื่อง เป็นต้น เนื่องจากมีขนาดเล็กลงและราคาถูก โดยทั่วไปวงจรจะใช้การควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) และใช้ไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ (Error amplifier) โดยทำงานร่วมกับออปโตคัปเปลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่แยกการวัดของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกันดังแสดงในรูปที่ 1

ในการวิเคราะห์เสถียรภาพหรือการออกแบบตัวควบคุมของวงจรคอนเวอเตอร์ จำเป็นต้องหารูปแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal model) ของระบบ ที่นำมาใช้หาค่าความถี่ที่ทำการจำลองแบบวงจรคอนเวอเตอร์ [1,2] แต่จนกระทั่งไม่ได้กล่าวถึงในกรณีที่ วงจรคอนเวอเตอร์มีการใช้ออปโตคัปเปลอร์ในรูปฟลายแบค ดังนั้นบทความนี้จะศึกษาการจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุม

แบบโอปโตคัปเปลอร์



รูปที่ 1 วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิงจอร์ป้อนกลับแบบโอปโตคัปเปลอร์

2. หลักการทำงานของวงจร

วงจรในรูปที่ 1 มีหลักการการทำงานแบบ Peak current mode control ซึ่งมีข้อดีในแง่ลดความซับซ้อนของวงจร สัญญาณที่ออกจะเสถียร RS (rip-rip) ทำให้มีข้อผิดพลาดที่น้อย และเกิดการสะสมพลังงานในหม้อแปลงฟลายแบค จนกระทั่งเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม R_s (ซึ่งก็เกิดสัญญาณกระแสของหม้อแปลง) มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ควบคุม v_c ตัว RS (rip-rip) ก็จะถูกรีเซ็ต ทำให้มีข้อผิดพลาดที่น้อยที่สุด หลังจากนั้นที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคจะถูกถ่ายโอนไปยังโหลด แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o ถูกควบคุมให้มีค่าตามที่โดยป้อนกลับไปยังไอซี TL431 ค่าแรงจูงแรงดันไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วย R_s และ R_ref เมื่อ v_o มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี (ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5 V) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี v_ref ก็จะมีความถี่ที่ต่ำกว่ากระแสไหล โดยของออปโตคัปเปลอร์ i_cc มีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้กระแสทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปลอร์ i_c มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตามอัตราส่วนการส่งต่อกระแส (Current Transfer Ratio,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CTR = i_{c}/I_{c} ค่า i_c ที่เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้ v_c ลดลงและค่าตัวรีโตะเกิดของมอเตอร์ จะลดลงที่อัตรา v_c ลง ในทางกลับกันเมื่อ v_c มีค่าน้อยกว่าความเร็วต้นไฟที่อ้างอิงภายในตัวไอซี TL431 ค่าตัวรีโตะเกิดของมอเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่ม v_c ขึ้น จากหลักการทำงานของตัว v_c จะถูกเรียกให้คงที่ได้

3. การจำลองแบบวงจร

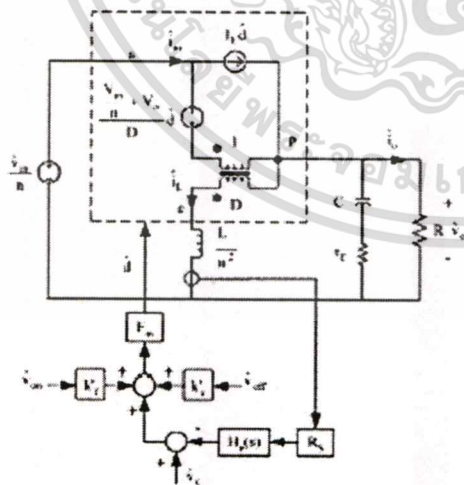
จะแบ่งพิจารณาเป็น วงจรภาคกำลังและวงจรป้อนกลับซึ่งแสดงโดยเส้นประในรูปที่ 1

3.1 วงจรภาคกำลัง

จากวงจรภาคเบสของมอเตอร์ในรูปที่ 1 ที่ยกเว้นอิเวนต์ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะได้วงจรสมมูลเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบuck-บูสต์ซึ่งมีแรงดันไฟที่อินพุตเท่ากับ v_{in} และค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ L/n^2 หลังจากนั้นก็แทนหม้อแปลงและไดโอดในวงจรสมมูลด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของสวิตช์ PWM [1] จะได้วงจรดังแสดงในรูปที่ 2 สำหรับการควบคุมในโหมดกระแส แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ PWM modulator แสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$d = F_m(\hat{v}_c - R_s H_c(s) i_c + k'_r \hat{v}_{in} + k'_f \hat{v}_{ref}) \quad (1)$$

โดยค่าตัวรีโตะเกิด d จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟโวลเทจ \hat{v}_c กระแสตัวเก็บที่ i_c และแรงดันไฟที่ไดโอดกร่อนด้วยที่ \hat{v}_{in} และระดับมอเตอร์ \hat{v}_{ref} กระแส \hat{v}_{in} และโมดูลัส \hat{v}_{ref}



รูปที่ 2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลังแบบฟลายแบ็กมอเตอร์ความเร็วต้นในโหมดกระแส

ในสมการที่ (1) F_m คือ อัตราขยายการมอดูเลต มีค่าดังสมการที่ (2)

$$F_m = \frac{1}{(S_s + S_c) T_s} \quad (2)$$

โดย S_c คือ ค่าความถี่ของกระแสตัวเหนี่ยวนำในขั้วนำของมอเตอร์เฟลนาคะบศ มีค่าเท่ากับ $\frac{n \cdot v_{in}}{L}$

S_s คือ ค่าความถี่ของสัญญาณ compensation ramp โดยปกติสัญญาณนี้จะใช้เมื่อคอนเวอร์เตอร์ที่งานที่ $D > 0.5$

T_s คือ คาบเวลาในการสวิตช์ (Switching time)

$H_c(s)$ คือ โฟลว์รับถ่ายโอนที่เกิดจากการสุ่ม (sampling action) ที่เกิดขึ้นในรูปการเฉลี่ย ซึ่งมีค่าโดยประมาณดังแสดงในสมการที่ (3)

$$H_c(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_c \cdot Q_c} + \frac{s^2}{\omega_c^2} \quad (3)$$

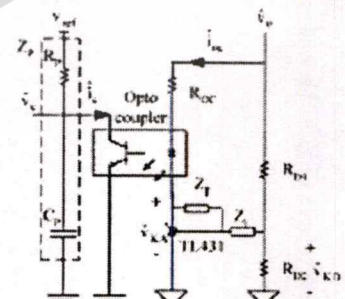
โดยที่ $\omega_c = \frac{\pi}{T_s}$ และ $Q_c = \frac{2}{\pi}$

ผลของ $H_c(s)$ จะปรากฏไปถึงที่รับถ่ายโอนของระบบที่ความถี่ประมาณครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตช์ ในทางปฏิบัติเราสามารถที่จะมองของ $H_c(s)$ ได้ $H_c(s) \approx 1$ เพราะโดยปกติแบนด์วิธของคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตช์

k'_r และ k'_f คือ ค่าเกณฑ์ที่ผลของ \hat{v}_{in} และ \hat{v}_{ref} ที่มีต่อค่าความถี่ของรีโตะเกิดของกระแสตัวเหนี่ยวนำ โดยจะมีค่าประมาณเป็นศูนย์ในสมมติฐานที่เปลี่ยนกระแสตัวเหนี่ยวนำทันทีทันใด

3.2 วงจรป้อนกลับ

รูปที่ 3 แสดงวงจรป้อนกลับแบบใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเลอร์



รูปที่ 3 วงจรป้อนกลับแบบใช้ไอซี TL431 และออปโตคัปเลอร์

ที่รับรับถ่ายโอนสัญญาณขนาดเล็กของวงจรป้อนกลับแสดงดังสมการที่ (4)

$$G_c = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = \frac{\hat{i}_{ec}}{\hat{v}_o} \cdot \frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_{ec}} \cdot \frac{\hat{v}_c}{\hat{i}_c} \quad (4)$$

จากรูปแทนค่า $\hat{i}_{cA} = \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{kA}}{R_{cK}}$, $\hat{v}_{kA} = -\frac{Z_1}{Z_1} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \cdot \hat{v}_o$

$\frac{\hat{i}_c}{\hat{i}_{cA}} = CTR \cdot \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = -R_p // \frac{1}{sC_p}$ ลงในสมการที่ (4) จะให้

$$G_c = -CTR \cdot (1 + K_D) \cdot \frac{Z_1}{Z_1} \cdot \frac{Z_p}{R_{cK}} \quad (5)$$

โดยที่ $K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}}$ และ $Z_p = R_p // \frac{1}{sC_p}$

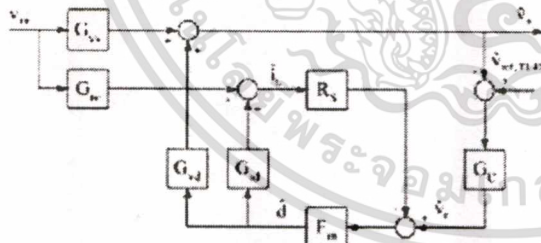
โดยทั่วไป $K_D \cdot \frac{Z_1}{Z_1} \gg 1$ จะให้ G_c มีค่าโดยประมาณดังสมการที่ (6)

$$G_c \approx -CTR \cdot K_D \cdot \frac{Z_p}{Z_1} \cdot \frac{Z_p}{R_{cK}} \quad (6)$$

จากแบบจำลองวงจรถ่ายถ่ายสัญญาณและวงจรป้อนกลับข้างกันนำ มาเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4 โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$, $G_{vd}(s)$, $G_{vd}(s)$ หาได้จากแบบจำลองของวงจรถ่ายถ่ายถ่ายดังในรูปที่ 2 ดังนี้

$$G_{v_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \Big|_{d=0}, \quad G_{v_n}(s) = \frac{\hat{i}_n(s)}{\hat{v}_n(s)} \Big|_{d,c=0}$$

$$G_{v_d}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{d(s)} \Big|_{v_i=0}, \quad G_{v_d}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{d(s)} \Big|_{v_i=0}$$



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมของระบบในรูปที่ 1 โดยที่ $k'_r, k'_r = 0$ และ $H_f(s) = 1$

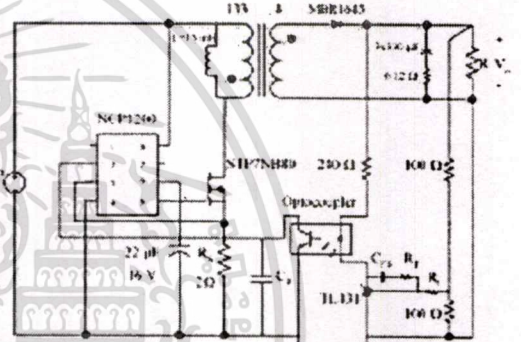
ในการวิเคราะห์เสถียรภาพหรือการออกแบบตัวควบคุม ($G_c(s)$) ของคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนจาก $\hat{v}_i(s)$ ไปยัง $\hat{v}_o(s)$ ซึ่งหาได้จากรูปที่ 4 โดยที่ $\hat{v}_{in} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (7)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_m}{1 + F_m \cdot R_s \cdot G_{vd}(s)} \cdot G_{v_o}(s) \quad (7)$$

$G_p(s)$ ที่ใช้ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมโดยจะแสดงในหัวข้อต่อไป

4. การใช้แบบจำลองในการออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบตัวควบคุมจะแสดงกับวงจรทดลองแบบคอนเวอร์เตอร์แบบรูปที่ 5 วงจรคอนเวอร์เตอร์มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังมี $V_o = 310V \pm 10\%$ (ได้จากกราดดิฟเฟอเรนเชียลไฟฟ้ายกกับ $220V \pm 10\%$), $V_o = 5V$, $I_o = 1.5A$, $L = 15mH$ การควบคุมเป็นแบบ peak current mode control โดยใช้ไอซี NCP1200 [3] ซึ่งให้สัญญาณ PWM ขั้วมอดสที่ความถี่ 60kHz v_m และ R_p ในวงจรรูปที่ 1 จะอยู่ในตัวไอซีซึ่งมีค่า 5.2V และ 8Ω ตามลำดับ ในการออกแบบจะทำการพิจารณาจากแบบที่เรงด่วนไว้ที่อัตราทุกตัว ($V_o = 280V$) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 3A$)



รูปที่ 5 วงจรทดลองแบบคอนเวอร์เตอร์แบบ

ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_v(s)$ และ $G_{vd}(s)$ หาได้จากแบบจำลองของวงจรถ่ายถ่ายถ่ายดังในรูปที่ 2 โดยได้ผลดังสมการที่ (8) และ (9)

$$G_{v_o}(s) = K_{v_o} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{zc}})(1 - \frac{s}{\omega_{zHP}})}{(1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2})} \quad (8)$$

$$G_{v_d}(s) = K_{v_d} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{zD}})}{(1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2})} \quad (9)$$

โดย $K_{v_o} = \frac{V_o}{n \cdot D^2} \cdot K_{v_n} = (1 + \frac{2D}{D'}) \cdot \frac{V_o}{n \cdot D^2 \cdot R}$

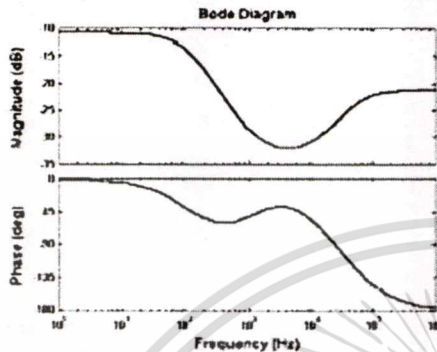
$\omega_{zc} = \frac{1}{r_c \cdot C} \cdot \omega_{zHP} = \frac{n^2 \cdot D^2 \cdot R}{D \cdot L} \cdot \omega_{zD} = \frac{1}{R \cdot C}$

$\omega_n = \frac{n \cdot D'}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot Q = \frac{n^2 \cdot D^2 \cdot R}{\omega_n \cdot L}$

แทนค่า $G_{v_d}(s)$, $G_{v_o}(s)$, $R_s = 2\Omega$ และ F_m จากสมการที่ (2) ลงในสมการที่ (7) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ ที่มีแบบภาพโพลซ็อดโดย MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงดังรูปที่ (6) โดเมนซีโรที่มีความถี่ 1340Hz ซีโรที่ระยะทางยาวที่ความถี่ 13.17kHz โพลส์ที่ 1 ที่ความถี่ 108Hz โพลส์ที่ 2 ที่ความถี่ 50kHz และ DC gain เท่ากับ -11.24dB



รูปที่ 6 แผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_1(s)$

ลักษณะพหุนามในวงรูปที่ 5 มีค่าดังนี้

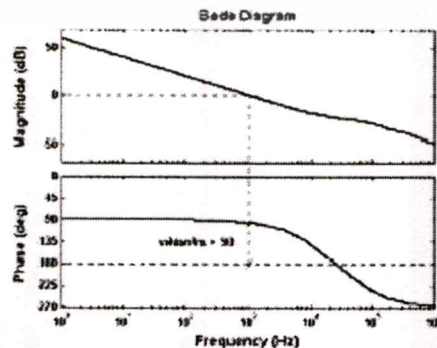
$$Z_T = R_1 + \frac{1}{s \cdot C_{FS}}, \quad Z_1 = R_1, \quad Z_P = R_p // \frac{1}{s \cdot C_p}$$

ทำการแทนค่า Z_1 , Z_p และ Z_T ลงในสมการที่ (6) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ $G_1(s)$ ดังสมการที่ (10)

$$G_C(s) = \frac{CTR \cdot K_{VS} \cdot R_p \cdot (1 + C_{FS} R_1 s)}{R_{EX} \cdot R_1 C_{FS} s \cdot (1 + C_p R_p s)} \quad (10)$$

กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ (f_c) ที่ 1kHz ทำการวางซีโร $f_z = 1/2\pi C_{FS} R_1$ ที่ความถี่ 110Hz และ โพล $f_p = 1/2\pi C_p R_p$ ที่ความถี่ 1350Hz ค่าพหุนามค่าคุณลักษณะต่างๆ โพลที่ $R_p = 8k\Omega$ และกำหนดให้ $R_1 = 7.5k\Omega$ จะได้ $R_p = 15k\Omega$, $C_{FS} = 100nF$ และ $C_p = 15nF$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรจากค่าสัมประสิทธิ์วงจรถ่ายโอนที่ได้ นำมาเขียนแผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_1(s)G_C(s)$ โดยใช้โปรแกรม MATLAB ได้ดังรูปที่ (7) จะเห็นว่าเฟสเริ่มมีค่าประมาณ 90 องศา แสดงว่าความถี่ที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ



รูปที่ 7 แผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_1(s)G_C(s)$

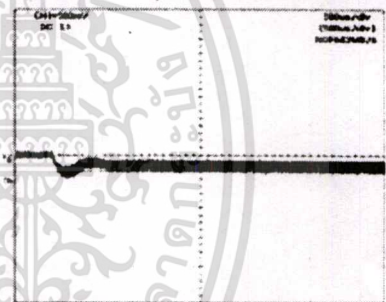
5.ผลการทดลอง

ผลการวัดแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตของวงจรสี่ขั้วแบบที่ใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบมาแสดงในตารางที่ 1 จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตลดลงเล็กน้อยตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตและกระแสโหลด

ตารางที่ 1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตที่กระแสโหลดค่าต่างๆ

แรงดันไฟฟ้เอาต์พุต (V_o)			
แรงดันไฟฟ้เอาต์พุต (V_o)	1A	2A	3A
280V	5.00	4.93	4.87
310V	5.00	4.93	4.87
340V	5.01	4.94	4.88

ผลทดสอบการตอบสนองชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A แสดงดังรูปที่ 8 พบว่าเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 500 μs



รูปที่ 8 ผลทดสอบชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A

6. สรุป

บทความนี้ได้แสดงการจำลองแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตในโหมดกระแสและมีการเชื่อมกับระบบโรบอติกส์ด้วยตัวแปลงแบบจำลองที่ได้ถูกนำมาใช้ออกแบบตัวควบคุมส่วนที่ควบคุมฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยแบบ ผลการทดสอบพบว่าวงจรมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตและผลตอบสนองเป็นที่น่าพึงพอใจ

เอกสารอ้างอิง

[1] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converter Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, No. 3, pp 490-496, May 1990.
 [2] R. B. Ridley, "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 6, No. 2, pp 271-280, 1991.
 [3] NCP1200 (Databook), ON Semiconductor, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายวันวัฒน์ กลีบจำปี เกิดเมื่อวันที่ 9 เมษายน 2522 ที่จังหวัดอุดรดิตถ์ สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2542 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้