

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์

CONTROL LOOP DESIGN OF SWITCHED MODE POWER SUPPLIES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

ฉพ.  
๗๖๘๙๗  
๕๕๔๗

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๔๗

ISBN 974-324-973-7

Handwritten box containing a library classification code: .b.....  
.i.....

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 50964

วัน,เดือน,ปี 26 พ.ค. ๒๕๔๗

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีใช้

Handwritten number: ๖๑๑๖๒

# CONTROL LOOP DESIGN OF SWITCHED MODE POWER SUPPLIES



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

2004

ISBN 974-324-973-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์
นักศึกษา	นางสาวกัญติชา กิตติพิรัชล
รหัสประจำตัว	43061522
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร. ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ โดยศึกษาถึงการออกแบบวงจรชดเชยป้อนกลับด้วยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ แสดงตัวอย่างการออกแบบกับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบั๊กและวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบูสต์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบแรงดัน และแสดงผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ได้ออกแบบ จากการทดลองพบว่าการออกแบบวงจรชดเชยด้วยวิธีดังกล่าวสามารถกระทำได้อย่างสะดวกในทางปฏิบัติ และได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	<b>Control Loop Design of Switched Mode Power Supplies</b>
<b>Student</b>	<b>Miss Kanticha Kittipeerachon</b>
<b>Student ID.</b>	<b>43061522</b>
<b>Degree</b>	<b>Master of Engineering</b>
<b>Programme</b>	<b>Control Engineering</b>
<b>Year</b>	<b>2004</b>
<b>Thesis Advisor</b>	<b>Dr. Chanin Bunlaksananusorn</b>

### **ABSTRACT**

This thesis presents feedback control design of switched mode power supplies using the frequency response method. The design method is described and illustrated with a buck and a boost converters. The designed converters were prototyped and tested for output voltage regulation and transient response due to step load change. Experimental results show that the prototype converters possess good output voltage regulation and fast transient response, confirming practicality and validity of the design method.

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ.....	13
3.2.1 เสถียรภาพ.....	14
3.2.2 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	16
3.2.3 ความเร็วในการตอบสนอง.....	16
3.2.4 คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดี.....	16
3.3 การออกแบบวงจรชดเชย.....	17
3.4 สรุป.....	18
บทที่ 4 การออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	19
4.1 บทนำ.....	19
4.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง.....	19
4.2.1 การออกแบบสร้างวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค.....	19
4.2.2 การออกแบบสร้างวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบูสต์.....	23
4.2.3 การออกแบบสร้างวงจรพีคบัลลิเอ็ม.....	25
4.2.4 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค.....	26
4.2.5 การออกแบบสร้างวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบูสต์.....	28
4.3 การออกแบบสร้างวงจรชดเชย.....	29
4.3.1 การออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค.....	29
4.3.2 การออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบูสต์.....	39
4.4 สรุป.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี.....	67
ภาคผนวก ข โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี.....	79
ภาคผนวก ค ภาพถ่ายของงานวิจัย.....	82
ภาคผนวก ง บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	85
ประวัติผู้เขียน.....	93



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบั๊กในโหมด CCM.....	47
5.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบั๊กในโหมด DCM.....	48
5.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบั๊กในโหมด DCM-CCM..	48
5.4 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร.....	49
5.5 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบ โพลเดียว.....	49
5.6 ค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ในการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อทำการลด อัตราขยายดีซี เฟสมาร์จิน และความถี่ครอส โอเวอร์.....	58
5.7 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีต้นแบบ.....	60
5.8 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีต้นแบบ.....	61
5.9 การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบั๊กต้นแบบ ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	61
5.10 การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ต้นแบบ ในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A.....	51
5.5 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A.....	51
5.6 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 10 A.....	52
5.7 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 10 A.....	52
5.8 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A.....	53
5.9 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A.....	53
5.10 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM เมื่อใช้วงจรชดเชยสำหรับ โหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A.....	54
5.11 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM เมื่อใช้วงจรชดเชยสำหรับ โหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A.....	55
5.12 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 4 A.....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 4 A.....	56
5.14 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบูสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร่ ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 3 A.....	57
5.15 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบูสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 3 A.....	57
5.16 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM เมื่อทำการลดอัตราขยายดีซี ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A.....	58
5.17 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM เมื่อทำการลดเฟสมาร์จิน ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A.....	59
5.18 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM เมื่อทำการลดความถี่ครอส โอเวอร์ ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A.....	59
5.19 ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด.....	60
5.20 ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัคในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 25 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด.....	60
5.21 ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบูสต์ในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 10 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี.....	68
ก.2 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคเมื่อสวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส.....	69
ก.3 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส.....	70
ก.4 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส.....	74
ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี.....	80
ค.1 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคในโหมด CCM.....	83
ค.2 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคในโหมด DCM-CCM.....	83
ค.3 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบูสต์ในโหมด CCM.....	84



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

a	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
A	แอมแปร์
$A_c$	พื้นที่ตัดขวางของแกน
$A_p$	ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$A_w$	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$B_{max}$	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด
C	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C
$C_1$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_1$
$C_2$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_2$
$C_p$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_p$
$C_s$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_s$
$C_T$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าช่วงเวลา $C_T$
CCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง
d	คิวติไซเคิล
dB	เดซิเบล
$\hat{d}(s)$	คิวติไซเคิลที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
D	คิวติไซเคิลที่สภาวะคงตัว
$D_1$	ไดโอดเรียงกระแส
$D_{max}$	คิวติไซเคิลสูงสุด
$D_{min}$	คิวติไซเคิลต่ำสุด
$D_z$	ซีเนอร์ไดโอด
$D_{IC,max}$	คิวติไซเคิลสูงสุดของไอซี
DCM	การนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง
E	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
ESR	ความต้านทานอนุกรมสมมูล
f	ความถี่
$f_0$	ความถี่ของโพลคู่เนื่องจากวงจรความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$f_c$	ความถี่ครอสโอเวอร์
$f_p^*$	ความถี่ของโพลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$f_{p1}$	ความถี่ของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชย
$f_{p2}$	ความถี่ของโพลตัวที่สองของวงจรชดเชย
$f_s$	ความถี่ในการสวิตช์
$f_z$	ความถี่ของซีโร่เนื่องจาก ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$f_{z1}$	ความถี่ของซีโร่ตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชย
$f_{z2}$	ความถี่ของซีโร่ตัวที่สองของวงจรชดเชย
$f_{zRHP}$	ความถี่ของซีโร่ทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s ของวงจรแปลงผันแรงดัน
F	ฟารัด
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย
$G_d(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดัน
$G_m(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างดิวิตีไซเคิลและสัญญาณควบคุม
$G_p(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง
$ G_c(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย
$ G_p(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง
GM	เกนมารจิ้น
H	เฮนรี่
Hz	เฮิรตซ์
$I_{d,av}$	กระแสเดรนเฉลี่ยของมอสเฟตกำลัง
$I_{f,av}$	กระแสไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลัง
$I_{L,av}$	กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,min}$	กระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_o$	กระแสเอาต์พุต
$\Delta I_L$	ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ
J	จูล
J	ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
k	กิโล
$k_c$	อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$K_c$	อัตราขยายคี่ซึ่ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตของวงจรถดเชย
$K_{CCM}$	อัตราขยายคี่ซึ่ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด CCM
$K_{DCM}$	อัตราขยายคี่ซึ่ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด DCM
$l_g$	ความยาวของช่องอากาศ
$L$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L$
$L_p$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L_p$
$m$	มิลลิ
$m$	เมตร
$M$	เมกะ
$n$	นาโน
$N$	จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ
$N_p$	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$N_s$	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$PM$	เฟสมาร์จิน
$Q$	ค่า quality factor
rad/sec	เรเดียนต่อวินาที
$R$	ความต้านทานของโหลด
$R_1$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_1$
$R_2$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_2$
$R_3$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_3$
$R_4$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_4$
$R_c$	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C$
$R_{d1}$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_{d1}$
$R_{d2}$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_{d2}$
$R_g$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_g$
$R_{gs}$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_{gs}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$R_{\max}$	ความต้านทานสูงสุดของโหลด
$R_{\min}$	ความต้านทานต่ำสุดของโหลด
$R_T$	ความต้านทานของตัวต้านทาน $R_T$
$s$	วินาที
$t$	เวลา
$t_{\text{on}}$	ช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส
$t_{\text{off}}$	ช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส
$T$	เทสตา
$T_s$	คาบเวลาในการสวิตช์
$T(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ
$ T(s) $	อัตรายายของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ
$\angle T(s)$	เฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ
$v_c$	สัญญาณควบคุม
$\hat{v}_c(s)$	สัญญาณควบคุมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $s$
$v_i$	แรงดันอินพุต
$v_o$	แรงดันเอาต์พุต
$\hat{v}_o(s)$	แรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $s$
$\hat{v}'_o(s)$	แรงดันเอาต์พุตของวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $s$
$v_{\text{ref}}$	แรงดันอ้างอิง
$\hat{v}_{\text{ref}}(s)$	แรงดันอ้างอิงที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $s$
$v_s$	สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย
$V$	โวลต์
$V_i$	แรงดันอินพุตที่สภาวะคงตัว
$V_o$	แรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว
$V'_o$	แรงดันเอาต์พุตของวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว
$V_{\text{pri.pk}}$	แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ
$V_{\text{ref}}$	แรงดันอ้างอิงที่สภาวะคงตัว
$V_s$	ความสูงของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$\Delta V_0$	ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต
$Z_r$	อิมพีแดนซ์ป้อนกลับของวงจรขยายความผิดพลาด
$Z_i$	อิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรขยายความผิดพลาด
$\mu$	ไมโคร
$\pi$	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
$\Omega$	โอห์ม
$\omega_0$	ความถี่เชิงมุมของโพลคู่เนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$\omega_p$	ความถี่เชิงมุมของโพลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด DCM
$\omega_{p1}$	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชย
$\omega_{p2}$	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่สองของวงจรชดเชย
$\omega_z$	ความถี่เชิงมุมของซีโร่เนื่องจาก ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$\omega_{z1}$	ความถี่เชิงมุมของซีโร่ตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชย
$\omega_{z2}$	ความถี่เชิงมุมของซีโร่ตัวที่สองของวงจรชดเชย
$\omega_{zRHP}$	ความถี่เชิงมุมของซีโร่ทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$\phi$	เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของหลอดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (switched mode power supplies) มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในอุปกรณ์และระบบอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบลิเนียร์ ในการนำไปใช้งานแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์จะต้องมีเสถียรภาพ มีความคงที่ และตอบสนองได้อย่างรวดเร็วเมื่อกระแสเอาต์พุตหรือแรงดันอินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งผู้ออกแบบสามารถกระทำได้โดยการออกแบบวงจรชดเชยป้อนกลับที่เหมาะสม และด้วยเหตุที่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ทำงานกับแรงดันไฟเลี้ยงที่มีช่วงแคบ การออกแบบในส่วนของวงจรชดเชยเพื่อให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต (output voltage regulation) จำกัดอยู่ในช่วงที่แคบจึงเป็นเรื่องสำคัญ แต่การออกแบบวงจรชดเชยในอุตสาหกรรมจะใช้หลักการลองผิดลองถูกซึ่งอาจต้องใช้เวลาอันยาวนานจึงจะได้ผลเป็นที่น่าพอใจ การศึกษาให้เข้าใจถึงวิธีการออกแบบจะช่วยให้การออกแบบกระทำได้ง่ายและเสียเวลาน้อยลง

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดัน
2. ศึกษาทฤษฎีระบบควบคุมและการนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ
3. นำทฤษฎีระบบควบคุมวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response method) [1-4] ไปใช้ออกแบบวงจรชดเชยสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ได้จริงในทางปฏิบัติ

### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เป็นการนำหลักการออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ มาประยุกต์ใช้เนื่องจากเป็นวิธีที่ไม่ยุ่งยาก โดยเฉพาะเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (optimization method) ที่นำเสนอใน [5, 6] ซึ่งแม้จะเป็นวิธีที่ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่เนื่องจากต้องใช้การคำนวณที่ยุ่งยากและบางครั้งไม่ได้ผลตามที่ต้องการ ทำให้ยังเป็นปัญหาสำหรับการนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติ ส่วนใน [7] ที่นำวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ไปใช้ในการออกแบบนั้น ผลที่นำมาแสดงเป็นเพียงผลการเลียนแบบการทำงานไม่ใช่ผลการทดลองจริง

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาการออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ และทำการออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบักที่ทำงานในโหมด CCM โหมด DCM และโหมด DCM-CCM และวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมด CCM ให้มีคุณสมบัติตามต้องการ ได้แก่ มีเสถียรภาพ มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี และสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาส่วนประกอบต่าง ๆ ในบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์
2. นำเสนอการออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่
3. ทำการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์
4. ทำการทดสอบวงจรชดเชยที่ออกแบบกับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีต้นแบบ
5. วิเคราะห์ผลการทดลอง
6. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

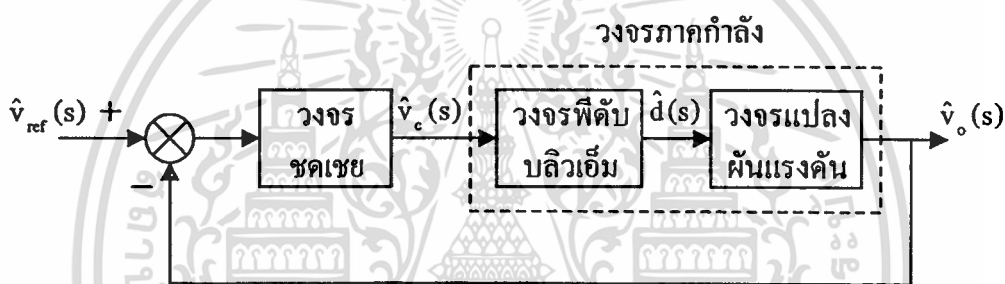


## บทที่ 2

# แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

### 2.1 บทนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบลิเนียร์ จึงถูกนำไปใช้งานกับระบบอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ในการออกแบบการควบคุมป้อนกลับของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์จะพิจารณาระบบในรูปของบล็อกโคอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรถ่ายกำลังและวงจรชดเชย



รูปที่ 2.1 บล็อกโคอะแกรมการควบคุมป้อนกลับของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

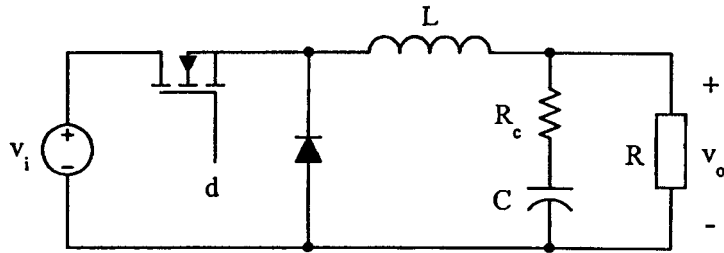
### 2.2 วงจรถ่ายกำลัง

วงจรถ่ายกำลังประกอบด้วยวงจรแปลงผันแรงดันและวงจรพีดับบลิวเอ็ม (pulse width modulator) ซึ่งสามารถแยกพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

#### 2.2.1 วงจรแปลงผันแรงดัน

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ส่วนใหญ่สร้างด้วยวงจรแปลงผันแรงดันที่พัฒนามาจากวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีพื้นฐาน 3 แบบ ได้แก่ วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบัค แบบบูสต์ และแบบบัค-บูสต์ วงจรดังกล่าวอาศัยการทำงานของสวิตช์ (ได้แก่ มอสเฟตกำลัง) และไดโอดกำลังในการเปลี่ยนรูปคลื่นสัญญาณของแรงดันอินพุตเพื่อให้ได้แรงดันเฉลี่ยค่าใหม่ แล้วผ่านการกำจัดริบเปิลเนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ของวงจร (switching frequency) ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สร้างขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้า (L-C low-pass filter) ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต ( $v_o$ ) ที่ประมาณได้ว่าเป็นแรงดันคิซีที่มีค่าสัมพันธ์กับสัญญาณอินพุต (อันได้แก่ แรงดันอินพุต ( $v_i$ ) คิวตีไซเคิลของสวิตช์ ( $d$ ) เป็นต้น) ความสัมพันธ์เหล่านี้จะแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ซึ่งมีรูปแบบขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซี ดังนี้

### 2.2.1.1 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค



รูปที่ 2.2 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค (รูปที่ 2.2) เป็นวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีที่ให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าแรงดันอินพุต โดยหลักการการทำงานของวงจรถูกอธิบายไว้อย่างละเอียดใน [8] ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวตี้ไซเคิลเมื่อวงจรทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) และโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM) แสดงได้ดังสมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.2) ตามลำดับ [4]

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{\text{CCM}} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.1)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{\text{DCM}} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (2.2)$$

เมื่อ

$$K_{\text{CCM}} = V_i$$

$$K_{\text{DCM}} = \frac{2V_i(1 - V_o/V_i)^{3/2}}{\sqrt{2Lf_s/R}(2 - V_o/V_i)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_p = \frac{2 - V_o/V_i}{(1 - V_o/V_i)RC}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R}{LC(R+R_c)}} \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

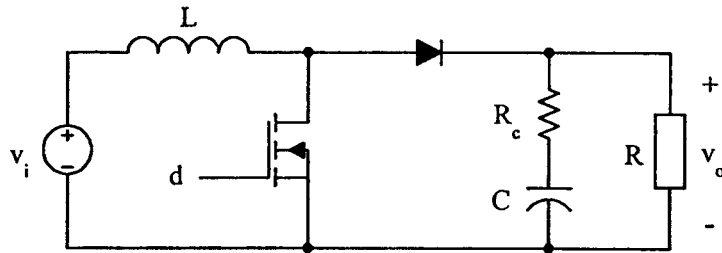
$$Q = \frac{R}{\omega_0(RR_c C + L)}$$

โดยที่

- R คือ ความต้านทานของโหลด
- L คือ ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L
- C คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C
- $R_c$  คือ ความต้านทานอนุกรมสมมูล (Equivalent Series Resistance, ESR) ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C
- $f_s$  คือ ความถี่ในการสวิตช์
- $V_i$  คือ แรงดันอินพุตที่สภาวะคงตัว
- $V_o$  คือ แรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว
- $\hat{v}_o(s)$  คือ แรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
- $\hat{d}(s)$  คือ ดิวตีไซเคิลที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
- $K_{CCM}$  คือ อัตราขยายดีซี (DC gain) ของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด CCM
- $K_{DCM}$  คือ อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด DCM
- $\omega_z$  คือ ความถี่เชิงมุมของซีโรเนื่องจาก ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
- $\omega_p$  คือ ความถี่เชิงมุมของโพลของวงจรแปลงผันแรงดันที่ทำงานในโหมด DCM
- $\omega_0$  คือ ความถี่เชิงมุมของโพลคู่ (double pole) เนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
- Q คือ ค่า quality factor

การวิเคราะห์สมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.2) แสดงในภาคผนวก ก

### 2.2.1.2 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์



รูปที่ 2.3 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์ (รูปที่ 2.3) เป็นวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีที่ให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตมากกว่าแรงดันอินพุต โดยหลักการการทำงานของวงจรถูกอธิบายไว้อย่างละเอียดใน [8] พังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลเมื่อวงจรทำงานในโหมด CCM และโหมด DCM แสดงได้ดังสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.4) ตามลำดับ [4]

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{CCM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.3)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{DCM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (2.4)$$

เมื่อ

$$K_{CCM} = \frac{V_o^2}{V_i}$$

$$K_{DCM} = \frac{2V_o}{(2V_o/V_i - 1)} \sqrt{\frac{(V_o/V_i - 1)V_i R}{2Lf_s V_o}}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{zRHP} = \frac{V_i^2 R}{V_o^2 L}$$

$$\omega_p = \frac{2V_o / V_i - 1}{(V_o / V_i - 1)RC}$$

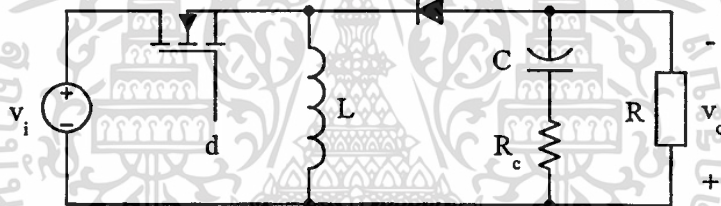
$$\omega_0 = \frac{V_i}{V_o} \sqrt{\frac{R}{LC(R+R_c)}}$$

$$Q = \omega_0 C(R+R_c)$$

โดยที่

$\omega_{zRHP}$  คือ ความถี่เชิงมุมของซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  (Right-Half-Plane zero) ของวงจรแปลงผันแรงดัน

### 2.2.1.3 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค-บูสต์



รูปที่ 2.4 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค-บูสต์

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค-บูสต์ (รูปที่ 2.4) เป็นวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีที่สามารถให้ขนาดของแรงดันเอาต์พุตมากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุตได้แต่มีขั้วไฟฟ้าตรงข้ามกับแรงดันอินพุตโดยหลักการการทำงานของวงจรถูกอธิบายไว้อย่างละเอียดใน [8] ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและคิวิตีไซเคิลเมื่อวงจรทำงานในโหมด CCM และโหมด DCM แสดงได้ดังสมการที่ (2.5) และสมการที่ (2.6) ตามลำดับ [4]

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{CCM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_{DCM} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \tag{2.6}$$

เมื่อ

$$K_{CCM} = V_i(1 + V_o/V_i)^2$$

$$K_{DCM} = V_i \sqrt{\frac{R}{2Lf_s}}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}$$

$$\omega_{zRHP} = \frac{V_i^2 R}{V_o(V_o + V_i)L}$$

$$\omega_p = \frac{2}{RC}$$

$$\omega_0 = \frac{V_i}{(V_o + V_i) \sqrt{LC(R + R_c)}}$$

$$Q = \frac{V_i^2 R}{\omega_0 (V_i^2 R R_c C + (V_o + V_i)^2 L)}$$

### 2.2.2 วงจรพีดับบลิวเอ็ม

แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับดิวิตีไซเคิลของสวิตช์โดยความถี่มีค่าคงที่ โดยมีวิธีการควบคุม 2 แบบ คือ การควบคุมแบบแรงดัน (voltage mode control) และการควบคุมแบบกระแส (current mode control) ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวิธีการควบคุมแบบแรงดันเท่านั้น

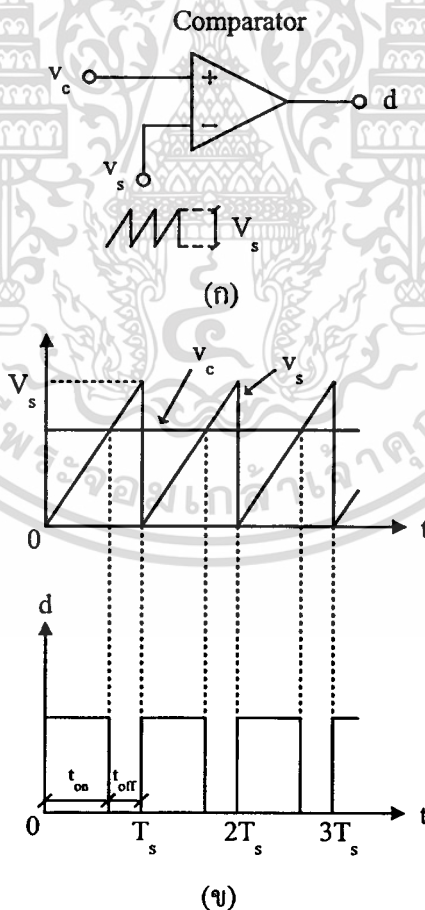
ดิวิตีไซเคิลเป็นสัญญาณที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ สร้างจากวงจรพีดับบลิวเอ็มโดยการเปรียบเทียบสัญญาณ 2 สัญญาณด้วยตัวเปรียบเทียบ (comparator) (รูปที่ 2.5(ก)) ซึ่งสัญญาณเปรียบเทียบทั้งสองคือ สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (sawtooth signal,  $v_s$ ) ที่มีความสูงของรูปคลื่น (peak to peak) เท่ากับ  $V_s$  และมีความถี่เท่ากับความถี่ในการสวิตช์ ( $f_s = 1/T_s$ ) ที่ต้องการ และสัญญาณเปรียบเทียบอีกสัญญาณคือ สัญญาณควบคุม (control signal,  $v_c$ ) เมื่อสัญญาณควบคุมถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยซึ่งมีความถี่และขนาดของสัญญาณที่แน่นอน สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ (ดิวิตีไซเคิล) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่

ของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (ความถี่ในการสวิตช์) แต่มีความกว้างของสัญญาณเป็นไปตามค่าของสัญญาณควบคุม (รูปที่ 2.5(ข)) กล่าวคือ หากสัญญาณควบคุมมีค่ามากขึ้นความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะมากขึ้นตาม แต่หากแรงดันควบคุมมีค่าน้อยลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้ก็จะน้อยลงเช่นกัน ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างดิวิตีไซเกิดและสัญญาณควบคุมแสดงได้ดังสมการที่ (2.7) [4]

$$\frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{V_s} \quad (2.7)$$

โดยที่

$V_s$  คือ ความสูงของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย  
 $\hat{v}_c(s)$  คือ สัญญาณควบคุมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน  $s$

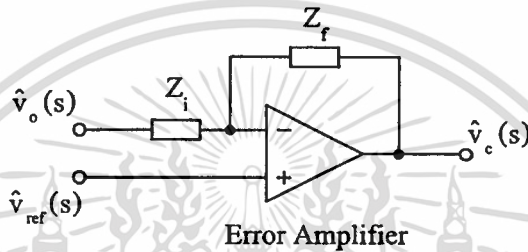


รูปที่ 2.5 วงจรพีดับบลิวเอ็ม (ก) รูปวงจร (ข) รูปคลื่นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 วงจรชดเชย

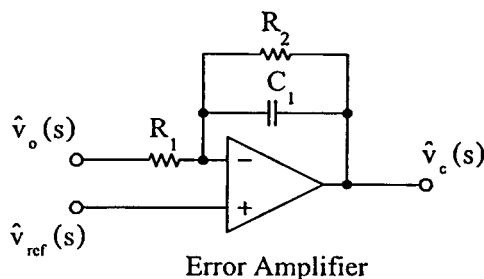
ในการนำแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ไปใช้งาน แรงดันเอาต์พุตจะต้องมีค่าอยู่ในย่านที่กำหนดถึงแม้แรงดันอินพุตหรือโหลดมีการเปลี่ยนแปลง การควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ จะกระทำโดยการป้อนกลับแบบลบ (รูปที่ 2.1) เพื่อให้ระบบปรับคิวิตีไซเคิลด้วยตัวเองอย่างอัตโนมัติ โดยที่สัญญาณควบคุมความกว้างของคิวิตีไซเคิลถูกสร้างจากตัวขยายความผิดพลาด (error amplifier) ซึ่งขยายค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันอ้างอิง (reference voltage,  $v_{ref}$ ) กับค่าแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 2.6 ระบบจะทำการปรับคิวิตีไซเคิลไปจนกระทั่งแรงดันเอาต์พุตเท่ากับแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 2.6 วงจรชดเชยที่สร้างด้วยตัวขยายความผิดพลาด

แม้ว่าการป้อนกลับจะทำให้ระบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้อย่างอัตโนมัติ แต่อาจเป็นต้นเหตุให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ นอกจากนี้การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ได้ อาจจะไม่เป็นที่พึงปรารถนา เช่น มีการตอบสนองช้า มีการแกว่งมากเกินไป หรือมีความคลาดเคลื่อนมาก จากค่าที่ต้องการ สิ่งไม่เป็นที่พึงปรารถนาเหล่านี้สามารถป้องกันและควบคุมได้ด้วยการออกแบบวงจรชดเชยให้เหมาะสม การออกแบบวงจรชดเชยจึงเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบเพื่อให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีสมรรถนะที่ดี และจะนำเสนอในบทต่อไป ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะรูปแบบของวงจรชดเชย 2 รูปแบบ [2] ที่นิยมใช้ในการชดเชยวงควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ ดังนี้

### 2.3.1 วงจรชดเชยแบบโพลเดี่ยว (single pole compensation circuit)



รูปที่ 2.7 วงจรชดเชยแบบโพลเดี่ยว

วงจรถดเชยแบบโพลเดียวแสดงดังรูปที่ 2.7 เป็นวงจรถดเชยที่เหมาะสมสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ทำงานในโหมด DCM และที่ทำงานในโหมด CCM ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบกระแส ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ (2.8)

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = K_c \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)} \tag{2.8}$$

เมื่อ

$$K_c = \frac{R_2}{R_1}$$

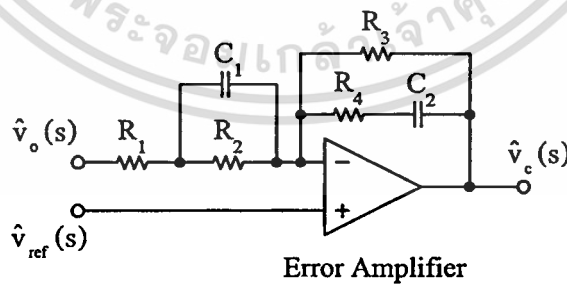
$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_2 C_1}$$

โดยที่

$K_c$  คือ อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตของวงจรถดเชย

$\omega_{p1}$  คือ ความถี่เชิงมุมของโพลของวงจรถดเชย

### 2.3.2 วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโร่ (two-pole two-zero compensation circuit)



รูปที่ 2.8 วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโร่

วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโร่แสดงดังรูปที่ 2.8 เป็นวงจรถดเชยที่เหมาะสมสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ทำงานในโหมด CCM ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ (2.9)

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = K_c \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (2.9)$$

เมื่อ

$$K_c = \frac{R_3}{R_1 + R_2}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_3 + R_4) C_2}$$

$$\omega_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$$

โดยที่

$\omega_{z1}$  คือ ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซย

$\omega_{z2}$  คือ ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่สองของวงจรถดเซย

$\omega_{p1}$  คือ ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซย

$\omega_{p2}$  คือ ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่สองของวงจรถดเซย

## 2.4 สรุป

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ประกอบด้วยวงจรถดเซยและวงจรถดเซย โดยมีวงจรถดเซยเป็นวงจรหลักในการสร้างแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ ส่วนวงจรถดเซยเป็นวงจรสำหรับควบคุมผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามคุณสมบัติของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ต้องการ อันได้แก่ การมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงได้อย่างรวดเร็ว และความสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าอยู่ในย่านที่กำหนดได้ โดยวิธีการออกแบบวงจรถดเซยที่แนะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ คือ วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

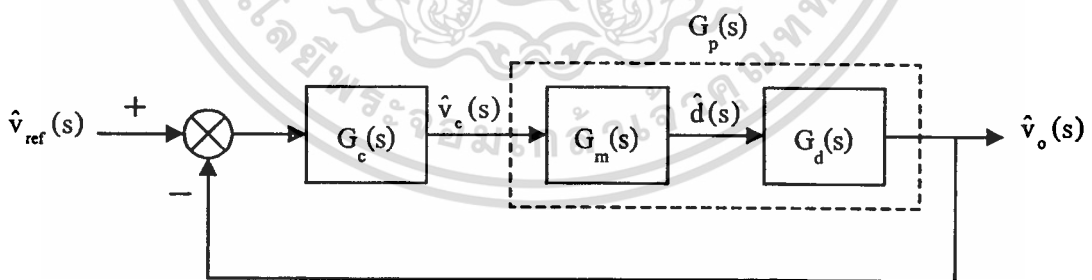
## การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่

### 3.1 บทนำ

การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่เป็นวิธีการออกแบบที่ง่าย ไม่จำเป็นต้องใช้ความรู้ทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง และการวิเคราะห์คุณสมบัติรวมทั้งเสถียรภาพของระบบสามารถกระทำโดยพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (open loop transfer function) ของระบบควบคุมป้อนกลับ การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีนี้จะทำบนแผนภาพโบด (bode diagram) โดยออกแบบวงจรชดเชยเพื่อให้แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยเมื่อรวมกับแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังแล้วได้แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ซึ่งจะนำเสนอต่อไปในบทนี้

### 3.2 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ดีจะต้องมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี และมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว การออกแบบให้บรรลุวัตถุประสงค์ดังกล่าวจะพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (closed loop transfer function) ของระบบควบคุมป้อนกลับในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมสัญญาณขนาดเล็กของการควบคุมป้อนกลับของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงแสดงได้ดังสมการที่

$$(3.1)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$T(s) = G_p(s)G_c(s) = G_d(s)G_m(s)G_c(s)$$

โดยที่

$\hat{v}_{ref}(s)$  คือ แรงดันอ้างอิงที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน  $s$

$G_d(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและควิตีไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดัน

$G_m(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างควิตีไซเคิลและสัญญาณควบคุม

$G_p(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง

$G_c(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย

$T(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ

คุณสมบัติต่าง ๆ ของระบบที่ต้องการจะพิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดสมการที่ (3.1) มีดังต่อไปนี้

### 3.2.1 เสถียรภาพ

เสถียรภาพของระบบ คือ ความสามารถในการกลับเข้าสู่สภาพสมดุลเดิมของระบบหลังจากถูกรบกวน สามารถตรวจสอบได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด กล่าวคือ หากฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของระบบมีโพลอยู่ทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ระบบนั้นจะขาดเสถียรภาพ ซึ่งจากสมการที่ (3.1) โพลหรือตำแหน่งรากของพหุนามส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดหาได้จากสมการที่ (3.2)

$$1 + T(s) = 0 \quad (3.2)$$

สมการดังกล่าวถูกแสดงในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ดังนั้นเสถียรภาพของระบบจึงสามารถวิเคราะห์ได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดโดยการจัดรูปสมการที่ (3.2) ใหม่จะได้สมการที่ (3.3)

$$T(s) = -1 = |1| \angle -180^\circ \quad (3.3)$$

สมการที่ได้แสดงเงื่อนไขที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ กล่าวคือ ระบบจะขาดเสถียรภาพหากเฟสตาม (phase lag) ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ความถี่ครอสโอเวอร์ (crossover frequency,  $f_c$ ) หรือความถี่ที่อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดเป็น 1 (0 dB) มีค่าเท่ากับ  $180^\circ$  คุณสมบัติของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เป็นงานวิจัยส่วนตัวเท่านั้น ไม่สามารถนำไปประโยชน์อื่นนอกเหนือจากนี้ได้ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อผู้จัดทำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

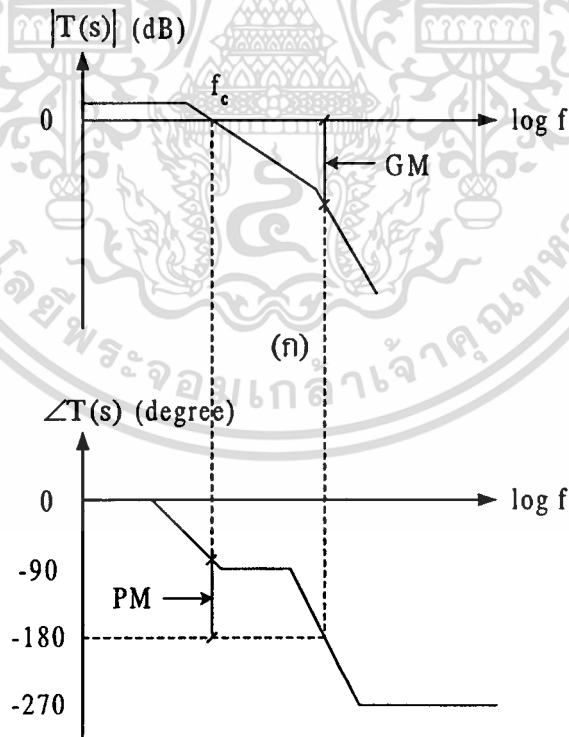
ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ใช้พิจารณาเพื่อตรวจสอบเสถียรภาพของระบบ ได้แก่ เฟสมาร์จิ้น (phase margin, PM) และเกนมาร์จิ้น (gain margin, GM)

### ก. เฟสมาร์จิ้น

คือ ผลต่างระหว่าง  $180^\circ$  กับเฟสตามที่ความถี่ครอสโอเวอร์แสดงดังรูปที่ 3.2(ก) ระบบที่มีเสถียรภาพจะต้องมีค่าเฟสมาร์จิ้นเป็นบวกซึ่งก็คือ มีค่าเฟสตามที่ความถี่ครอสโอเวอร์น้อยกว่า  $180^\circ$  นั่นเอง โดยที่เฟสมาร์จิ้นนี้ถึงแม้ว่ามีค่าเป็นบวกแต่หากมีค่าเข้าใกล้  $0^\circ$  มากเกินไปจะทำให้ความมีเสถียรภาพของระบบจะลดลงได้เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเกิดการแกว่งมากเกินไป ในทางปฏิบัติเฟสมาร์จิ้นควรจะมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า  $45^\circ$

### ข. เกนมาร์จิ้น

คือ ผลต่างระหว่าง  $0$  dB กับอัตราขยายที่ความถี่ที่เฟสตามเป็น  $180^\circ$  แสดงดังรูปที่ 3.2(ข) ในทำนองเดียวกับเฟสมาร์จิ้นระบบที่มีเสถียรภาพจะต้องมีค่าเกนมาร์จิ้นเป็นบวกซึ่งก็คือ มีค่าอัตราขยายที่ความถี่ที่เฟสตามเป็น  $180^\circ$  น้อยกว่า  $0$  dB นั่นเอง ในทางปฏิบัติเกนมาร์จิ้นควรจะมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า  $6$  dB



(จ)

รูปที่ 3.2 แอสซิเมโทแสดงเฟสมาร์จิ้นและเกนมาร์จิ้นของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด

### 3.2.2 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตของระบบจะมีค่าคงที่ค่าหนึ่งทีสภาวะคงตัวแต่หากระบบถูกรบกวนแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามการรบกวนที่เกิดขึ้น จนกระทั่งเมื่อระบบเข้าสู่สภาพสมดุลแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวจะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (3.1) โดยการแทนด้วยค่าที่สภาวะคงตัวหรือแทนด้วยความถี่เท่ากับศูนย์ ( $s = 0$ ) จะได้สมการที่ (3.4)

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{T(0)}{1 + T(0)} \quad (3.4)$$

โดยที่

$V_{ref}$  คือ แรงดันอ้างอิงที่สภาวะคงตัวมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตเป้าหมาย จะเห็นว่าหากอัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามาก แรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว ( $V_o$ ) จะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันเอาต์พุตเป้าหมาย ( $V_{ref}$ ) มาก ความคลาดเคลื่อนของแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวจึงมีค่าน้อยหลังจากระบบถูกรบกวน ทำให้มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี ดังนั้น เพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดควรมีค่ามากอย่างเพียงพอ

### 3.2.3 ความเร็วในการตอบสนอง

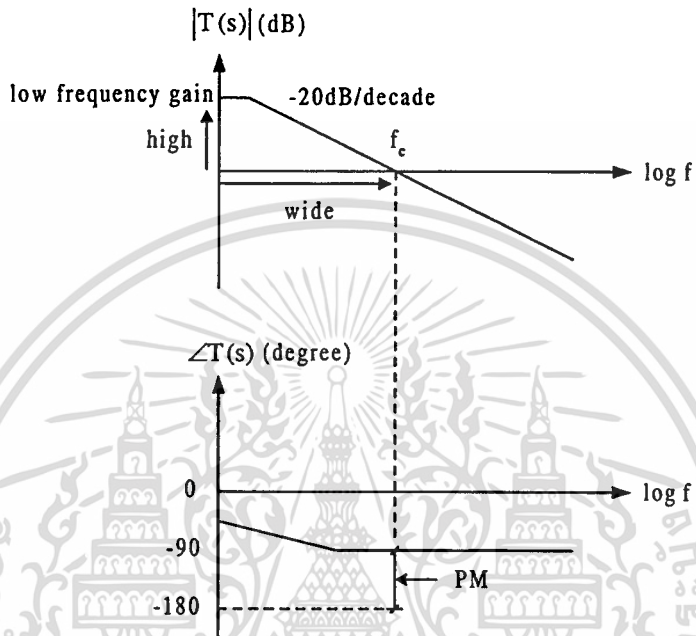
การเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุตหรือการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใด ทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงไปและอาจจะมีค่าเกินย่านที่ต้องการได้ วงจรป้อนกลับจะทำการควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตกลับสู่ค่าเป้าหมาย ( $V_{ref}$ ) ช่วงเวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการกลับสู่ค่าเป้าหมายเรียกว่า เวลาในการคืนตัว (settling time) ความเร็วในการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจะเร็วหรือช้าขึ้นอยู่กับค่าแบนด์วิดธ์ของระบบหรือค่าความถี่ครอสโอเวอร์ ( $f_c$ ) หากระบบมีความถี่ครอสโอเวอร์มากจะทำให้ระบบสามารถตอบสนองต่อสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ ได้ดี ตรงกันข้ามกับระบบที่มีความถี่ครอสโอเวอร์น้อยจะตอบสนองช้า แต่หากความถี่ครอสโอเวอร์มีค่ามากเกินไประบบจะตอบสนองต่อสัญญาณที่ความถี่สูงมากได้ดี โดยเฉพาะสัญญาณรบกวน (noise) ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ ในทางปฏิบัติความถี่ครอสโอเวอร์ไม่ควรเกิน 0.25 เท่าของความถี่ในการสวิตช์

### 3.2.4 คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดี

จากหัวข้อที่ 3.2.1 ถึงหัวข้อที่ 3.2.3 แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่จะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดี ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1. เฟสมาร์จินและเกนมาร์จินควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  และ 6 dB ตามลำดับเพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป

2. อัตราขยายคิซีควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี
  3. ความถี่ครอสโอเวอร์ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว แต่ไม่ควรเกิน 0.25 เท่าของความถี่ในการสวิตช์เพราะอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้
- คุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงเป็นแผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แอสซิเมโทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ

### 3.3 การออกแบบวงจรชดเชย

ในหัวข้อที่ 3.2 จะเห็นว่าฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้จากผลคูณระหว่างฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดกำลังกับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย ( $G_p(s)G_c(s)$ ) ในรูปที่ 3.1) หรืออีกนัยหนึ่งคือผลรวมของแผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสอง การออกแบบวงจรชดเชยจึงเป็นการออกแบบแผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยซึ่งเมื่อรวมกับแผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดกำลังแล้วได้แผนภาพ โบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการดังรูปที่ 3.3 ขั้นตอนการออกแบบวงจรชดเชยมีดังต่อไปนี้

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์แล้วคำนวณค่าอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยที่ต้องการ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดกำลังแต่เครื่องหมายตรงกันข้าม เพื่อให้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าเป็นศูนย์

2. วางโพลของวงจรชดเชยที่ความถี่ต่ำหนึ่งตัว เพื่อให้อัตราขยายที่ความถี่ต่ำของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยมีค่ามาก ส่งผลให้อัตราขยายที่ความถี่ต่ำของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามากเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วางโพลอีกหนึ่งตัวของวงจรชดเชยที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ของซีโรว์เนื่องจากผลของ ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C ของวงจรแปลงผันแรงดันซึ่งโดยส่วนใหญ่ความถี่นี้จะมีค่าสูง เพื่อหักล้างผลของซีโรว์ดังกล่าวไม่ให้อัตราขยายที่ความถี่สูงของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามาก ทำให้สัญญาณรบกวนลดลง

4. วางซีโรว์ทั้งสองตัวของวงจรชดเชยที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ของโพลคู่เนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน เพื่อหักล้างผลของโพลคู่ดังกล่าวไม่ให้เฟสตามของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่ามากเกินไป ทำให้เฟสมาร์จิ้นมีค่ามากขึ้น

5. คำนวณค่าอัตราขยายที่ความถี่ของโพลและซีโรว์ทั้งหมดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยโดยใช้ค่าที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 ถึงขั้นตอนที่ 4

6. คำนวณค่าอุปกรณืชดเชย

### 3.4 สรุป

การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่เป็นการออกแบบวงจรชดเชยเพื่อให้ได้แผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติดังนี้ เฟสมาร์จิ้นและเกนมารจิ้นควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  และ 6 dB ตามลำดับ อัตราขยายที่ความถี่ต่ำควรมีค่ามาก และความถี่ครอสโอเวอร์ควรมีค่าสูงแต่ไม่ควรเกิน 0.25 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ เนื่องจากคุณสมบัติที่กล่าวมาจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพโดยที่แรงดันเอาต์พุตไม่แกว่งมากเกินไป มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี และสามารถตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว ตัวอย่างการออกแบบวงจรชดเชยจะนำเสนอในบทต่อไป

## บทที่ 4

# การออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

### 4.1 บทนำ

วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีพื้นฐานทั้ง 3 แบบที่แสดงในบทที่ 2 มีฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป 3 แบบ คือ มีโพลและซีโรอย่างละ 1 ตัว (สมการที่ (2.2) สมการที่ (2.4) และสมการที่ (2.6)) มีโพล 2 ตัวและซีโร 1 ตัว (สมการที่ (2.1)) และมีโพลและซีโรอย่างละ 2 ตัวโดยที่ซีโรตัวหนึ่งเป็นซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  (สมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.5)) ซึ่งทำให้การออกแบบวงจรชดเชยมีความแตกต่างกัน ในบทนี้จะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรชดเชยของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ต้นแบบที่สร้างด้วยวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคที่ทำงานในโหมด CCM และโหมด DCM และวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมด CCM ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนแตกต่างกันครบ 3 แบบดังกล่าว โดยรายละเอียดในการออกแบบสร้างวงจรแต่ละส่วนจะนำเสนอดังต่อไปนี้

### 4.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง

#### 4.2.1 การออกแบบสร้างวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัค

##### ก. โหมด CCM

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical specification) ของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคต้นแบบที่สร้างขึ้นมีดังนี้  $V_i = 20-25 \text{ V}$   $V_o = 5 \text{ V}$   $I_o = 1-10 \text{ A}$  และ  $f_s = 100 \text{ kHz}$  เมื่อออกแบบให้วงจรทำงานในโหมด CCM โดยที่  $R = 0.5-5 \Omega$  ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM จะต้องเป็นไปตามสมการที่ (4.1) [2]

$$L > \frac{1}{2} R_{\max} T_s (1 - D_{\min}) \quad (4.1)$$

เมื่อ

$$D = \frac{V_o}{V_i}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่โรงเรียนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

- D คือ ดิวตีไซเคิลที่สภาวะคงตัว  
 $R_{max}$  คือ ความต้านทานสูงสุดของโหลด  
 $D_{min}$  คือ ดิวตีไซเคิลต่ำสุด  
 $T_s$  คือ คาบเวลาในการสวิตช์

ดิวตีไซเคิลจะมีค่าต่ำสุดเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าสูงสุด จะได้  $D_{min} = 5/25 = 0.2$  แทนค่า  $D_{min}$   
 $T_s = 10 \mu s$  และ  $R_{max} = 5 \Omega$  ในสมการที่ (4.1) จะได้ L ต้องมีค่ามากกว่า  $20 \mu H$  ดังนั้นจึงเลือก  
 $L = 55 \mu H$  เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรทำงานในโหมด CCM และมีripple ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเพียง  
เล็กน้อย

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่  
อิ่มตัวแม่ในขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของ  
แกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (area product,  $A_p$ ) ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน (core cross section area,  
 $A_c$ ) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window area,  $A_w$ ) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่  
(4.2) [9]

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{max}} \quad (4.2)$$

โดยที่

- $A_p$  คือ ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด  
 $A_c$  คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน  
 $A_w$  คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด  
E คือ พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ  
 $k_w$  คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด  
 $k_c$  คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ  
(crest factor)  
J คือ ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง  
 $B_{max}$  คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่ (4.3) [9]

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,max}^2 \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$I_{L,max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

โดยที่

$I_{L,max}$  คือ กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ

$I_{L,av}$  คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

$\Delta I_L$  คือ ริบเปิดของกระแสตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณาขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด  $I_{L,av} = I_o = 10 \text{ A}$  และกำหนดให้  $\Delta I_L = 10\% I_{L,av}$  จะได้  $I_{L,max} = 10.5 \text{ A}$  และ  $E = 3.03 \times 10^{-3} \text{ J}$  นำไปแทนในสมการที่ (4.2) โดยกำหนดให้  $k_w = 0.6$   $k_c = 1$   $J = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$  และ  $B_{max} = 0.2 \text{ T}$  ทำให้ได้  $A_p = 16833 \text{ mm}^4$  จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD49 ( $A_c = 211 \text{ mm}^2$   $A_w = 271 \text{ mm}^2$   $A_p = 57181 \text{ mm}^4$ ) ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่  $A_p$  มากกว่าค่าที่คำนวณได้

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้แผ่นทองแดงเพื่อช่วยลดปริมาณฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากการพันด้วยลวดทองแดงจำนวนหลายเส้น โดยจำนวนรอบของแผ่นทองแดงคำนวณได้จากสมการที่ (4.4) [9]

$$N = \frac{LI_{L,max}}{A_c B_{max}} \quad (4.4)$$

โดยที่

$N$  คือ จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ

จะได้  $N = 14$  รอบ ระยะของช่องอากาศ (air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการที่ (4.5) [9]

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L} \quad (4.5)$$

โดยที่

$l_g$  คือ ความยาวของช่องอากาศ

จะได้  $l_g = 0.94 \text{ mm}$

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C$  เป็นไปตามสมการที่ (4.6) [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{V_o T_s^2}{\Delta V_o 8L} (1 - D_{\min}) \quad (4.6)$$

โดยที่

$\Delta V_o$  คือ ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต

กำหนดให้  $\Delta V_o = 0.5\% V_o$  จะได้ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C มีค่า 36.36  $\mu\text{F}$  และเพื่อให้ไม่ทำให้ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือก  $C = 200 \mu\text{F}$  โดยการนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า 100  $\mu\text{F}$  และมีค่า ESR คือ  $R_c = 0.19 \Omega$  จำนวน 2 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ทำให้ได้ค่า ESR รวม  $R_c = 0.095 \Omega$

ค่าแรงดันครен-ซอร์สสูงสุดของมอสเฟตกำลังและค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดของไดโอดกำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตสูงสุด คือ 25 V ค่ากระแสครенเฉลี่ยของมอสเฟตกำลังและค่ากระแสไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลังคำนวณได้จากสมการที่ (4.7) และสมการที่ (4.8) ตามลำดับ

$$I_{d,av} = \frac{1 (I_{L,max} + I_{L,min}) D_{max} T_s}{2 T_s} \quad (4.7)$$

$$I_{f,av} = \frac{1 (I_{L,max} + I_{L,min}) (1 - D_{min}) T_s}{2 T_s} \quad (4.8)$$

เมื่อ

$$I_{L,min} = I_{L,av} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

โดยที่

$I_{d,av}$  คือ กระแสครенเฉลี่ยของมอสเฟตกำลัง

$I_{f,av}$  คือ กระแสไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลัง

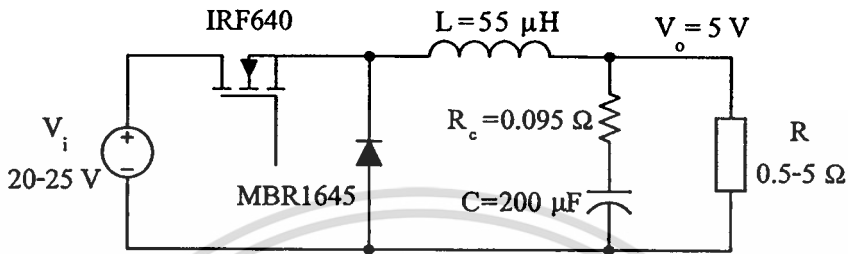
$I_{L,min}$  คือ กระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ

$D_{max}$  คือ ดิวตีไซเคิลสูงสุด

จากข้อกำหนดในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L จะได้  $I_{L,min} = 9.5 \text{ A}$  และดิวิตีไซเคิลจะมีค่าสูงสุดเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าต่ำสุด จะได้  $D_{max} = 5/20 = 0.25$  คำนวณกระแสครенเฉลี่ยของมอสเฟตกำลังและกระแสไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลังโดยใช้สมการที่ (4.7) และสมการที่ (4.8) ได้ 2.5 A และ 8 A ตามลำดับ พิกัดแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ต้องมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึง

เลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF640 ซึ่งมีพิคกแรงดันครั้น-ซอร์สูงสุด 200 V และกระแสครั้นเฉลี่ย 18 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอคต์กั้เบอร์ MBR1645 ซึ่งมีพิคกแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45 V และกระแสไปหน้าเฉลี่ย 16 A

วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบั๊กในโหมด CCM ที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบั๊กในโหมด CCM ที่ออกแบบ

#### ข. โหมด DCM

การออกแบบสร้างวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบั๊กคั้นแบบที่กล่าวมาข้างคั้นเป็นการออกแบบให้วงจรทำงานในโหมด CCM ในการที่จะให้วงจรทำงานในโหมด DCM จะกระทำได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทานของโหลดในขณะที่อุปกรณ์ส่วนอื่นคงเดิม เนื่องจากสามารถกระทำได้สะดวกกว่าการออกแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่ ค่าความต้านทานของโหลดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด DCM แสดงได้ดังสมการที่ (4.9) [2]

$$R > \frac{2L}{(1 - D_{\max})T_s} \quad (4.9)$$

จากสมการพบว่าความต้านทานของโหลดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด DCM ต้องมีค่ามากกว่า 14.67 Ω นั่นคือ กระแสเอาต์พุตต้องมีค่าน้อยกว่า 0.34 A

#### 4.2.2 การออกแบบสร้างวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์คั้นแบบที่สร้างขึ้นมีคั้นนี้  $V_i = 10 \text{ V}$   $V_o = 15 \text{ V}$   $I_o = 1\text{-}3 \text{ A}$  และ  $f_s = 100 \text{ kHz}$  เมื่อออกแบบให้วงจรทำงานในโหมด CCM โดยที่  $R = 5\text{-}15 \text{ } \Omega$  ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM จะคั้นต้องเป็นไปตามสมการที่ (4.10) [2]

$$L > \frac{1}{2} R_{\max} T D (1 - D)^2 \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 2 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o}$$

แทนค่า  $D = (15-10)/15 = 0.33$   $T_s = 10 \mu s$  และ  $R_{min} = 15 \Omega$  ในสมการที่ (4.10) จะได้  $L$  ต้องมีค่ามากกว่า  $11.11 \mu H$  ดังนั้นจึงเลือก  $L = 62 \mu H$  เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรทำงานในโหมด CCM และมีripple ของกระแสตัวเหนี่ยวนำเพียงเล็กน้อย

การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ใช้วิธีเดียวกับการออกแบบในหัวข้อที่ 4.2.1 พิจารณา ขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด กระแสตัวเหนี่ยวนำเฉลี่ยคำนวณได้จากสมการที่ (4.11) [2]

$$I_{L,av} = \frac{V_o}{R_{min}(1-D)} \quad (4.11)$$

โดยที่

$R_{min}$  คือ ความต้านทานต่ำสุดของโหลด

เมื่อ  $R_{min} = 5 \Omega$  ได้  $I_{L,av} = 4.48 A$  และกำหนดให้  $\Delta I_L = 10\% I_{L,av}$  จะได้  $I_{L,max} = 4.70 A$  และจากสมการที่ (4.3) ได้  $E = 0.68 \times 10^{-3} J$  ค่าผลคูณพื้นที่ที่คำนวณจากสมการที่ (4.2) โดยกำหนดให้  $k_w = 0.6$   $k_c = 1$   $J = 3 \times 10^6 A/m^2$  และ  $B_{max} = 0.2 T$  จะได้  $A_p = 3778 mm^4$  จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD39 ( $A_c = 125 mm^2$   $A_w = 174 mm^2$   $A_p = 21750 mm^4$ )

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้แผ่นทองแดงเพื่อช่วยลดปริมาณฟลักซ์รั่วไหลเนื่องจากการพันด้วยลวดทองแดงจำนวนหลายเส้น โดยจำนวนรอบของแผ่นทองแดงคำนวณได้จากสมการที่ (4.4) จะได้  $N = 12$  รอบ ระยะของช่องอากาศที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณจากสมการที่ (4.5) จะได้  $l_g = 0.36 mm$

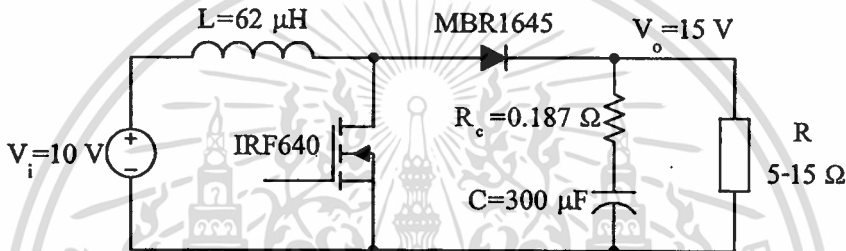
ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C$  เป็นไปตามสมการที่ (4.12) [2]

$$C = \frac{V_o \cdot DT_s}{\Delta V_o \cdot R_{min}} \quad (4.12)$$

กำหนดให้  $\Delta V_o = 0.5\% V_o$  จะได้ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C$  มีค่า  $132 \mu F$  และเพื่อให้ ripple ของแรงดันเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือก  $C = 300 \mu F$  โดยการนำตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าความจุไฟฟ้า  $100 \mu F$  และมีค่า ESR คือ  $R_c = 0.56 \Omega$  จำนวน 3 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อลดค่า ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ทำให้ได้ค่า ESR รวม  $R_c = 0.187 \Omega$

ค่าแรงดันเดรน-ซอร์สสูงสุดของมอสเฟตกำลังและค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดของไดโอดกำลังมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุต คือ 15 V และจากข้อกำหนดในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L ได้  $I_{L,\min} = 4.26$  A จำนวนกระแสเดรนเฉลี่ยของมอสเฟตกำลังและกระแสไปหน้าเฉลี่ยของไดโอดกำลังโดยใช้สมการที่ (4.7) และสมการที่ (4.8) ได้ 1.48 A และ 3 A ตามลำดับ พิกัดแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ต้องมีค่าสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF640 ซึ่งมีพิกัดแรงดันเดรน-ซอร์สสูงสุด 200 V และกระแสเดรนเฉลี่ย 18 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR1645 ซึ่งมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45 V และกระแสไปหน้าเฉลี่ย 16 A

วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ในโหมด CCM ที่ออกแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ในโหมด CCM ที่ออกแบบ

#### 4.2.3 การออกแบบสร้างวงจรที่ดับบลิวเอ็ม

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์แบบและวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ดับเบิลแบบใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดันโดยวงจรดับเบิลทั้งสองมีความถี่ในการสวิตช์เท่ากัน คือ 100 kHz ไอซีที่ดับบลิวเอ็มที่เลือกใช้ คือ UC3825 [10] ซึ่งมีวงจรเปรียบเทียบ วงจรขยายความผิดพลาด วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง ฯลฯ อยู่ในตัวไอซี และสามารถนำไปขับมอสเฟตกำลังได้โดยตรง การสร้างคิวดิไซเคลหรือสัญญาณเอาต์พุตของไอซีดังกล่าวให้ได้ความถี่ในการสวิตช์ที่ต้องการ ทำได้โดยการเลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา  $R_T$  (ต่อที่ขา 5 ของไอซี) และค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา  $C_T$  (ต่อที่ขา 6 ของไอซี) ให้เหมาะสม ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.13) และสมการที่ (4.14) ตามลำดับ

$$R_T = \frac{3}{10 \times 10^{-3} (1 - D_{IC,\max})} \quad (4.13)$$

$$C_T = \frac{0.8 D_{IC,\max}}{R_T f_s} \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

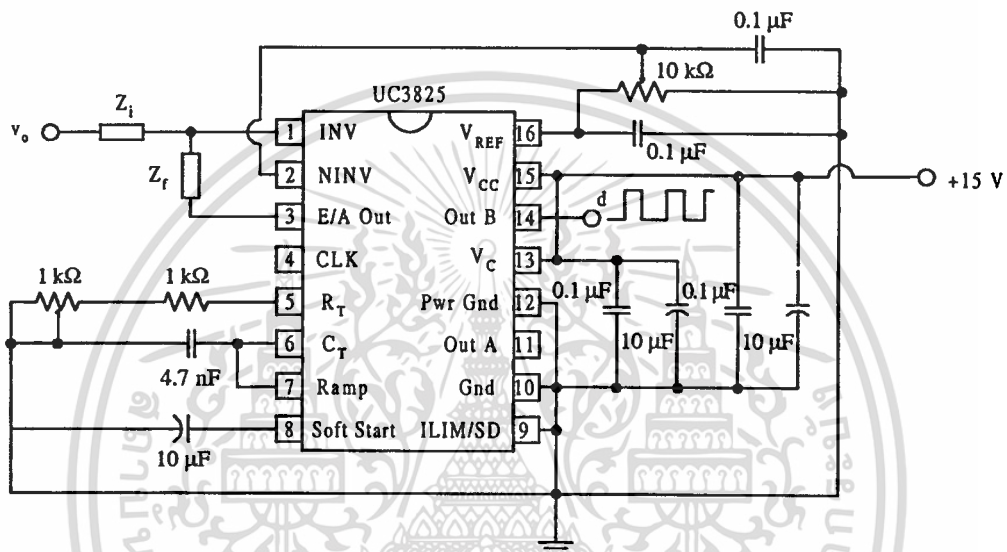
โดยที่

$R_T$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา  $R_T$

$C_T$  คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา  $C_T$

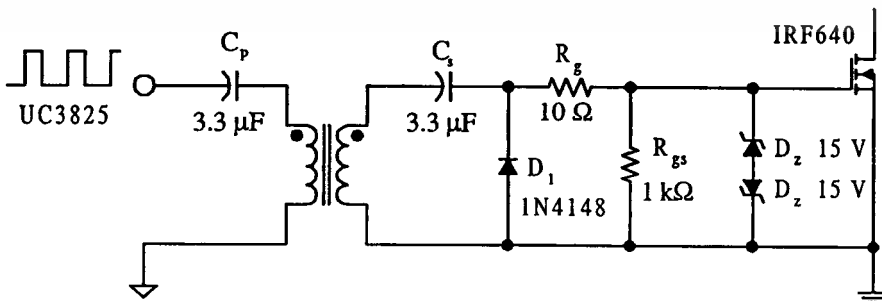
$D_{IC,max}$  คือ ดิวตีไซเคิลสูงสุดของไอซี

เมื่อ  $D_{IC,max} = 0.85$  จะได้  $R_T = 2 \text{ k}\Omega$  และ  $C_T = 4.7 \text{ nF}$  การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3825 แสดงได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3825 ให้ทำงาน โดยวิธีการควบคุมแบบแรงดัน

4.2.4 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัก



รูปที่ 4.4 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบักต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักจัมเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 [11] การออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้างดักกล่าวสามารถใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ( $A_c = 23.3 \text{ mm}^2$   $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$   $A_p = 1204.61 \text{ mm}^4$ ) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่ (4.15)

$$N_p = \frac{V_{\text{pri, pk}} D_{\text{max}}}{A_c B_{\text{max}} f_s} \quad (4.15)$$

โดยที่

$N_p$  คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{\text{pri, pk}}$  คือ แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ  $V_{\text{pri, pk}} = 15 \text{ V}$   $D_{\text{max}} = 0.25$  และ  $B_{\text{max}} = 0.2 \text{ T}$  จะได้  $N_p = 9$  รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ( $N_s$ ) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ  $N_s = N_p = 9$  รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG28 ( $a_{28} = 0.08046 \text{ mm}^2$   $\phi_{28} = 0.366 \text{ mm}$ )

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ  $C_p$  ป้องกันกระแสคิซีไหลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง (แรงดันเอาต์พุตของ UC3825) เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  และตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า  $L_p$  น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$  คำนวณได้จากสมการที่ (4.16)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (4.16)$$

โดยที่

$C_p$  คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_p$

$L_p$  คือ ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ  $L_p$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ  $C_s$  ไดโอดเรียงกระแส  $D_1$  ตัวต้านทาน  $R_g$  และ  $R_{gs}$  ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (clamping circuit) ชนิดที่แรงดันตกคร่อมไดโอด  $D_1$  เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$  คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$  คำนวณได้จากสมการที่ (4.17)

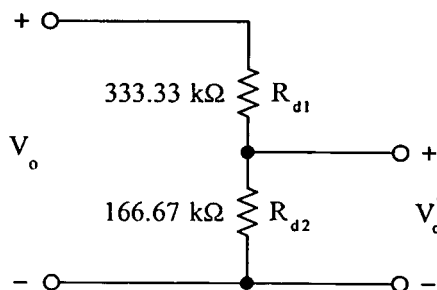
$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \tag{4.17}$$

โดยที่

- $C_s$  คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า  $C_s$
- $R_g$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_g$
- $R_{gs}$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_{gs}$

ตัวต้านทาน  $R_g$  ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตปรสิติก (parasitic oscillate) ที่ค่าความถี่ในการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สและตัวเหนี่ยวนำปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_g$  ยังใช้กำหนดช่วงเวลาขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต-ซอร์ส เลือก  $R_g = 10 \Omega$  เพื่อให้ช่วงเวลาขึ้นของแรงดันเกต-ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน  $R_{gs}$  ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซิเนอร์ไดโอด  $D_2$  ต่อแบบแอนโตร่วมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปก์ (spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิกัดแรงดันเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

#### 4.2.5 การออกแบบสร้างวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์



รูปที่ 4.5 วงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์ต้นแบบ

ในการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัสต์จำเป็น ต้องสร้างวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตเพื่อแบ่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรดังกล่าว (15 V) ให้ได้ค่าเท่ากับ แรงดันอ้างอิงที่ใช้ (5 V) ซึ่งได้จากแรงดันอ้างอิงของ UC3825 (ขา 16 ของไอซี) โดยวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 4.5 ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตของวงจร แบ่งแรงดันเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการที่ (4.18)

$$\frac{\hat{v}_o'(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \quad (4.18)$$

โดยที่

$\hat{v}_o'(s)$  คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กรูปตัวแปรเชิงซ้อน  $s$   
 $R_{d1}$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_{d1}$   
 $R_{d2}$  คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน  $R_{d2}$

### 4.3 การออกแบบสร้างวงจรชดเชย

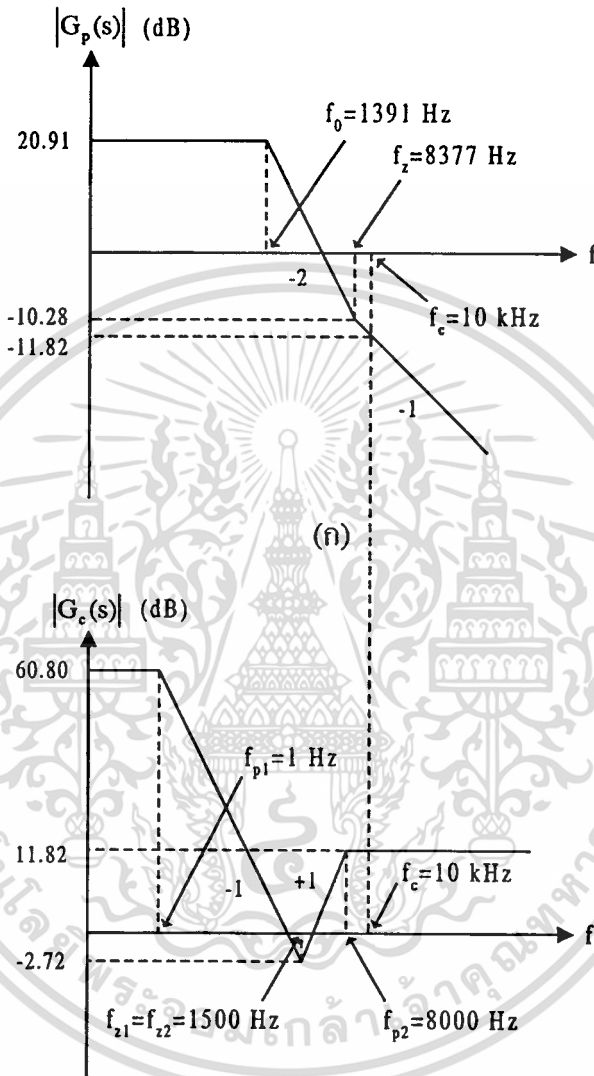
#### 4.3.1 การออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบัก

ก. โหมด CCM

วงจรชดเชยที่เลือกใช้สำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบักคั่นแบบที่ทำงานในโหมด CCM และใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน คือ วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโรดังรูปที่ 2.8 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (2.9) โดยในการออกแบบจะเลือกพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบักกรณีที่มีแรงดันอินพุตต่ำสุด ( $V_i = 20$  V) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_o = 10$  A) เป็นหลักเนื่องจากเป็นกรณีที่ทำให้ผลตอบสนองแย่ที่สุด ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลังในกรณีดังกล่าวซึ่งได้จากผลคูณของสมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.7) เมื่อ  $V_s = 1.8$  V (สำหรับ UC3825) แสดงได้ดังสมการที่ (4.19)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s) \hat{d}(s)}{\hat{d}(s) \hat{v}_c(s)} = 11.11 \frac{(1 + 19 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.13 \times 10^{-3} s + 13 \times 10^{-9} s^2)} \quad (4.19)$$

แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.6(ก) (-1 คือ -20 dB/decade และ -2 คือ -40 dB/decade) โดยมีซีโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่  $f_z = 8377$  Hz และโพลคู่อยู่ที่ความถี่  $f_0 = 1391$  Hz



(ก)

รูปที่ 4.6 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายในการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซีส-ดิซีสแบบบัคในโหมด CCM ของฟังก์ชันถ่ายโอนของ (ก) วงจรภาคกำลัง (ข) วงจรชดเชย

การออกแบบวงจรชดเชยซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3 สามารถแสดงได้เป็นลำดับขั้นตอน ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. กำหนดให้  $f_c = 0.1f_s = 10 \text{ kHz}$  (0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์) และจากรูปที่ 4.6 (ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดค่าลง คือ  $-11.82 \text{ dB}$  ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยเท่ากับ  $11.82 \text{ dB}$

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเชยที่  $f_{p1} = 1 \text{ Hz}$  (ที่ความถี่ต่ำ)

3. วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเชยที่  $f_{p2} = 8000 \text{ Hz}$  (ใกล้กับ  $f_s = 8377 \text{ Hz}$ )

4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรถดเชยที่  $f_{z1} = f_{z2} = 1500 \text{ Hz}$  (ใกล้กับ  $f_0 = 1391 \text{ Hz}$ )

5. กำหนดค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.6(ข) (+1 คือ  $+20 \text{ dB/decade}$ ) จะได้

- อัตราขยายที่  $f_{p2}$  เท่ากับอัตราขยายที่  $f_c$  คือ  $11.82 \text{ dB}$

- อัตราขยายที่  $f_{z1}$  และอัตราขยายที่  $f_{z2}$  คือ  $20\log(1500/8000) + 11.82 = -2.72 \text{ dB}$

- อัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $-20\log(1/1500) - 2.72 = 60.80 \text{ dB}$

- อัตราขยายดีซีเท่ากับอัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $60.80 \text{ dB}$  (1096.48)

6. กำหนดค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่  $R_1 = 120 \ \Omega$   $R_2 = R_4 = 560 \ \Omega$   $R_3 = 500 \text{ k}\Omega$

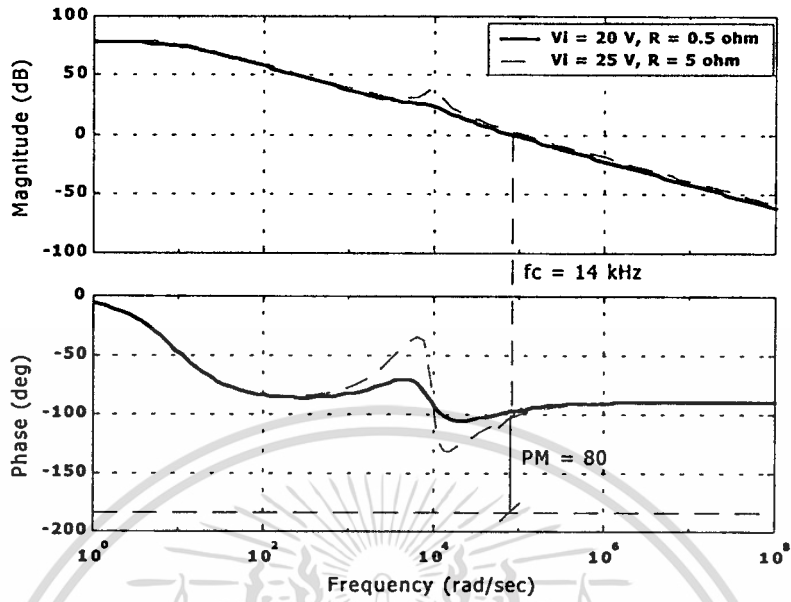
และ  $C_1 = C_2 = 0.22 \ \mu\text{F}$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (2.9) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยดังสมการที่ (4.20)

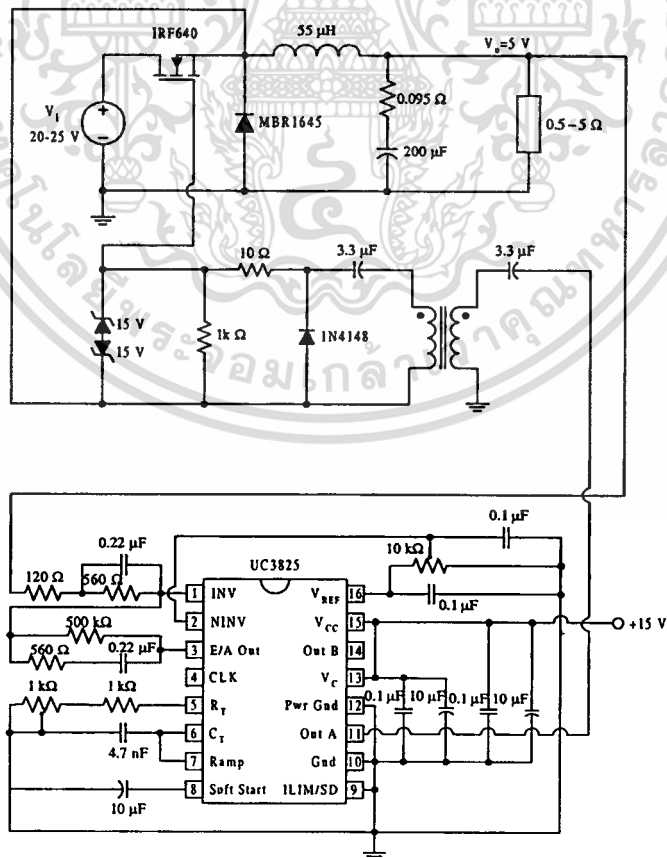
$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = 735.29 \frac{(1 + 0.12 \times 10^{-3}s)(1 + 0.12 \times 10^{-3}s)}{(1 + 0.11s)(1 + 0.02 \times 10^{-3}s)} \quad (4.20)$$

ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.19) ด้วยสมการที่ (4.20) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB (โปรแกรมที่ใช้แสดงในภาคผนวก ข) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 เส้นประในรูปเป็นแผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันอินพุตสูงสุด ( $V_i = 25 \text{ V}$ ) และกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $I_o = 1 \text{ A}$ ) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ  $14 \text{ kHz}$  ซึ่งมากกว่าค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ ( $10 \text{ kHz}$ ) เนื่องจากแผนภาพโพลที่ใช้ในการออกแบบเป็นแผนภาพโพลโดยการประมาณแอสซิมโทตแต่แผนภาพโพลโดยการใช้โปรแกรม MATLAB เป็นแผนภาพโพลจริงของฟังก์ชันถ่ายโอน รวมถึงค่าอุปกรณ์ชดเชยที่เลือกใช้ได้มาจากการปิดค่าที่คำนวณได้ให้เป็นค่ามาตรฐาน อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ  $75 \text{ dB}$  และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ  $80^\circ$  แสดงว่าวงจรถดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบักคั่นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.8

Bode Diagrams



รูปที่ 4.7 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักคั่นแบบในโหมด CCM



เอกสารรูปที่ 4.8 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักคั่นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับด้านการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข. โหมด DCM

วงจรชดเชยที่เลือกใช้สำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบักตันแบบที่ทำงานในโหมด DCM และใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน คือ วงจรชดเชยแบบโพลเดี่ยวดังรูปที่ 2.7 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมและแรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (2.8) โดยในการออกแบบจะเลือกพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบักตันที่แรงดันอินพุตต่ำสุด ( $V_i = 20$  V) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_o = 0.28$  A) เป็นหลักเนื่องจากเป็นกรณีที่ให้ผลตอบสนองแย่ที่สุด ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลังในกรณีดังกล่าวซึ่งได้จากผลคูณของสมการที่ (2.2) และสมการที่ (2.7) แสดงได้ดังสมการที่ (4.21)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s) \hat{d}(s)}{\hat{d}(s) \hat{v}_c(s)} = 10.52 \frac{(1 + 19 \times 10^{-6} s)}{(1 + 1.53 \times 10^{-3} s)} \quad (4.21)$$

แผนภาพโพลแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ก) โดยมีซีโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่  $f_z = 8377$  Hz และโพลอยู่ที่ความถี่  $f_p = 104$  Hz

การออกแบบวงจรชดเชยสามารถแสดงเป็นลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้  $f_c = 0.1f_z = 10$  kHz (0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์) และจากรูปที่ 4.9(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง คือ  $-17.68$  dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยเท่ากับ  $17.68$  dB

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชยที่  $f_{p1} = 1$  Hz (ที่ความถี่ต่ำ)

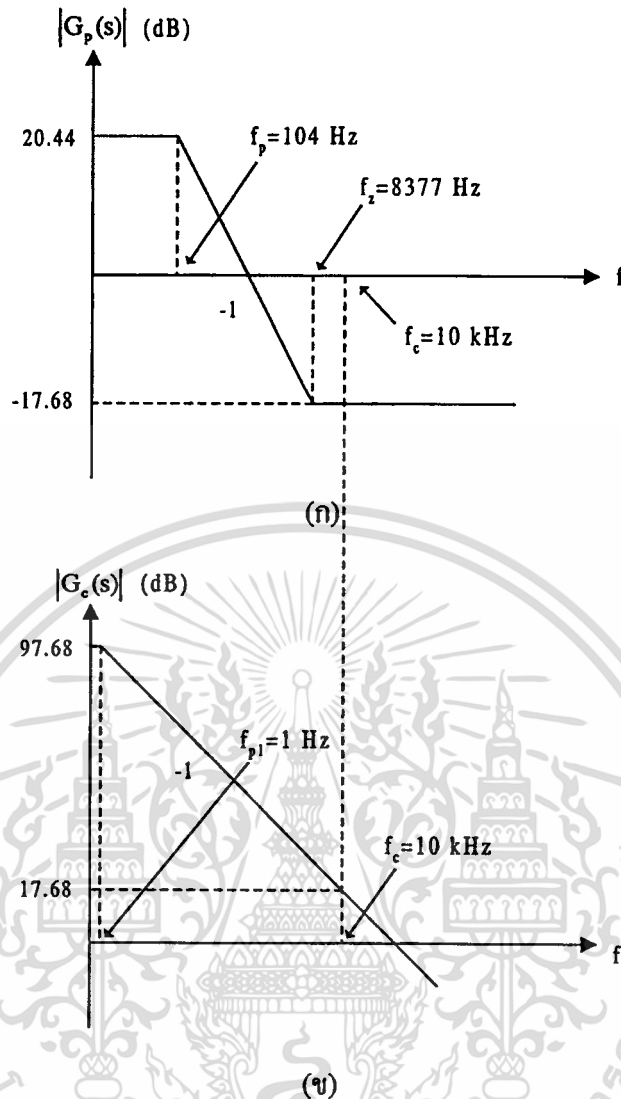
3. คำนวณค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.9(ข) จะได้

- อัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $-20 \log(1/10000) + 17.68 = 97.68$  dB

- อัตราขยายคิกซ์เท่ากับอัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $97.68$  dB (76560)

4. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่  $R_1 = 8.2 \Omega$   $R_2 = 500$  k $\Omega$  และ  $C_1 = 0.33$   $\mu$ F นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (2.8) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยดังสมการที่ (4.22)

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = 60975.61 \frac{1}{(1 + 0.165s)} \quad (4.22)$$

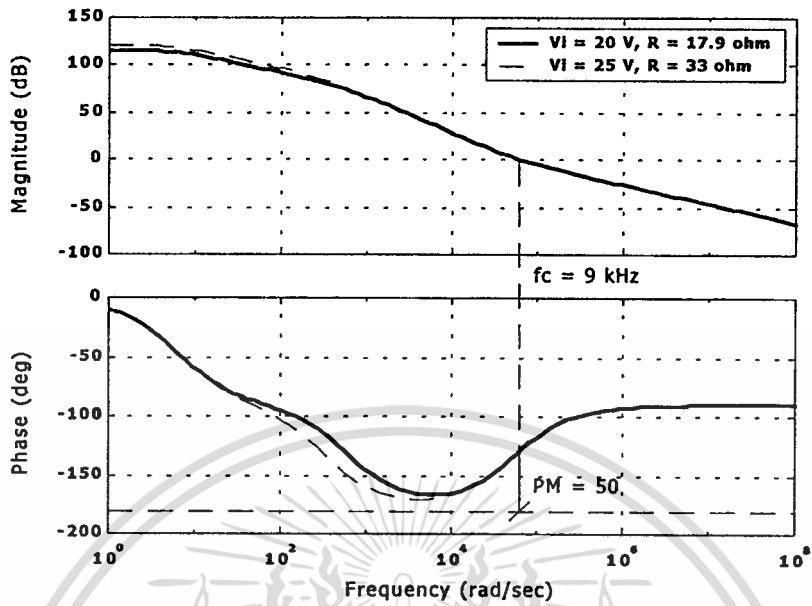


รูปที่ 4.9 แผนภาพโบคแสดงอัตราขยายในการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบักในโหมด DCM ของฟังก์ชันถ่ายโอนของ (ก) วงจรภาคกำลัง (ข) วงจรชดเชย

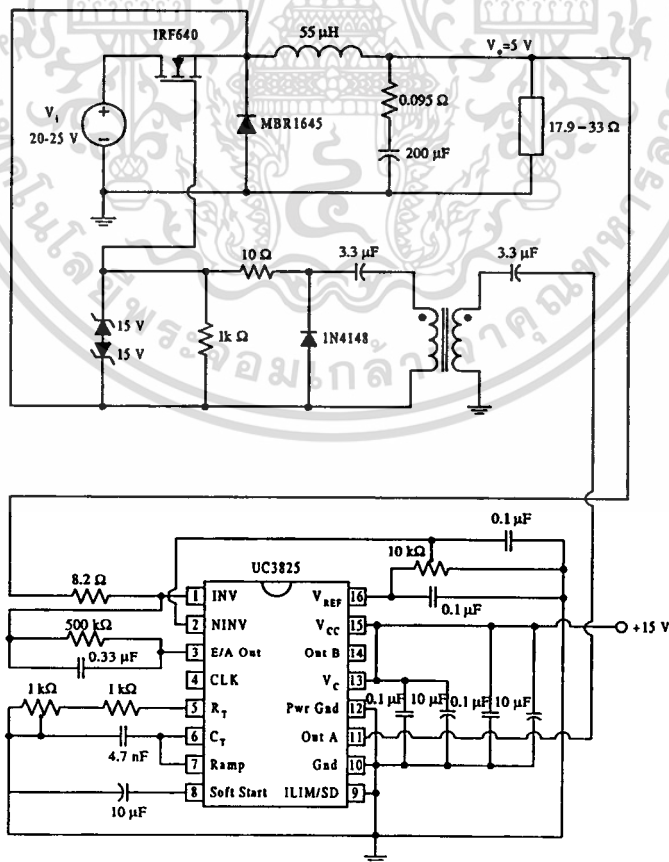
ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.21) ด้วยสมการที่ (4.22) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 เส้นประในรูปเป็นแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันอินพุตสูงสุด ( $V_i = 25$  V) และกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $I_o = 0.15$  A) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 9 kHz ซึ่งน้อยกว่าค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ (10 kHz) เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1ก อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 110 dB และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ  $50^\circ$  แสดงว่าวงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบักต้นแบบในโหมด DCM พร้อมวงจรป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bode Diagrams



รูปที่ 4.10 แผนภาพ โบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักคั่นแบบในโหมด DCM



เอกสารรูปที่ 4.11 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักคั่นแบบในโหมด DCM พร้อมวงจรป้อนกลับ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ก. โหมด DCM-CCM

วงจรชดเชยที่เลือกใช้สำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคคั่นแบบที่ทำงานได้ทั้งโหมด DCM และโหมด CCM และใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน คือ วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร โดยในการออกแบบจะเลือกพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคคั่นในโหมด CCM เป็นหลักเนื่องจากขาดเสถียรภาพได้ง่ายกว่าในโหมด DCM ดังนั้นเงื่อนไขที่ใช้พิจารณาในการออกแบบวงจรชดเชยจึงเหมือนกับในหัวข้อที่ 4.3.1ก คือ กรณีที่แรงดันอินพุตต่ำสุด ( $V_i = 20$  V) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_o = 4$  A) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมาดำรงแสดงได้ดังสมการที่ (4.23)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o(s) \hat{d}(s)}{\hat{d}(s) \hat{v}_c(s)} = 11.11 \frac{(1 + 19 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.06 \times 10^{-3} s + 11.83 \times 10^{-9} s^2)} \quad (4.23)$$

แผนภาพโพลแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทติกแสดงได้ดังรูปที่ 4.12(ก) โดยมีซีโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่  $f_z = 8377$  Hz และโพลคู่อยู่ที่ความถี่  $f_p = 1463$  Hz

การออกแบบวงจรชดเชยแสดงเป็นลำดับขั้นตอน ดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้  $f_c = 0.1f_z = 10$  kHz (0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์) และจากรูปที่ 4.12(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมาดำรง คือ  $-10.94$  dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยเท่ากับ  $10.94$  dB

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชยที่  $f_{p1} = 1$  Hz (ที่ความถี่ต่ำ)

3. วางโพลตัวที่สองของวงจรชดเชยที่  $f_{p2} = 8000$  Hz (ใกล้กับ  $f_z = 8377$  Hz)

4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรชดเชยที่  $f_{z1} = f_{z2} = 1500$  Hz (ใกล้กับ  $f_p = 1463$  Hz)

5. คำนวณค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.12(ข) จะได้

- อัตราขยายที่  $f_{p2}$  เท่ากับอัตราขยายที่  $f_c$  คือ  $10.94$  dB

- อัตราขยายที่  $f_{z1}$  และอัตราขยายที่  $f_{z2}$  คือ  $20 \log(1500/8000) + 10.94 = -3.60$  dB

- อัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $-20 \log(1/1500) - 3.60 = 59.92$  dB

- อัตราขยายคัตซีเท่ากับอัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $59.92$  dB (990.83)

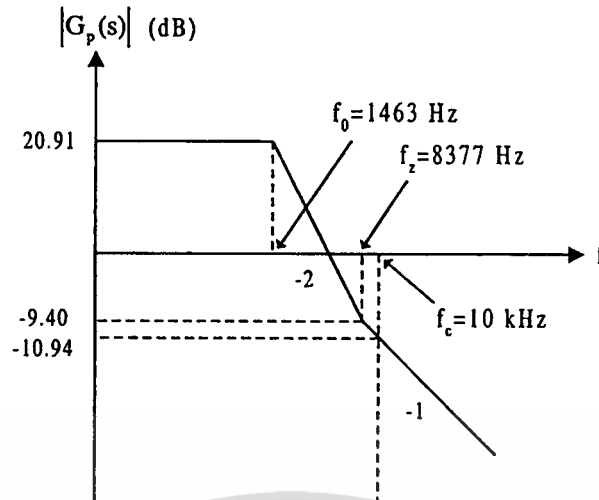
6. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่  $R_1 = 120 \Omega$   $R_2 = R_4 = 560 \Omega$   $R_3 = 500$  k $\Omega$

และ  $C_1 = C_2 = 0.22$   $\mu$ F

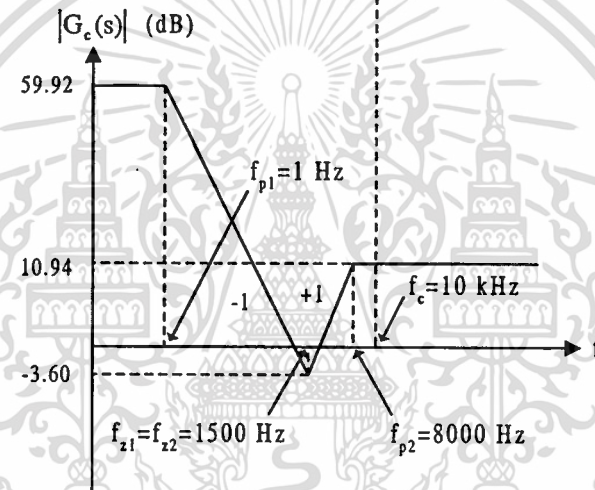
นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (2.9) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยดังสมการที่ (4.24)

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = 735.29 \frac{(1 + 0.12 \times 10^{-3} s)(1 + 0.12 \times 10^{-3} s)}{(1 + 0.11s)(1 + 0.02 \times 10^{-3} s)} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปขอเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

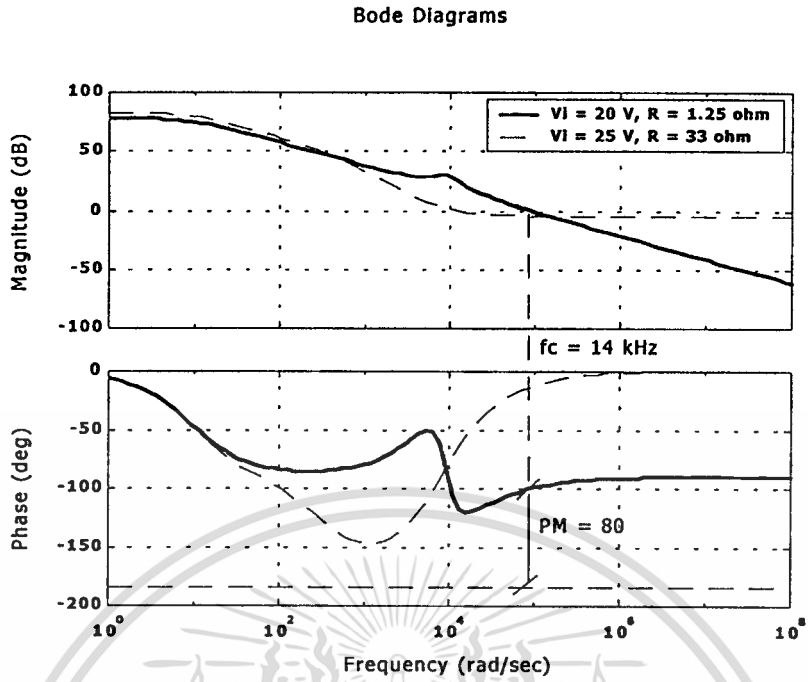


(ข)

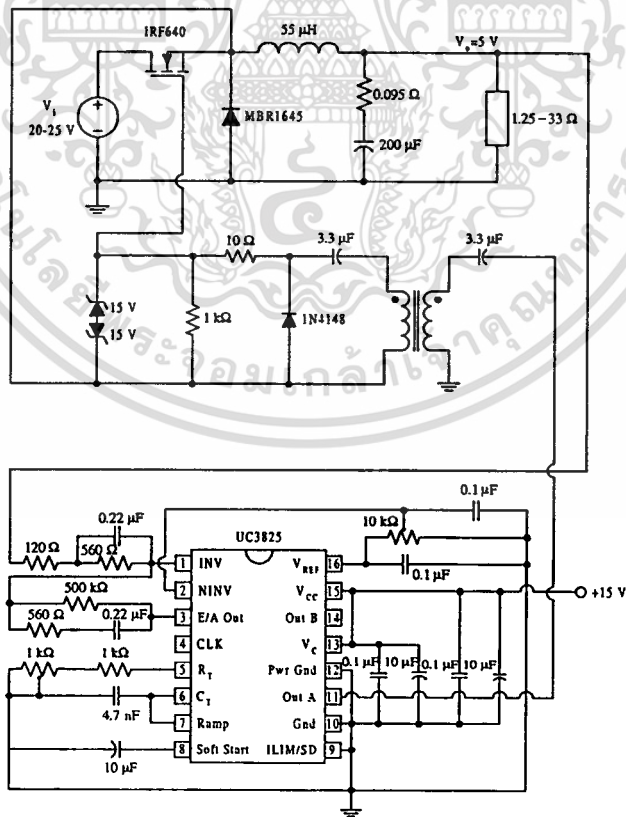
**รูปที่ 4.12** แผนภาพโบคแสดงอัตราขยายในการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคในโหมด DCM-CCM ของฟังก์ชันถ่ายโอนของ (ก) วงจรภาคกำลัง (ข) วงจรชดเชย

ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.23) ด้วยสมการที่ (4.24) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.13 เส้นประในรูปเป็นแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันอินพุตสูงสุด ( $V_i = 25$  V) และกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $I_o = 0.15$  A) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 14 kHz ซึ่งมากกว่าค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ (10 kHz) เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1ก อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 75 dB และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ  $80^\circ$  แสดงว่าวงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัคคั่นแบบใน

เอกสารโหมด DCM-CCM พร้อมวงจรป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.14 นั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กคั้นแบบในโหมด DCM-CCM



รูปที่ 4.14 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กคั้นแบบในโหมด DCM-CCM พร้อมวงจรป้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลับ วนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 การออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์

การออกแบบสร้างวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์ที่ทำงานในโหมด CCM และใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน จะเลือกใช้วงจรชดเชยทั้งสองแบบ คือ วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโรและวงจรชดเชยแบบโพลเดียว ดังนี้

ก. เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร

ในการออกแบบจะเลือกพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์กรณีที่กระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_o = 3 \text{ A}$ ) เป็นหลักเนื่องจากขาดเสถียรภาพได้ง่ายที่สุดและให้ผลตอบสนองที่แย่ที่สุด ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมากำลั้งในกรณีดังกล่าวซึ่งได้จากผลคูณของสมการที่ (2.3) สมการที่ (2.7) และสมการที่ (4.18) แสดงได้ดังสมการที่ (4.25)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o'(s) \hat{v}_o(s) \hat{d}(s)}{\hat{v}_o(s) \hat{d}(s) \hat{v}_c(s)} = 4.17 \frac{(1 + 56.10 \times 10^{-6} s)(1 - 27.90 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.03 \times 10^{-3} s + 43.40 \times 10^{-9} s^2)} \quad (4.25)$$

แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.15(ก) โดยมีซีโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่  $f_z = 2837 \text{ Hz}$  ซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s อยู่ที่ความถี่  $f_{zRHP} = 5704 \text{ Hz}$  และโพลคู่อยู่ที่ความถี่  $f_p = 764 \text{ Hz}$

การออกแบบวงจรชดเชยแสดงเป็นลำดับขั้นตอน ดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้  $f_c \approx f_{zRHP} = 5000 \text{ Hz}$  (ไม่เกินความถี่ของซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s) และจากรูปที่ 4.15(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมากำลั้ง คือ  $-15.31 \text{ dB}$  ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยเท่ากับ  $15.31 \text{ dB}$

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชยที่  $f_{p1} = 1 \text{ Hz}$  (ที่ความถี่ต่ำ)

3. วางโพลตัวที่สองของวงจรชดเชยที่  $f_{p2} = 3000 \text{ Hz}$  (ใกล้กับ  $f_z = 2837 \text{ Hz}$ )

4. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรชดเชยที่  $f_{z1} = f_{z2} = 700 \text{ Hz}$  (ใกล้กับ  $f_p = 764 \text{ Hz}$ )

5. คำนวณค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.15(ข) จะได้

- อัตราขยายที่  $f_{p2}$  เท่ากับอัตราขยายที่  $f_c$  คือ  $15.31 \text{ dB}$

- อัตราขยายที่  $f_{z1}$  และอัตราขยายที่  $f_{z2}$  คือ  $20 \log(700/3000) + 15.31 = 2.67 \text{ dB}$

- อัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $-20 \log(1/700) + 2.67 = 59.57 \text{ dB}$

- อัตราขยายคัตซีเท่ากับอัตราขยายที่  $f_{p1}$  คือ  $59.57 \text{ dB}$  (951.70)

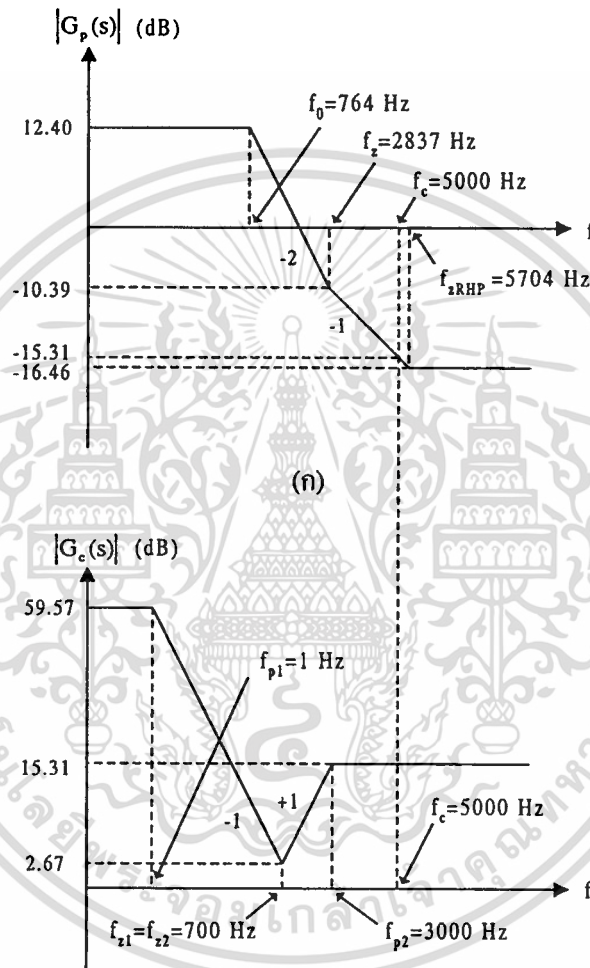
6. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่  $R_1 = 560 \Omega$   $R_2 = R_4 = 1.8 \text{ k}\Omega$   $R_3 = 3.3 \text{ M}\Omega$

และ  $C_1 = C_2 = 0.12 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (2.9) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยดังสมการที่ (4.26)

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = 1398.31 \frac{(1 + 0.22 \times 10^{-3} s)(1 + 0.22 \times 10^{-3} s)}{(1 + 0.40s)(1 + 0.05 \times 10^{-3} s)} \quad (4.26)$$



(ข)

รูปที่ 4.15 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายในการออกแบบวงจรถดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของ (ก) วงจรภาคกำลัง (ข) วงจรถดเชย

ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.25) ด้วยสมการที่ (4.26) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.16 เส้นประในรูปเป็นแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีกระแสเอาต์พุตต่ำสุด

( $I_o = 1 \text{ A}$ ) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 3.2 kHz ซึ่งน้อยกว่าค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบัสต์คั่นแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรถูกย้อนกลับเมื่อใช้วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโร

ข. เมื่อใช้วงจรถดเชยแบบโพลเดียว

ในการออกแบบเนื่องจากวงจรคั่นแบบเป็นวงจรเดียวกันกับเมื่อใช้วงจรถดเชยแบบสองโพลสองซีโรในหัวข้อที่ 4.3.2ก เงื่อนไขที่ใช้พิจารณาในการออกแบบวงจรถดเชยจึงเหมือนกัน คือ กรณีที่กระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $I_o = 3 \text{ A}$ ) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลังในกรณีดังกล่าวที่ได้จึงมีค่าเท่ากัน ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.27)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o'(s) \hat{v}_o(s) \hat{d}(s)}{\hat{v}_o(s) \hat{d}(s) \hat{v}_c(s)} = 4.17 \frac{(1 + 56.10 \times 10^{-6} s)(1 - 27.90 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.03 \times 10^{-3} s + 43.40 \times 10^{-9} s^2)} \quad (4.27)$$

แผนภาพโบคแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตแสดงได้ดังรูปที่ 4.18(ก) โดยมีซีโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่  $f_z = 2837 \text{ Hz}$  ซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s อยู่ที่ความถี่  $f_{zRHP} = 5704 \text{ Hz}$  และโพลคู่อยู่ที่ความถี่  $f_p = 764 \text{ Hz}$

การออกแบบวงจรถดเชยแสดงเป็นลำดับขั้นตอน ดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้  $f_c \approx 0.2f_p = 150 \text{ Hz}$  (ไม่เกิน 0.2 เท่าของความถี่ของโพลคู่) และจากรูปที่ 4.18(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง คือ 12.40 dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยเท่ากับ -12.40 dB

2. เลือกอัตราขยายคิซี 60 dB (เลือกให้มีค่าสูง)

3. คำนวณค่าอัตราขยายและตำแหน่งโพลจากรูปที่ 4.18(ข) จะได้

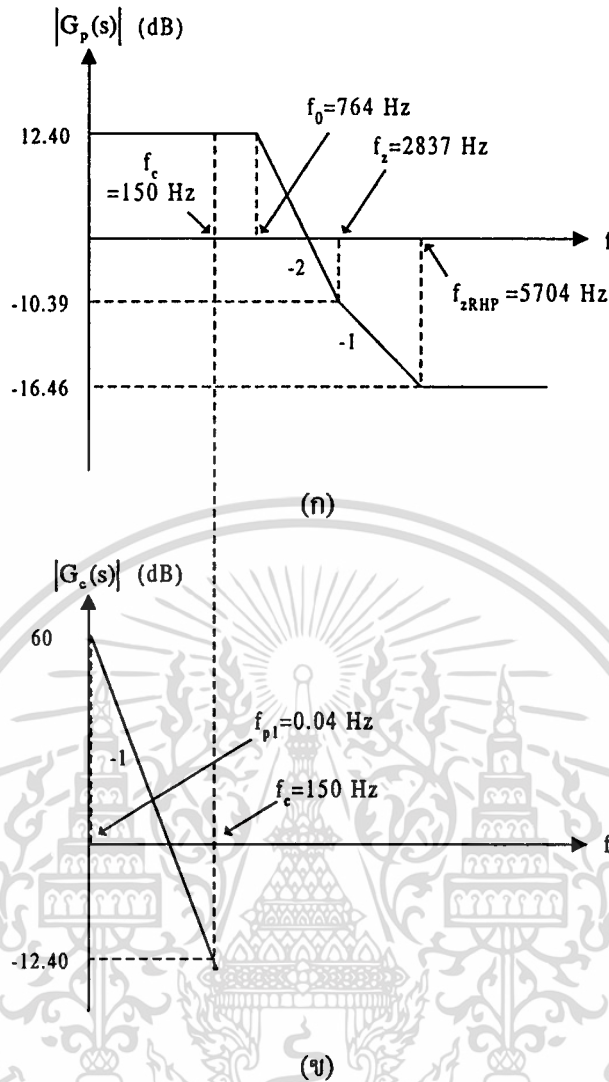
- ตำแหน่งโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเชย คือ  $f_{p1} = 150 \times 10^{(60+12.40)/(-20)} = 0.04 \text{ Hz}$

- อัตราขยายที่  $f_{p1}$  เท่ากับ อัตราขยายคิซีคือ 60 dB (1000)

4. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยที่ใช้ ได้แก่  $R_1 = 5.6 \text{ k}\Omega$   $R_2 = 5 \text{ M}\Omega$  และ  $C_1 = 1 \mu\text{F}$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (2.8) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยดังสมการที่ (4.28)

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = 892.86 \frac{1}{(1 + 5s)} \quad (4.28)$$

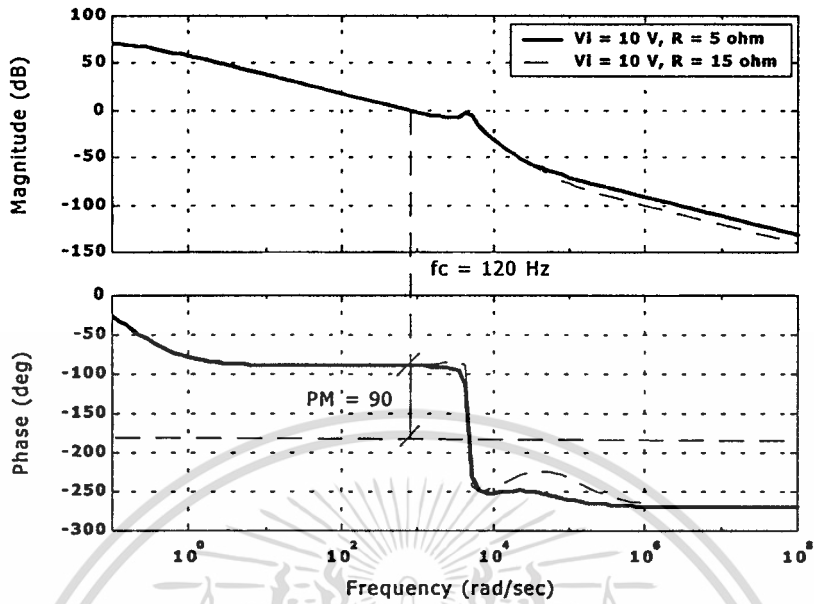


รูปที่ 4.18 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายในการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดัน ดิจิทัลแบบบัสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบ โพลเดียวของฟังก์ชันถ่ายโอน ของ (ก) วงจรภาคกำลัง (ข) วงจรชดเชย

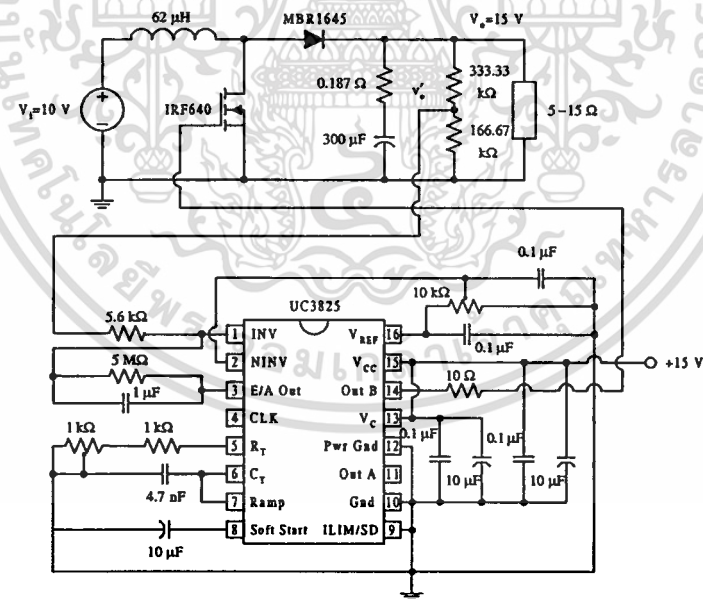
ตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจากแผนภาพ โบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.27) ด้วยสมการที่ (4.28) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 เส้นประในรูปเป็นแผนภาพ โบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $I_o = 1$  A) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 120 Hz ซึ่งน้อยกว่าค่าที่เลือกใช้ในการออกแบบ (150 Hz) เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1ก อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่าประมาณ 70 dB และเฟสมาร์จิ้นมีค่าประมาณ  $90^\circ$  แสดงว่าวงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพ วงจรแปลงผันแรงดันดิจิทัลแบบบัสต์ในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับ เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบ โพลเดียวแสดงดังรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bode Diagrams



รูปที่ 4.19 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์ตันแบบในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว



รูปที่ 4.20 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัสต์ตันแบบในโหมด CCM พร้อมวงจรป้อนกลับเมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 สรุป

การออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบถูกแสดงกับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักที่ทำงานในโหมด CCM ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนมีโพล 2 ตัวและซีโร 1 ตัว วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักที่ทำงานในโหมด DCM ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนมีโพลและซีโรอย่างละ 1 ตัว และวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมด CCM ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนมีโพลและซีโรอย่างละ 2 ตัว โดยที่ซีโรตัวหนึ่งเป็นซีโรทางด้านขาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ในการออกแบบวงจรชดเชยเพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ (รูปที่ 3.3) นั้น สำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักที่ทำงานในโหมด CCM เลือกใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักที่ทำงานในโหมด DCM เลือกใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว แต่สำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมด CCM ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนมีซีโรทางด้านขาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ปรากฏอยู่จะไม่สามารถออกแบบให้ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าสูงเกินความถี่ของซีโรทางด้านขาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ได้เพราะจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ การออกแบบให้ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าต่ำมากเพื่อหลีกเลี่ยงผลดังกล่าวจึงเป็นทางเลือกหนึ่ง วงจรชดเชยทั้งสองแบบจึงถูกนำไปใช้ ส่วนตัวอย่างการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีที่มีการเปลี่ยนโหมดการทำงาน (โหมด DCM-CCM) แสดงกับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบักโดยวงจรชดเชยที่เลือกใช้ คือ วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร

## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 5.1 บทนำ

วงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีต้นแบบพร้อมกับวงจรชดเชยที่ออกแบบในบทที่ผ่านมาถูกนำมาทดลองเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตและการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งวิธีการทดลองรวมถึงผลการทดลองที่ได้จะนำเสนอต่อไปในบทนี้ โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ ได้แก่

1. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
2. DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L จำนวน 1 เครื่อง
3. DC Power Supply ของ Analab รุ่น APS-1 จำนวน 1 เครื่อง
4. Digital Multimeter ของ Tektronix รุ่น DMM254 จำนวน 1 เครื่อง

#### 5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

5.2.1 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบ

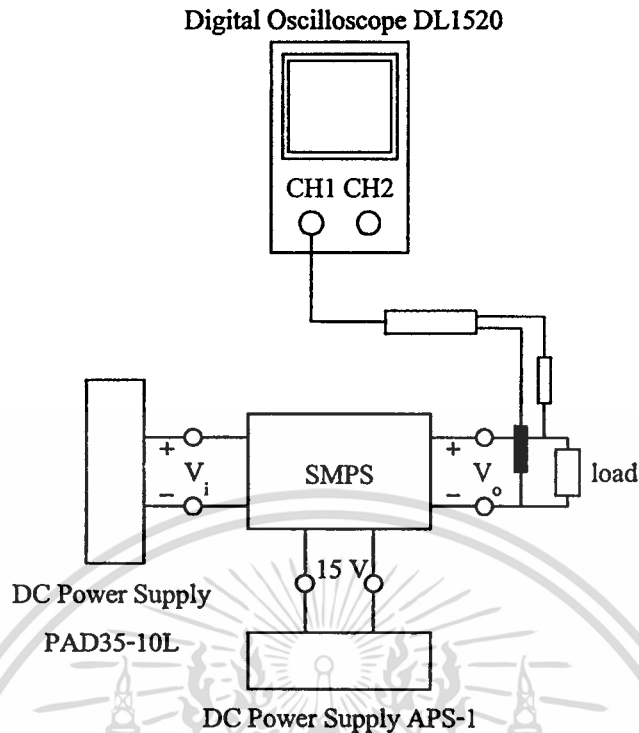
บั๊ก

ก. โหมด CCM

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1 A และ 10 A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้ว

ทำการทดลองตามข้อที่ 4.



รูปที่ 5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบั๊กในโหมด CCM

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)	
	$V_i = 20$ V	$V_i = 25$ V
1	5	5
10	4.95	4.95

#### ข. โหมด DCM

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 0.15 A และ 0.28 A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้ว

ทำการทดลองตามข้อที่ 4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารทดลองสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบั๊กในโหมด DCM

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)	
	$V_i = 20$ V	$V_i = 25$ V
0.15	5	5
0.28	5	5

ก. โหมด DCM-CCM

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 0.15 A 0.28 A และ 4 A ตามลำดับ
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้ว

ทำการทดลองตามข้อที่ 4.

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบั๊กในโหมด DCM-CCM

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)	
	$V_i = 20$ V	$V_i = 25$ V
0.15	5	5
0.28	5	5
4	4.98	4.98

5.2.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบ

บูสต์

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 10 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 1 A และ 3 A ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

ก. เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบูสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)
	$V_i = 10$ V
1	15
3	15.04

ข. เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว

ตารางที่ 5.5 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบูสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว

$I_o$ (A)	$V_o$ (V)
	$V_i = 10$ V
1	15
3	15.01

### 5.3 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

5.3.1 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดีซีแบบบั๊ก

ก. โหมด CCM

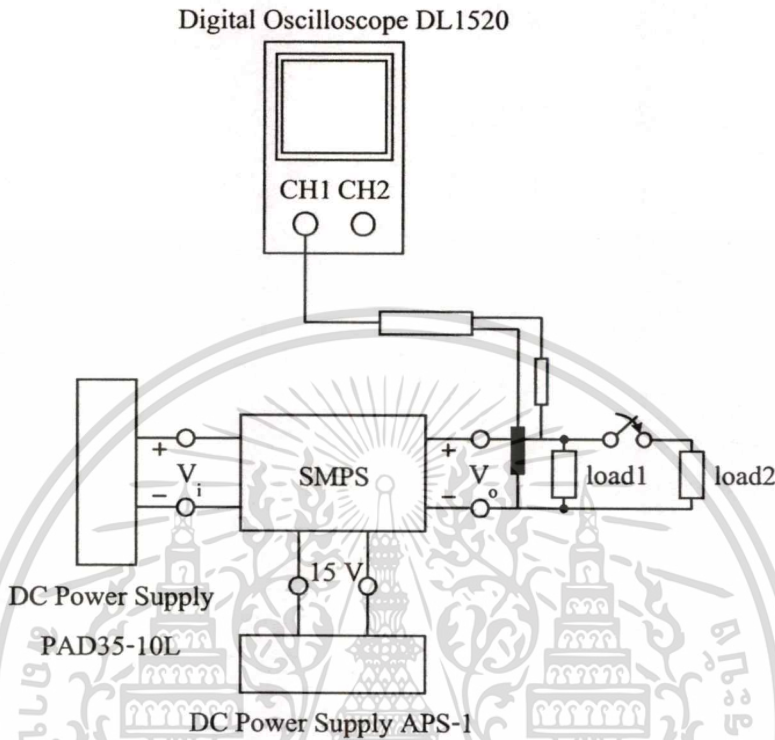
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A

ไปเป็น 4 A และจาก 1 A ไปเป็น 10 A

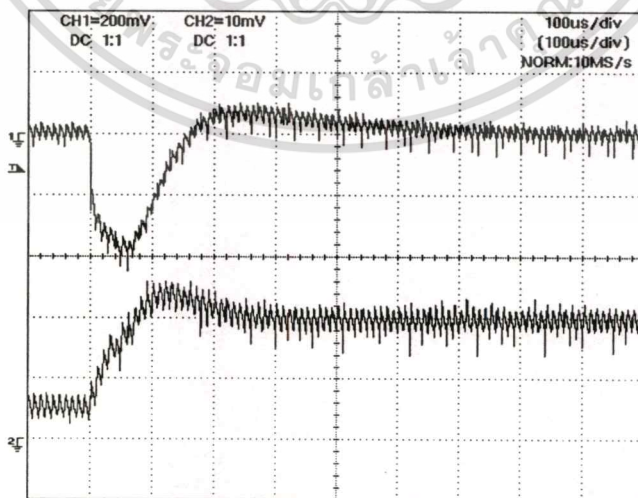
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้ว ทำการทดลองตามข้อที่ 4.



รูปที่ 5.2 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

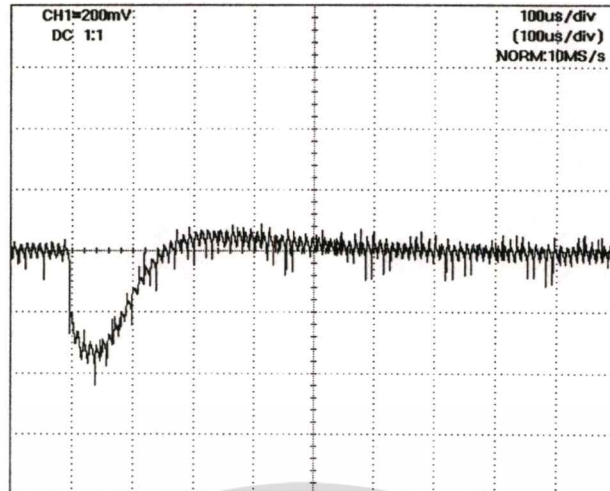
ผลการทดลอง



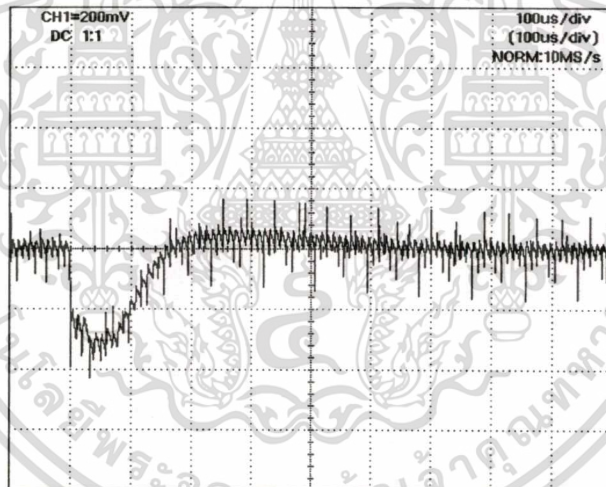
รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุต (CH1) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (CH2 = 2A/div) ของวง

จรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A

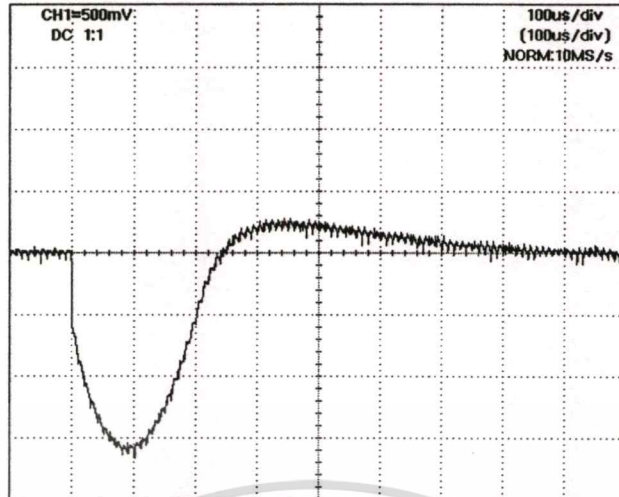
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



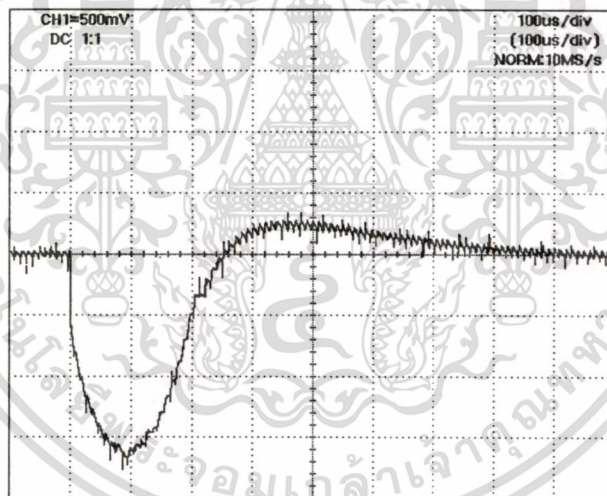
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 10 A



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบัคในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 10 A

#### ข. โหมด DCM

##### วิธีการทดลอง

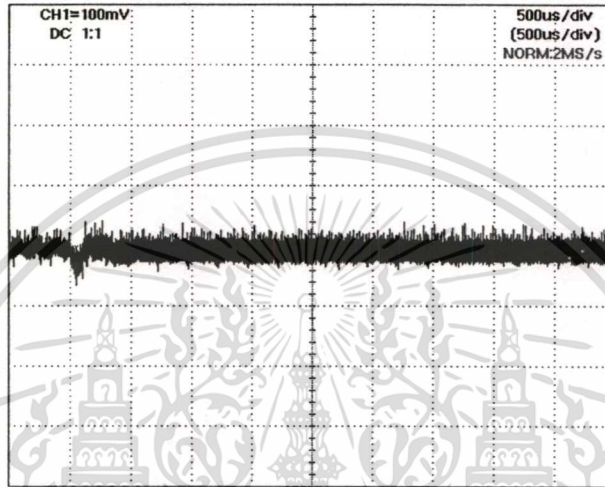
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

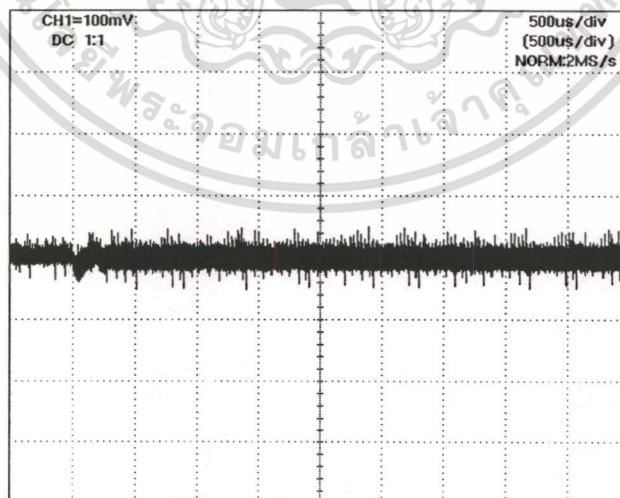
4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A

5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้ว ทำการทดลองตามข้อที่ 4.

ผลการทดลอง



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซึ-ดิซึแบบบั๊กในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซึ-ดิซึแบบบั๊กในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A

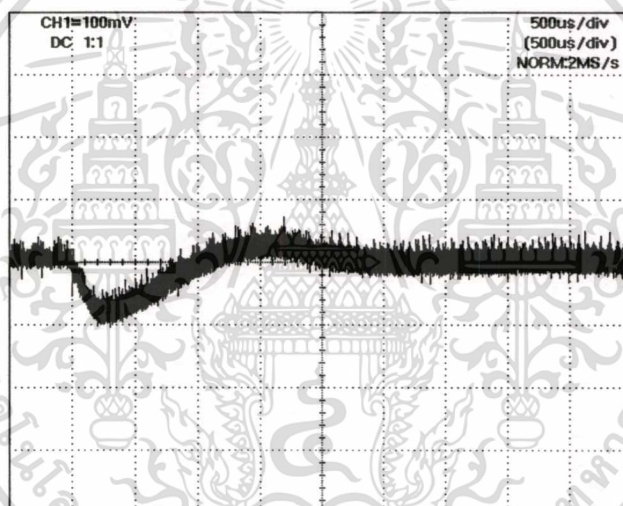
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ก. โหมด DCM-CCM

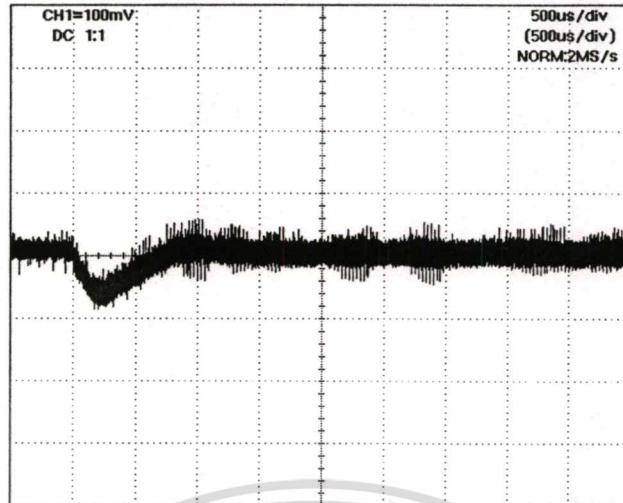
#### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A และจาก 0.15 A ไปเป็น 4 A
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4.

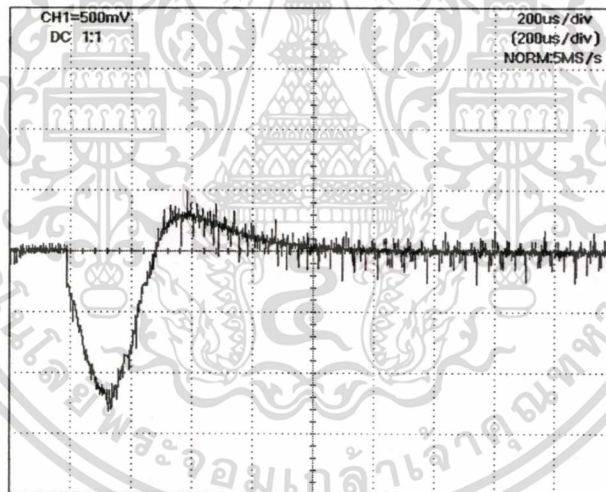
#### ผลการทดลอง



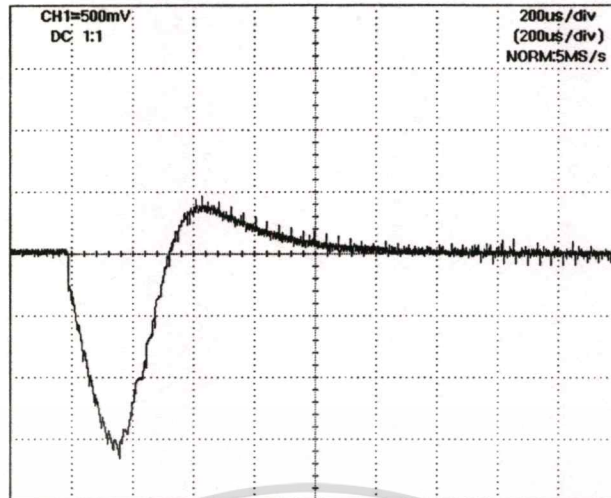
- รูปที่ 5.10** ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบั๊กในโหมด DCM เมื่อใช้วงจรชดเชยสำหรับโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคในโหมด DCM เมื่อใช้วงจรชดเชยสำหรับโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคในโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบั๊กในโหมด DCM-CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 4 A

5.3.2 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์

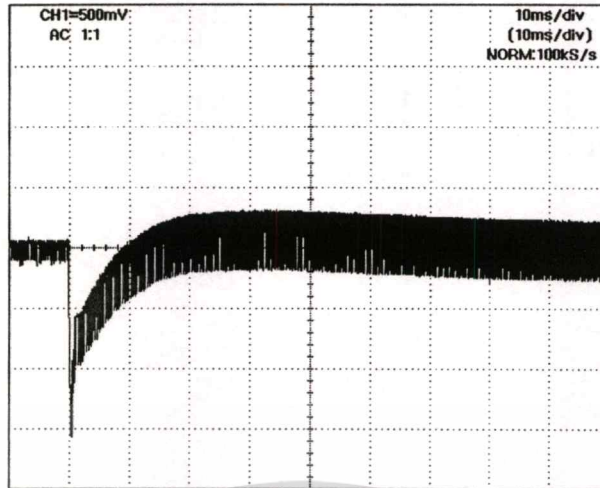
วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 10 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A

ไปเป็น 3 A

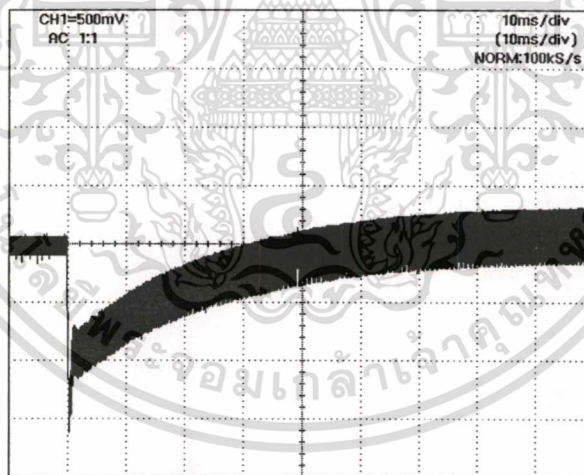
ผลการทดลอง

ก. เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบวสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 3 A

ข. เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบ โพลเดียว



รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบวสต์ในโหมด CCM เมื่อใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดียว ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 3 A

### 5.3.3 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อทำการลดอัตราขยายคิกซ์ เฟส มาร์จิ้น และความถี่ครอสโอเวอร์

#### วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2 โดยใช้วงจรแปลงผันแรงดันคิกซ์-คิกซ์แบบบักในโหมด CCM

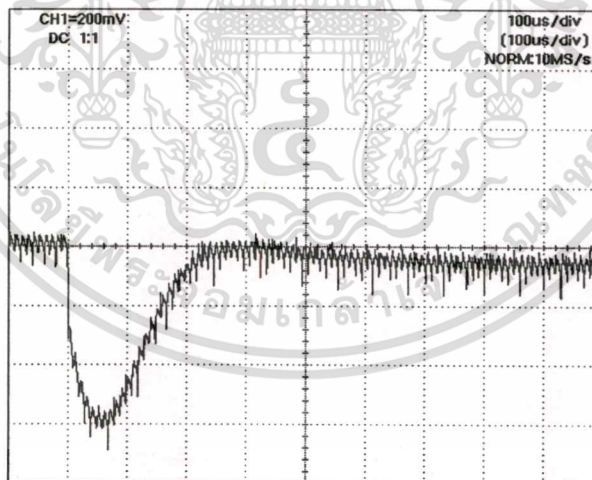
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A
5. เปลี่ยนค่าอุปกรณ์ชุดเซยตามตารางที่ 5.6 ตามลำดับแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4.

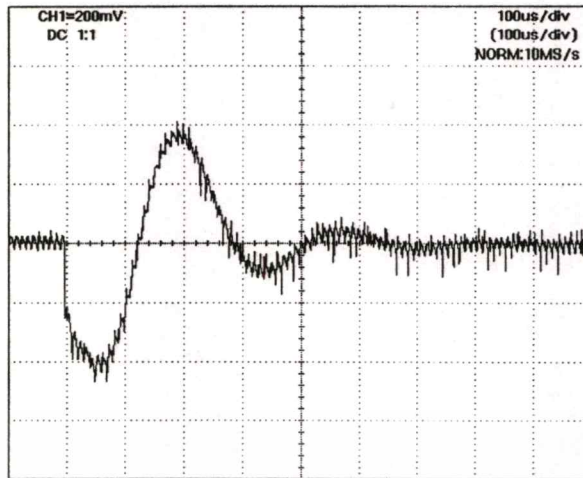
ตารางที่ 5.6 ค่าอุปกรณ์ชุดเซยที่ใช้ในการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อทำการลดอัตราขยายดีซี เฟสมาร์จิ้น และความถี่ครอสโอเวอร์

กรณี	ค่าอุปกรณ์ชุดเซย					
	$R_1$ ( $\Omega$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$R_3$ ( $\Omega$ )	$R_4$ ( $\Omega$ )	$C_1$ (F)	$C_2$ (F)
ลดอัตราขยายดีซี	120	560	1 k	560	$0.22 \mu$	$0.22 \mu$
ลดเฟสมาร์จิ้น	120	560	500 k	560	82 n	82 n
ลดความถี่ครอสโอเวอร์	1 k	560	500 k	560	$0.22 \mu$	$0.22 \mu$

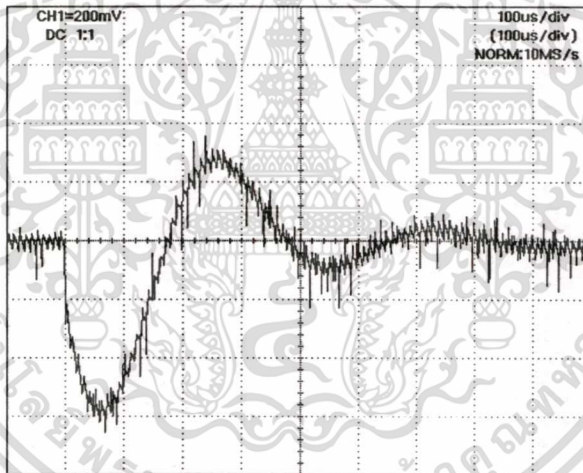
ผลการทดลอง



รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบั๊กในโหมด CCM เมื่อทำการลดอัตราขยายดีซี ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักในโหมด CCM เมื่อทำการลดเฟสมาร์จิน ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A



รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบักในโหมด CCM เมื่อทำการลดความถี่ครอส โอเวอร์ ที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไปเป็น 4 A

## 5.4 ประสิทธิภาพและรีปเปลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีต้นแบบ

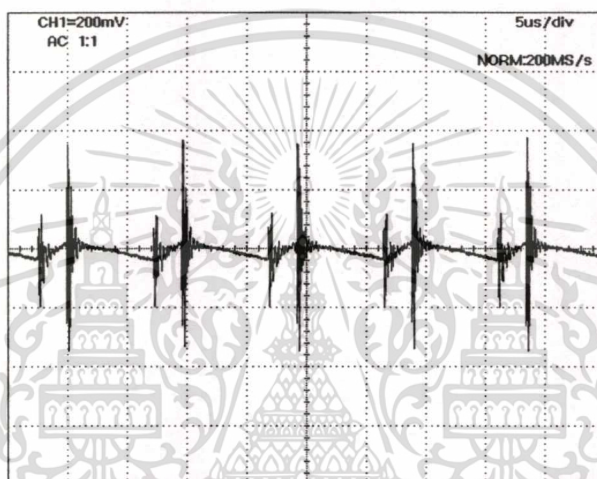
### 5.4.1 ประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

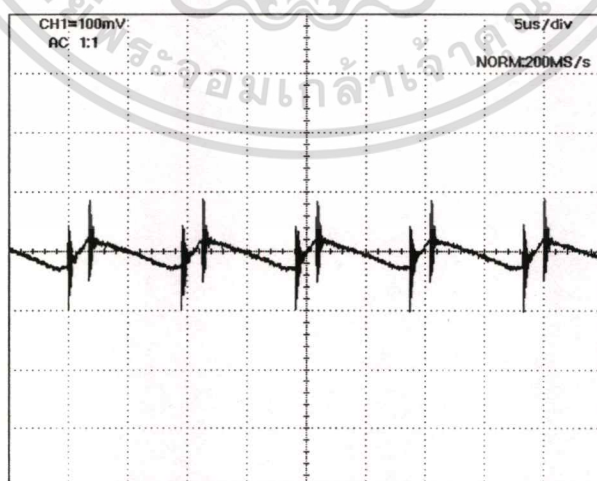
ตารางที่ 5.7 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีต้นแบบ

กระแสเอาต์พุตสูงสุด	วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีต้นแบบ		
	บั๊ก CCM ( $V_i = 25 \text{ V}$ )	บั๊ก DCM ( $V_i = 25 \text{ V}$ )	บูสต์ CCM ( $V_i = 10 \text{ V}$ )
ประสิทธิภาพ (%)	83.15	93.55	92.30

#### 5.4.2 รูปเปลของแรงดันเอาต์พุต

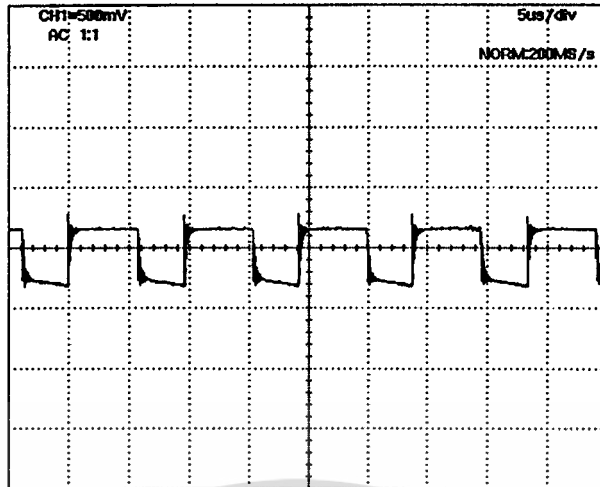


รูปที่ 5.19 รูปเปลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 25 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด



รูปที่ 5.20 รูปเปลของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กในโหมด DCM ที่แรงดันอินพุต 25 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 รูปเปิดของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบวสต์ในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 10 V และกระแสเอาต์พุตสูงสุด

## 5.5 สรุปผลการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตและการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีต้นแบบที่ทำการออกแบบ

### 5.5.1 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 5.8 การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีต้นแบบ

	บัค			บวสต์ CCM	
	CCM	DCM	DCM-CCM	สองโพล	โพลเดียว
การรักษาระดับแรงดัน (%)	1	0	0.4	0.27	0.07

### 5.5.2 การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 5.9 การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคต้นแบบที่แรงดันอินพุต 20 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

	CCM		DCM	DCM-CCM	
	1-4 A	1-10 A	0.15-0.28 A	0.15-0.28 A	0.15-4 A
เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (settling time)	150 $\mu$ s	600 $\mu$ s	100 $\mu$ s	2 ms	500 $\mu$ s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ตารางที่ 5.10 การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์คัตแบบในโหมด CCM ที่แรงดันอินพุต 10 V เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน**

	สองโพลสองซีโร	โพลเดียว
		1-3 A
เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว	15 ms	40 ms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### วิจารณ์ผลการทดลอง

การทดสอบวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีต้นแบบพร้อมกับวงจรชดเชยที่ออกแบบในบทที่ผ่านมาแสดงให้เห็นผลดังต่อไปนี้

1. วงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้แรงดันเอาต์พุตมีเสถียรภาพ โดยที่สัญญาณไม่แกว่งมากเกินไปและมีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี เนื่องจากออกแบบให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีเฟสมารจินอย่างเพียงพอและมีอัตราขยายที่ความถี่ต่ำที่สูง

2. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของกระแสเอาต์พุตในช่วงกระแสที่เท่ากันแต่แรงดันอินพุตต่างกัน (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.5) ผลตอบสนองที่ได้จะใกล้เคียงกัน

3. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุตเท่ากันแต่กระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันในช่วงกระแสที่ต่างกัน ผลตอบสนองที่ได้จะแตกต่างกันกล่าวคือ หากกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันในช่วงกระแสที่มากกว่าจะทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงมากกว่าและตอบสนองได้ช้ากว่า (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.6)

4. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบักที่ทำงานในโหมด DCM ขณะที่กระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.15 A ไปเป็น 0.28 A เมื่อออกแบบโดยใช้วงจรชดเชยแบบโพลเดี่ยวซึ่งเหมาะสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีในโหมดดังกล่าว ผลตอบสนองที่ได้จะดีกว่าเมื่อออกแบบโดยใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโรเพื่อให้วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีสามารถทำงานได้ครอบคลุมทั้งสองโหมด (DCM-CCM) มาก (เปรียบเทียบรูปที่ 5.8 กับรูปที่ 5.10) เนื่องจากในการออกแบบให้วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีทำงานได้ทั้งสองโหมคนั้นจะไม่สามารถออกแบบให้วงจรมีผลตอบสนองที่ดีได้ในทุกโหมคการทำงาน ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกพิจารณาจากโหมคการทำงานที่ขาดเสถียรภาพได้ง่ายกว่าเป็นหลักในการออกแบบ นั่นคือ โหมค CCM ทำให้ผลตอบสนองในโหมค DCM ที่ได้ไม่ดี

5. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบักที่ทำงานในโหมค CCM เมื่อเปรียบเทียบกับ การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมคเดียวกัน มีความถี่ในการสวิตช์เท่ากัน และใช้วงจรชดเชยแบบเดียวกัน (วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร) ผลตอบสนองที่ได้ของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบักจะเร็วกว่าผลตอบสนองของวงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบูสต์มาก (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.14) เนื่องจากในการออกแบบวงจรชดเชย การเลือกความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจร

แปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบูสต์จะถูกจำกัดด้วยความถี่ของซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน  $s$  ค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวคือ ความถี่ครอสโอเวอร์ที่เลือกต้องไม่เกินความถี่ของซีโรดังกล่าวเพื่อป้องกันไม่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ในขณะที่การเลือกความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจรถ่วงน้ำหนักแรงดันคิซี-คิซีแบบบักสามารถกระทำได้อย่างอิสระมากกว่า ทำให้ความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจรถ่วงน้ำหนักแรงดันคิซี-คิซีแบบบัสต์ที่เลือกมีค่าน้อยกว่าความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจรถ่วงน้ำหนักแรงดันคิซี-คิซีแบบบัก

6. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจรถ่วงน้ำหนักแรงดันคิซี-คิซีแบบบัสต์ที่ทำงานในโหมด CCM เมื่อออกแบบโดยใช้วงจรถ่วงน้ำหนักแบบสองโพลสองซีโร ผลตอบสนองที่ได้จะเร็วกว่าการออกแบบโดยใช้วงจรถ่วงน้ำหนักแบบโพลเดียวมาก (เปรียบเทียบรูปที่ 5.14 กับรูปที่ 5.15) เนื่องจากการออกแบบโดยใช้วงจรถ่วงน้ำหนักแบบโพลเดียวความถี่ครอสโอเวอร์ที่เลือกต้องน้อยกว่าความถี่ของโพลคู่ของวงจรถ่วงน้ำหนักอย่างเพียงพอเพื่อป้องกันไม่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ทำให้ความถี่ครอสโอเวอร์ที่เลือกเมื่อออกแบบโดยใช้วงจรถ่วงน้ำหนักแบบโพลเดียวมีค่าน้อยกว่าเมื่อออกแบบโดยใช้วงจรถ่วงน้ำหนักแบบสองโพลสองซีโร ดังนั้นวงจรถ่วงน้ำหนักแบบสองโพลสองซีโรจึงเหมาะสำหรับการชดเชยวงจรถ่วงน้ำหนักแรงดันคิซี-คิซีแบบบัสต์ที่ทำงานในโหมด CCM

7. การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อออกแบบวงจรถ่วงน้ำหนักให้อัตราขยายคิซีมีค่าลดลง แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะตกลงมากขึ้นรวมทั้งมีความคลาดเคลื่อนที่สถานะคงตัว (steady state error) (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.16) หากออกแบบวงจรถ่วงน้ำหนักให้เฟสมีมาร์จินมีค่าลดลง ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะแกว่งมากขึ้น (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.17) และหากออกแบบวงจรถ่วงน้ำหนักให้ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าลดลง จะทำให้แรงดันเอาต์พุตตอบสนองได้ช้าลง (เปรียบเทียบรูปที่ 5.4 กับรูปที่ 5.18) ส่วนการแกว่งที่เกิดขึ้นในรูปที่ 5.18 เนื่องมาจากการเพิ่มค่า  $R_1$  เพื่อให้ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าลดลงนั้นส่งผลให้เฟสมีมาร์จินมีค่าลดลงเช่นกัน

## บทที่ 7

### สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

การออกแบบวงจรชดเชยของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์โดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่กระทำบนแผนภาพโบทโดยออกแบบวงจรชดเชยเพื่อให้ได้แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ได้แก่ มีเฟสมาร์จินและเกนมาร์จินอย่างเพียงพอ คือ มีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  และ 6 dB ตามลำดับ อัตราขยายที่ความถี่ต่ำมีค่ามาก และความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าสูง ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้จะทำให้ได้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีสมรรถนะที่ดี การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบจะตรวจสอบจากแผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ได้จากการใช้โปรแกรม MATLAB แล้วจึงนำไปทดสอบกับวงจรต้นแบบ โดยตัวอย่างการออกแบบวงจรชดเชยในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบวงจรชดเชยสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่สร้างด้วยวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบัคที่ทำงานในโหมด CCM โหมด DCM และโหมด DCM-CCM และวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีแบบบูสต์ที่ทำงานในโหมด CCM ซึ่งวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีทั้งสองควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบแรงดัน ผลการทดสอบกับวงจรต้นแบบแสดงให้เห็นว่าวงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพและมีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี แต่มีความเร็วในการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของวงจรชดเชยที่เลือกใช้รวมถึงข้อจำกัดในการเลือกความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจรแปลงผันแรงดัน

เนื่องจากการออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่สามารถทำได้ง่ายและให้ผลเป็นที่น่าพอใจดังแสดงให้เห็นจากผลการทดสอบกับวงจรต้นแบบ วิธีนี้จึงสามารถนำมาใช้ออกแบบได้ในทางอุตสาหกรรม แม้ว่าตัวอย่างการออกแบบวงจรชดเชยจะแสดงกับวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแตกต่างกันครบทั้ง 3 แบบ แต่การออกแบบที่ถูกต้องเป็นกรณีที่วงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบแรงดันเท่านั้น สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบกระแสไม่ได้ถูกนำเสนอ ดังนั้นข้อเสนอแนะในอนาคต คือ การออกแบบวงจรชดเชยโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่เมื่อวงจรแปลงผันแรงดันคิซี-คิซีควบคุมแรงดันเอาต์พุตแบบกระแส

## เอกสารอ้างอิง

- [1] L. H. Dixon, Jr. "Closing the Feedback Loop," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, 1983. pp. C1.
- [2] H. W. Whittington, et. al. Switched Mode Power Supplies: Design and Construction. Research Studies Press Ltd. 1992. pp. 12-26, 131-170.
- [3] R. W. Erickson, D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics. 2<sup>nd</sup> Ed. Kluwer Academic Publishers. 2001. pp. 331-369.
- [4] M. M. Jovanovic. Principles of Converter Control. Delta Power Electronics R & D Laboratory. 2002. pp. 1-112, 297-327.
- [5] W. K. Tam, et. al. "Computer-Aided Design of Feedback Compensation Networks for Switching Regulators," Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, 1994. pp. 1066-1071.
- [6] C. Bunlaksananusorn, D. E. Macpherson. "Design Optimisation of Switched Mode Power Supplies (SMPS) Feedback Control," Proc. 8<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, 1999.
- [7] S. M. A. Razvi, et. al. "Negative Feedback Control Design for a PWM-Buck Converter," Southcon/95 Conference Record, 1995. pp. 60-67.
- [8] N. Mohan, et. al. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 3<sup>rd</sup> Ed. John Wiley & Sons, Inc. 2003. pp. 161-197.
- [9] L. Umanand, S. R. Bhat. Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters. Wiley Eastern Limited. 1992.
- [10] Unitrode Corporation. Unitrode's Power Supply Circuits Data Book. 1993.
- [11] เฉลิมเกียรติ เทพสำราญ "การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2544.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก

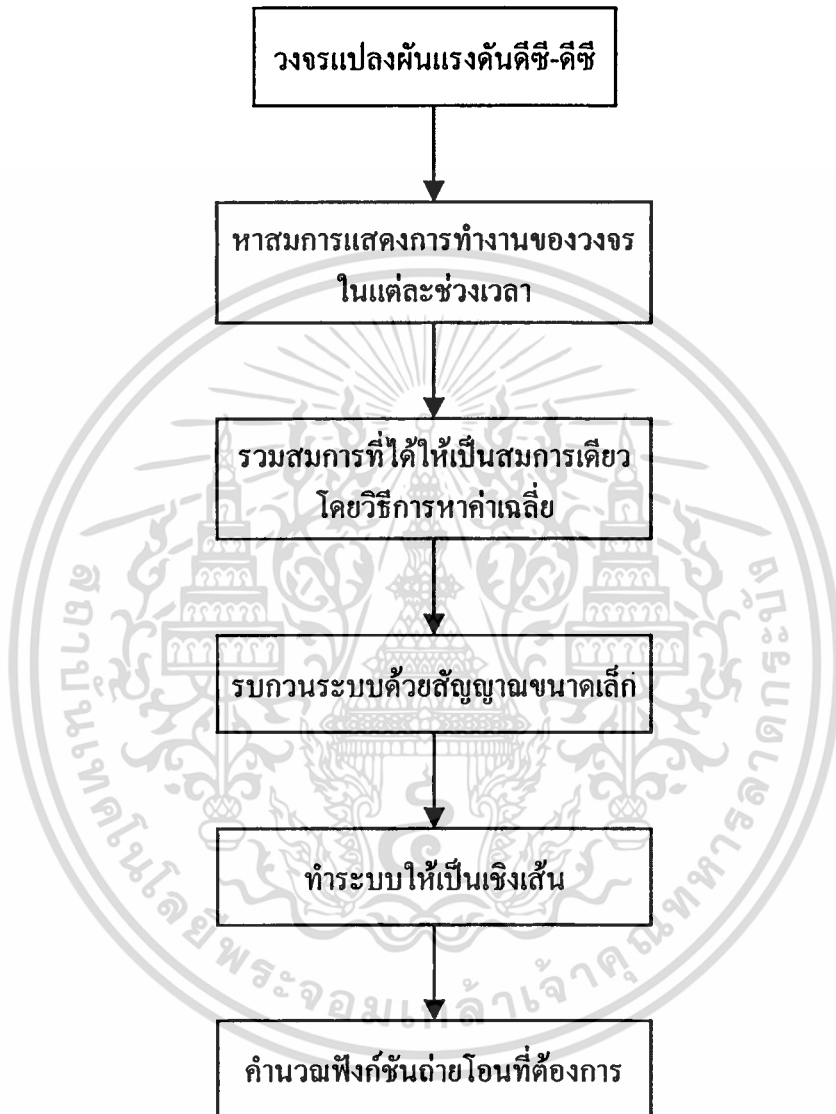
## การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ก.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี

ขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแสดงดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี

## ก.2 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบัค

### ก.2.1 โหมด CCM

#### 1. ทำการหาสมการแสดงการทำงานของวงจรในแต่ละช่วงเวลา

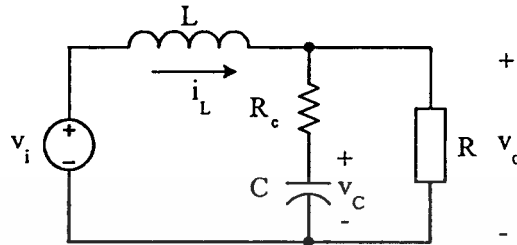
เมื่ วงจรทำงานในโหมด CCM สามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้เป็น 2 ช่วงเวลา

คือ สวิตช์นำกระแส-ไดโอด ไม่นำกระแส และสวิตช์ ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะที่ออกสิทธิ์เท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้งานในที่อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. สวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กเมื่อสวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแสแสดงดัง

รูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กเมื่อสวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

เมื่อ  $R \gg R_c$  จะได้

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_c}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c + \frac{1}{L}v_i \quad (ก.1)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_c \quad (ก.2)$$

$$v_o = R_c i_L + v_c \quad (ก.3)$$

กำหนดให้  $x_1 = i_L$  และ  $x_2 = v_c$  เป็นตัวแปรสถานะ (state variable) สามารถเขียนสมการที่ (ก.1) และสมการที่ (ก.2) เป็นเวกเตอร์สถานะ (state vector) และสมการเอาต์พุต (สมการที่ (ก.3)) สามารถเขียนในรูปแบบเมตริกซ์ได้ ดังต่อไปนี้

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (ก.4)$$

$$\mathbf{v}_o = \begin{bmatrix} R_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (ก.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_i \quad (\text{ก.6})$$

$$v_o = \mathbf{C}_1^T \mathbf{x} \quad (\text{ก.7})$$

เมื่อ

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

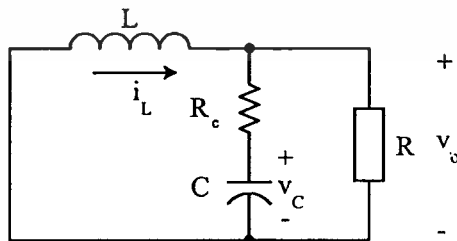
$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_1^T = \begin{bmatrix} R_c & 1 \end{bmatrix}$$

ข. สวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส

วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-ดีซีแบบบักเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแสแสดงดัง

รูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-ดีซีแบบบักเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_c}{L}i_L - \frac{1}{L}v_c \quad (\text{ก.8})$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_c \quad (\text{ก.9})$$

$$v_o = R_c i_L + v_c \quad (\text{ก.10})$$

เขียนสมการทั้งสามในรูปแบบเมตริกซ์ได้ ดังต่อไปนี้

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (\text{ก.11})$$

$$v_o = \begin{bmatrix} R_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{ก.12})$$

หรือ

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_i \quad (\text{ก.13})$$

$$v_o = \mathbf{C}_2^T \mathbf{x} \quad (\text{ก.14})$$

เมื่อ

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2^T = \begin{bmatrix} R_c & 1 \end{bmatrix}$$

## 2. ทำการเฉลี่ยค่าในแต่ละคาบเวลาในการสวิตช์

หลังจากได้สมการการทำงานของวงจรในแต่ละช่วงเวลาแล้วจะทำสมการที่ได้ให้เหลือเพียงสมการเดียวโดยวิธีการหาค่าเฉลี่ย ซึ่งเมื่อวงจรทำงานในโหมด CCM แบ่งการทำงานของวงจรได้เป็น 2 ช่วงเวลา ดังนั้น  $(d + d_0)T = T$  หรือ  $d + d_0 = 1$  และจากสมการที่ (ก.6) สมการที่ (ก.7) สมการที่ (ก.13) และสมการที่ (ก.14) จะได้สมการเฉลี่ยดังต่อไปนี้

$$\dot{x} = (dA_1 + d_0A_2)x + (dB_1 + d_0B_2)v_i \quad (\text{ก.15})$$

$$v_o = (dC_1^T + d_0C_2^T)x \quad (\text{ก.16})$$

หรือ

$$\dot{x} = Ax + Bv_i \quad (\text{ก.17})$$

$$v_o = C^T x \quad (\text{ก.18})$$

เมื่อ

$$A = dA_1 + d_0A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B = dB_1 + d_0B_2 = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C^T = dC_1^T + d_0C_2^T = \begin{bmatrix} R_c & 1 \end{bmatrix}$$

### 3. ทำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก

เมื่อรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กที่แรงดันอินพุตและดิวิตีไซเคิล จะส่งผลให้ตัวแปรสถานะและแรงดันเอาต์พุตถูกรบกวนด้วย แทน  $v_i = V_i + \hat{v}_i$   $d = D + \hat{d}$   $d_0 = D_0 - \hat{d}$  และ  $x = X + \hat{x}$   $v_o = V_o + \hat{v}_o$  ในสมการที่ (ก.15) และสมการที่ (ก.16) จะได้

$$\dot{\hat{x}} = (AX + BV_i) + (A\hat{x} + B\hat{v}_i) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i]\hat{d} + [(A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)\hat{v}_i]\hat{d} \quad (\text{ก.19})$$

$$V_o + \hat{v}_o = C^T X + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_2^T)\hat{x}\hat{d} \quad (\text{ก.20})$$

### 4. ทำระบบให้เป็นเชิงเส้น

เนื่องจากสมการที่ได้จากการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กเป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงจำเป็นต้องทำให้เป็นสมการเชิงเส้นเสียก่อน ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ พจน์ที่มีกำลังเป็นสอง ด้วยเงื่อนไขของสัญญาณขนาดเล็ก กล่าวคือ สัญญาณขนาดเล็กที่รบกวนระบบมีขนาดน้อยกว่าค่าที่สถานะคงตัวมาก เมื่อละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก.19) และสมการที่ (ก.20) แล้วแยกพิจารณาระหว่างค่าที่สถานะคงตัวและพลวัต จะได้สมการที่สถานะคงตัวดังนี้

$$X = -A^{-1}BV_i \quad (\text{ก.21})$$

$$V_o = C^T X \quad (\text{ก.22})$$

และสมการพลวัต

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{v}_i + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i]\hat{d} \quad (\text{ก.23})$$

$$\hat{v}_o = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X\hat{d} \quad (\text{ก.24})$$

### 5. ทำการหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลหาได้โดยการกำหนดให้ไม่มีกรรพกวณด้วยสัญญาณขนาดเล็ที่แรงคั้นอินพุต ( $\hat{v}_i = 0$ ) จะได้

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \frac{R_c C s + 1}{L C s^2 + \left( \frac{R R_c C + L}{R} \right) s + 1} \quad (\text{ก.25})$$

## ก.2.2 โหมด DCM

### 1. ทำการหาสมการแสดงการทำงานของวงจรในแต่ละช่วงเวลา

เมื่อวงจรทำงานในโหมด DCM สามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้เป็น 3 ช่วงเวลา คือ สวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส สวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส และสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

ก. สวิตช์นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

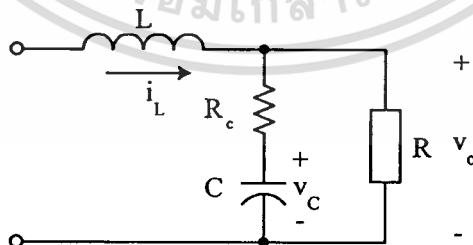
สมการที่ได้จะเหมือนกับเมื่อวงจรทำงานในโหมด CCM

ข. สวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดนำกระแส

สมการที่ได้จะเหมือนกับเมื่อวงจรทำงานในโหมด CCM

ค. สวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแสแสดงดังรูปที่ ก.4



รูปที่ ก.4 วงจรแปลงผันแรงดันดิซี-ดิซีแบบบัคเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส-ไดโอดไม่นำกระแส

จะได้

$$\frac{di_L}{dt} = 0 \quad (\text{ก.26})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{RC}v_c \quad (\text{ก.27})$$

$$v_o = v_c \quad (\text{ก.28})$$

เขียนสมการทั้งสามในรูปแบบเมตริกซ์ได้ ดังต่อไปนี้

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (\text{ก.29})$$

$$v_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{ก.30})$$

หรือ

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 v_i \quad (\text{ก.31})$$

$$v_o = \mathbf{C}_3^T \mathbf{x} \quad (\text{ก.32})$$

เมื่อ

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_3^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. ทำการเฉลี่ยค่าในแต่ละคาบเวลาในการสวิตช์

เมื่อวงจรทำงานในโหมด DCM แบ่งการทำงานของวงจรได้เป็น 3 ช่วงเวลา ดังนั้น  $(d + d_0 + d_1)T = T$  หรือ  $d + d_0 + d_1 = 1$  และจากสมการที่ (ก.6) สมการที่ (ก.7) สมการที่ (ก.13) สมการที่ (ก.14) สมการที่ (ก.31) และสมการที่ (ก.32) จะได้สมการเฉลี่ยดังต่อไปนี้

$$\dot{x} = (dA_1 + d_0A_2 + d_1A_3)x + (dB_1 + d_0B_2 + d_1B_3)v_i \quad (\text{ก.33})$$

$$v_o = (dC_1^T + d_0C_2^T + d_1C_3^T)x \quad (\text{ก.34})$$

หรือ

$$\dot{x} = Ax + Bv_i \quad (\text{ก.35})$$

$$v_o = C^T x \quad (\text{ก.36})$$

เมื่อ

$$A = dA_1 + d_0A_2 + d_1A_3 = \begin{bmatrix} \frac{R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ -(d + d_0)\frac{R_c}{L} & -(d + d_0)\frac{1}{L} \\ (d + d_0)\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$B = dB_1 + d_0B_2 + d_1B_3 = \begin{bmatrix} d \\ L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C^T = dC_1^T + d_0C_2^T + d_1C_3^T = \begin{bmatrix} (d + d_0)R_c & 1 \end{bmatrix}$$

## 3. ทำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก

แทน  $v_i = V_i + \hat{v}_i$   $d = D + \hat{d}$   $d_0 = D_0 + \hat{d}_0$   $d_1 = D_1 - (\hat{d} + \hat{d}_0)$  และ  $x = X + \hat{x}$   
 $v_o = V_o + \hat{v}_o$  ในสมการที่ (ก.33) และสมการที่ (ก.34) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = & (AX + BV_1) + (A\hat{x} + B\hat{v}_1) + [(A_1 - A_3)X + (B_1 - B_3)V_1]\hat{d} + [(A_1 - A_3)\hat{x} + (B_1 - B_3)\hat{v}_1]\hat{d}_1 \\ & + [(A_2 - A_3)X + (B_2 - B_3)V_1]\hat{d}_0 + [(A_2 - A_3)\hat{x} + (B_2 - B_3)\hat{v}_1]\hat{d}_0 \end{aligned} \quad (\text{ก. 37})$$

$$V_0 + \hat{v}_0 = C^T X + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_3^T)X\hat{d} + (C_1^T - C_3^T)\hat{x}\hat{d} + (C_2^T - C_3^T)X\hat{d}_0 + (C_2^T - C_3^T)\hat{x}\hat{d}_0 \quad (\text{ก.38})$$

#### 4. ทำระบบให้เป็นเชิงเส้น

เมื่อละทิ้งส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (ก.37) และสมการที่ (ก.38) แล้วแยกพิจารณา ระหว่างค่าที่สถานะคงตัวและพลวัต จะได้สมการที่สถานะคงตัวดังนี้

$$X = -A^{-1}BV_1 \quad (\text{ก.39})$$

$$V_0 = C^T X \quad (\text{ก.40})$$

และสมการพลวัต

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{v}_1 + [(A_1 - A_3)X + (B_1 - B_3)V_1]\hat{d} + [(A_2 - A_3)X + (B_2 - B_3)V_1]\hat{d}_0 \quad (\text{ก.41})$$

$$\hat{v}_0 = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_3^T)X\hat{d} + (C_2^T - C_3^T)X\hat{d}_0 \quad (\text{ก.42})$$

#### 5. ทำการหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน

ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลหาได้โดยการกำหนดให้ไม่มีกรรพกวณด้วยสัญญาณขนาดเล็กที่แรงดันอินพุต ( $\hat{v}_1 = 0$ ) จะได้

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_0(1-M)^{3/2}}{\sqrt{KM}(2-M)} \left( \frac{R_c Cs + 1}{\left(\frac{1-M}{2-M}\right)RCs + 1} \right) \quad (\text{ก.43})$$

เมื่อ

$$M = \frac{V_0}{V_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สละไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K = \frac{2L}{RT_1}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

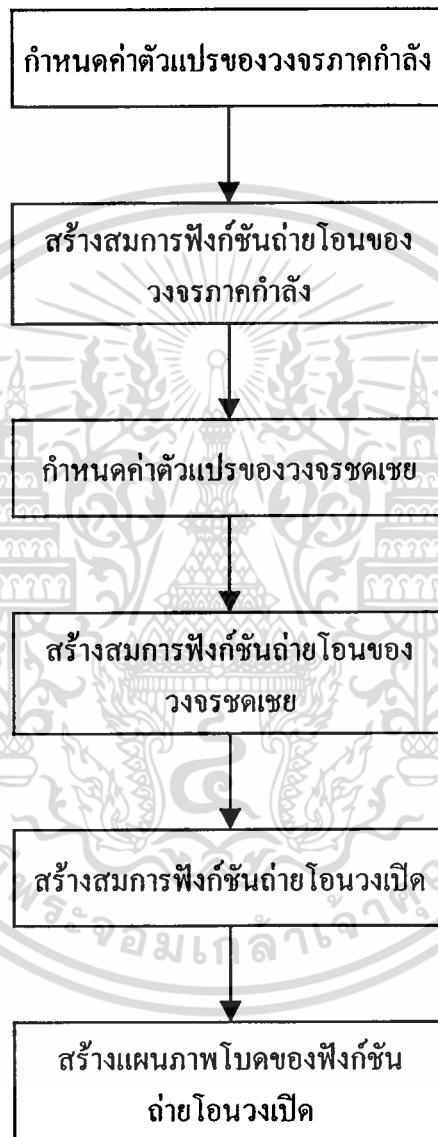
## โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบลของฟังก์ชัน ถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี

ขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแสดงดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบคของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซี

### ข.2 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบครูปที่ 4.7 (หน้าที่ 32)

```

%bode plot in rad/sec%
%buck converter in CCM
Kp1=11.11; %Vi=20
Kp2=13.89; %Vi=25
  
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูและนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

zesr=52632;
p=9535;
Q1=0.81;          %R=0.5
Q2=3.50;          %R=5
%%Vi,min and Io,max
nump1=[Kp1/zesr Kp1];
denp1=[1/p^2 1/(p*Q1) 1];
Gp1=tf(nump1,denp1);
%%Vi,max and Io,min
nump2=[Kp2/zesr Kp2];
denp2=[1/p^2 1/(p*Q2) 1];
Gp2=tf(nump2,denp2);
%two-pole compensation circuit
Kc=735.3;
p1=9.08;
p2=45996;
z1=8117;
z2=z1;
numc=[Kc/(z1*z2) Kc*(1/z1+1/z2) Kc];
denc=[1/(p1*p2) (1/p1+1/p2) 1];
Gc=tf(numc,denc);
%overall
%%Vi,min and Io,max
num1=conv(nump1,numc);
den1=conv(denp1,denc);
G1=tf(num1,den1);
%%Vi,max and Io,min
num2=conv(nump2,numc);
den2=conv(denp2,denc);
G2=tf(num2,den2);
w=logspace(0,8,100);
bode(G1,'-',G2,'--',w);

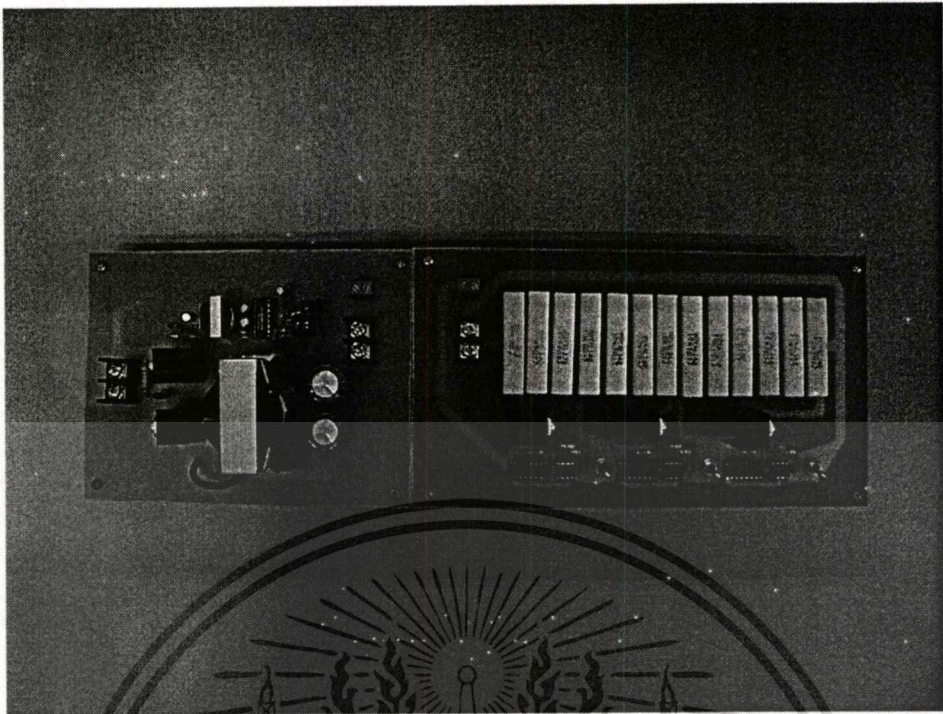
```

## ภาคผนวก ค

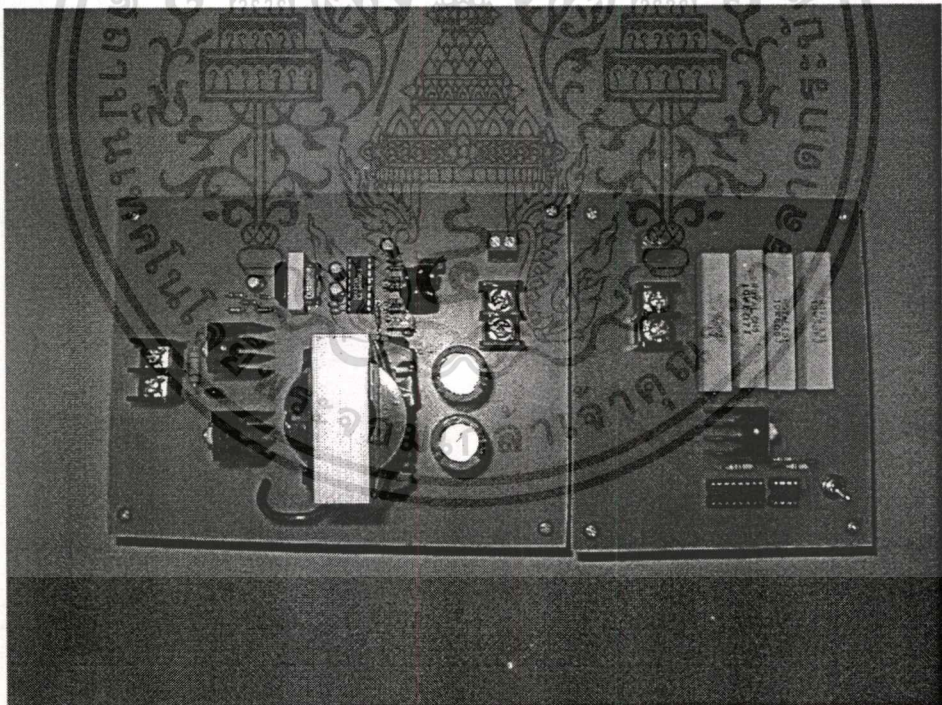
### ภาพถ่ายของงานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

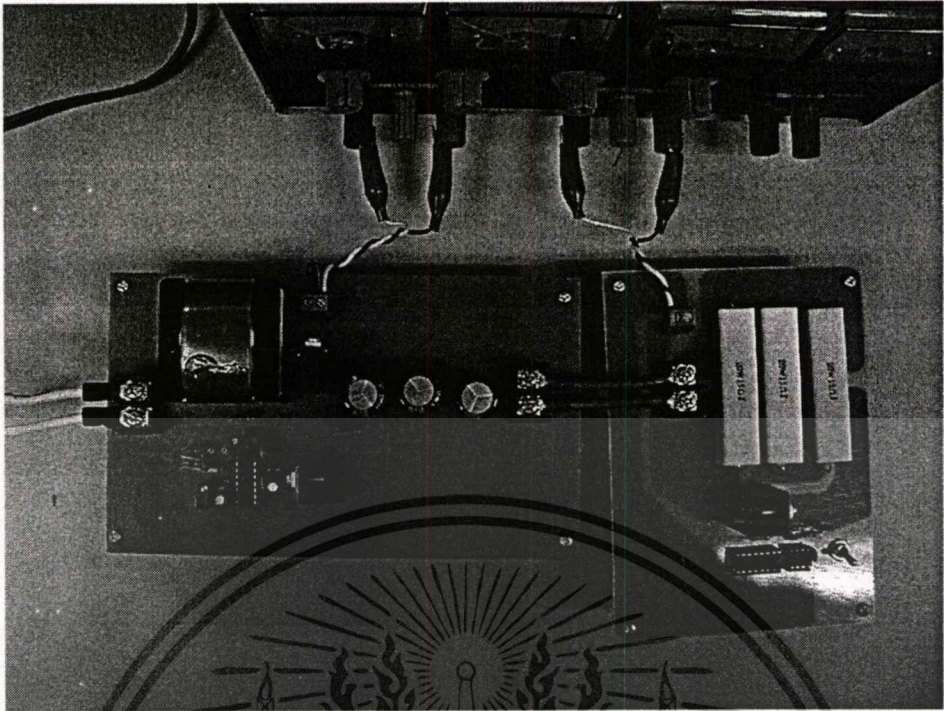


รูปที่ ค.1 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กในโหมด CCM



รูปที่ ค.2 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันคัตซี-คัตซีแบบบั๊กในโหมด DCM-CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.3 ภาพถ่ายของวงจรแปลงผันแรงดันดีซี-ดีซีแบบบัสต์โนโคมค CCM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ง

## บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**The 2003 International Conference on  
Power Electronics and Drive Systems  
PEDS 2003**



**PEDS**

**17 – 20 November 2003  
Novotel Apollo Hotel  
Singapore**

Edited by  
**King-Jet Tseng**

Organised by  
Industry Applications / Power Electronics Joint Chapter of IEEE Singapore  
Section



In Technical Co-sponsorship with  
IEEE Industry Applications Society



IEEE Power Electronics Society



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Practical Compensation Circuit Design of Switched Mode Power Supplies

K. Kittipeerachon, C. Bunlaksananusorn

Department of Control Engineering, Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok 10520, Thailand

**Abstract**—This paper presents practical Switched Mode Power Supplies (SMPS) compensation circuit design based on the frequency response method. The design is aided by MATLAB, which facilitates the formulation of transfer functions, construction of Bode plots, and calculation of compensation circuit component values. Design examples are given for a buck and a boost converters. Experimental results obtained from the prototype converters show good output voltage regulation and fast transient response to a step-load change, confirming the practicality and validity of this design method.

**Keywords**—Feedback control design, Switched Mode Power Supplies

### I. INTRODUCTION

Switched Mode Power Supplies (SMPS) have become an indispensable part of modern electronic systems. The operational success or failure of these modern devices is strongly dependent on a quality of the voltage provided by their power supplies. The SMPS yield a constant output voltage by means of feedback control, with Pulse Width Modulation (PWM) being the most widely used technique. Invariably, objectives of SMPS feedback control design are to yield the output voltage that is stable and well regulated, and responds sensibly fast to disturbances such as a sudden load change. These targets can be achieved by appropriate design of a feedback compensation circuit.

In the past decades, modeling of SMPS power stages has been a subject of intense research with the results leading to transfer functions that accurately model small-signal behaviour of the circuits [1-3]. The use of these transfer functions is primarily in feedback compensation design to give a power supply desired performance. In [4], the compensation circuit design using the frequency response technique is described. The technique involves selection of poles and zeros of a compensation circuit so that a cascade transfer function of the power stage and compensation circuit, namely an open-loop transfer function, exhibits desired frequency characteristics and does not violate stability conditions. Practically, this is carried out graphically on a Bode plot, where asymptote lines are usually used in constructing the plot to simplify the design process. Due to its graphical nature and simplicity, the frequency response technique is widely adopted in practical design of SMPS compensation circuits. Using the technique, reference [5] presented

feedback compensation design of a buck converter. However, in this work the design result was verified only by simulation, and no results on output voltage regulation and transient response were given. Recently, there have been works reported on the application of optimization techniques in the design of SMPS compensation circuits [6,7]. Though good results have been reported, these methods are nevertheless computationally intensive, require the specifically developed optimization routine and user interface program, and occasionally do not converge at a desired result. Hence, practicality of these optimization techniques is questionable.

This paper presents practical SMPS compensation circuit design based on the frequency response method [4]. The design is aided by MATLAB, which facilitates formulation of transfer functions, construction of Bode plots, and calculation of compensation circuit component values. Incorporating MATLAB into a design process helps reduce the design time substantially, and enhance design accuracy, as there is no error associated with the asymptote approximation in the Bode plot construction.

### II. OVERVIEW OF FREQUENCY RESPONSE METHOD

From the control system point of view, SMPS are a voltage regulator, consisting of a plant,  $G_p(s)$ , which includes a power circuit and PWM modulator, and a compensator (or controller),  $G_c(s)$ , as shown in Fig. 1. The transfer function  $G_p(s)$  is known from the chosen converter topology, mode of operation (Continuous Conduction Mode, CCM, or Discontinuous Conduction Mode, DCM), and control method (voltage mode control or current mode control), while the transfer function  $G_c(s)$  is dependent on the compensation circuit configuration used. Given  $G_p(s)$ ,  $G_c(s)$  should be designed to yield the open-loop transfer function,  $G_p(s)G_c(s)$ , the following characteristics:

- 1) A gain at low frequencies should be high. This is required for good output voltage regulation.
- 2) A crossover frequency,  $f_c$ , a frequency at which a gain of  $G_p(s)G_c(s)$  is equal to 0 dB, should be high. This indicates the increase in system bandwidth, which is required for a fast output voltage response.
- 3) A phase margin, a difference between  $180^\circ$  and a phase of  $G_p(s)G_c(s)$  at  $f_c$ , should be more than  $45^\circ$ . This is to avoid an output voltage response with large overshoot and low damping.

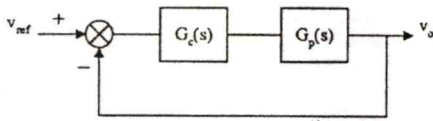


Fig. 1. A control block diagram of SMPS.

There are a number of techniques for designing  $G_c(s)$  to accomplish the above objectives [8]. In this paper, the following design procedure is adopted:

- 1) Specify  $f_c$  and find the required gain of  $G_c(s)$  at this frequency, which is equal to the gain of  $G_p(s)$  at the same frequency, but with an opposite sign.
- 2) Place one pole of  $G_c(s)$  at low frequencies, as this will give a system a high gain in the low frequency region.
- 3) Place the remaining poles and zeros of  $G_c(s)$  close to zeros and poles of  $G_p(s)$  respectively to cancel out their effects.
- 4) Recognizing  $f_c$  and the gain of  $G_c(s)$  at  $f_c$ , calculate a gain of  $G_c(s)$  at the frequencies of poles and zeros.
- 5) With the complete gain frequency characteristic of  $G_c(s)$  obtained in the last step, calculate the compensation circuit component values.

The value of  $f_c$  selected in step 1 depends on types of power circuits. For a buck converter (and its family) operating in CCM,  $G_p(s)$  has all poles and zeros on the left half of the  $s$ -plane;  $f_c$  is typically chosen to be between one tenth and one fourth of the switching frequency,  $f_s$ . For a boost converter or a flyback converter operating in CCM,  $G_p(s)$  contains a Right-Half-Plane (RHP) zero in addition to poles and zeros on the left half of the  $s$ -plane. In this case,  $f_c$  is typically chosen to be below the frequency of RHP zero to avoid instability.

III. COMPENSATION CIRCUIT DESIGN EXAMPLES

In this section, the compensation circuit design procedure outlined in section II is demonstrated with a CCM buck and CCM boost converters. Both converters use voltage mode control for output voltage regulation and the compensation circuit shown in Fig. 2. The circuit comprises two poles (at  $f_{p1}$  and  $f_{p2}$ ) and two zeros (at  $f_{z1}$  and  $f_{z2}$ ), which is suitable for compensating CCM converters.

A. Buck Converter

The CCM buck converter in Fig. 3 has the following specifications:  $V_i = 20-25V$ ,  $V_o = 5V$ ,  $I_o = 1-10A$ ,  $f_s = 100kHz$ . The power circuit's parameters are as follows:  $L = 55\mu H$ ,  $C = 200\mu F$  with Equivalent Series Resistance (ESR) =  $0.095\Omega$ , and  $R = 0.5-5\Omega$ . The compensation circuit component values:  $R_1, R_2, R_3, R_4, C_1$ , and  $C_2$  are to be determined. The power circuit's transfer function is given by

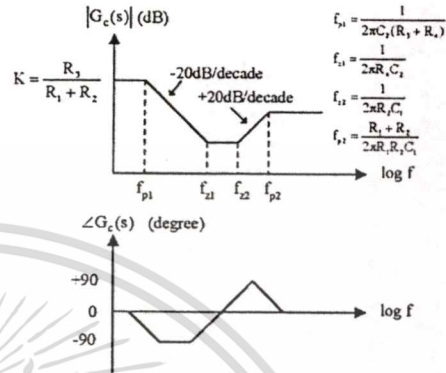
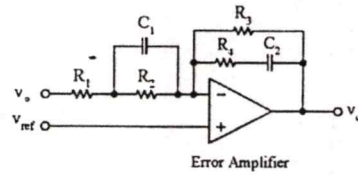


Fig. 2. A two-pole two-zero compensation circuit.

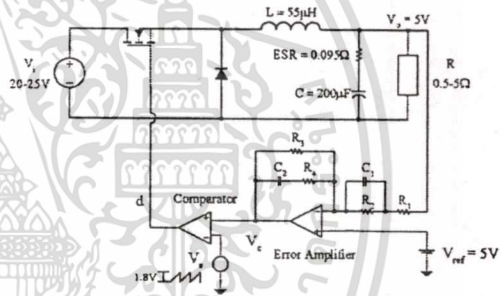


Fig. 3. A buck converter used in a design example.

$$G_p(s) = \frac{V_o}{V_c} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_p} \cdot \frac{1}{Q}\right) + \left(\frac{s^2}{\omega_p^2}\right)} \tag{1}$$

where  $\omega_z = \frac{1}{R_c C}$ ,  $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ ,  $Q = \frac{1}{\omega_p} \left(\frac{R}{RR_c C + L}\right)$ ,  $R_c$  is the output capacitor's ESR, and  $V_s$  is a peak to peak value of the sawtooth voltage which is equal to 1.8V for the UC3825 [9] control IC.

Here, the compensation circuit design is carried out under a maximum duty cycle condition, i.e.  $V_i = 20V$  and  $R = 0.5\Omega$ . The design result will later be verified for a

minimum duty cycle condition, i.e.  $V_i = 25V$  and  $R = 5\Omega$ , to confirm its validity. Substitution of the relevant values into (1) gives

$$G_p(s) = 11.11 \frac{(1 + 19 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.13 \times 10^{-3} s + 11 \times 10^{-9} s^2)} \quad (2)$$

where  $f_z = 8377\text{Hz}$ ,  $f_p = 1517\text{Hz}$ ,  $Q = 0.81$ , and the DC gain = 11.11 (20.91 dB).

The two-pole two-zero compensation circuit in Fig. 2 is expressed by the transfer function

$$G_c(s) = \frac{\hat{V}_z}{\hat{V}_o} = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (3)$$

where  $K = R_3/(R_1+R_2)$ ,  $\omega_{z1} = 1/R_4C_2$ ,  $\omega_{z2} = 1/R_2C_1$ ,  $\omega_{p1} = 1/(R_3+R_4)C_2$ , and  $\omega_{p2} = (R_1+R_2)/R_1R_2C_1$ .

As stated in Section II, the crossover frequency,  $f_c$ , of a CCM buck converter is normally chosen to be between one tenth and one fourth of the switching frequency,  $f_s$ . In this design,  $f_c$  is selected at 10kHz (i.e. 0.1 $f_s$ ). At  $f_c$ ,  $G_p(s)$  is found to have a gain of -10.31dB; therefore the required gain of  $G_c(s)$  at this frequency is 10.31dB. The first pole of  $G_c(s)$  is placed at  $f_{p1} = 1\text{Hz}$  (to give high gain at low frequencies), the two zeros at  $f_{z1} = f_{z2} = 1500\text{Hz}$  (near the power circuit's double poles at  $f_p$ ), and the remaining pole at  $f_{p2} = 8000\text{Hz}$  (near the power circuit's ESR zero at  $f_d$ ). By approximating the gain frequency characteristic of  $G_c(s)$  with an asymptote line, the gain of  $G_c(s)$  at  $f_{p1}$ ,  $f_{z1}$  (=  $f_{z2}$ ), and  $f_{p2}$  are determined to be 59.29dB, -4.23dB, and 10.31dB respectively. Knowing the gain and location of poles and zeros of  $G_c(s)$ , the compensation circuit component values are calculated and rounded off to the nearest standard values, obtaining  $R_1 = 120\Omega$ ,  $R_2 = 560\Omega$ ,  $R_3 = 500\text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 560\Omega$ ,  $C_1 = 0.22\mu\text{F}$ , and  $C_2 = 0.22\mu\text{F}$ . Substitution of these component values into (3) results in

$$G_c(s) = 735.3 \frac{(1 + 0.12 \times 10^{-3} s)(1 + 0.12 \times 10^{-3} s)}{(1 + 0.11 s)(1 + 0.02 \times 10^{-3} s)} \quad (4)$$

Multiplication of (2) and (4) yields the open-loop transfer function,  $G_p(s)G_c(s)$ , whose bode plot by MATLAB is displayed in Fig. 4. Also shown in the figure is the plot of  $G_p(s)G_c(s)$  for a minimum duty cycle condition (dash line), i.e.  $V_i = 25V$  and  $R = 5\Omega$ . It can be seen that the designed compensation circuit yields the stable system for both operating conditions, with a phase margin of about 84°. In the figure, the low frequency gain and crossover frequency are approximately 70dB and 15kHz respectively. It should be noted that this value of  $f_c$  is greater than the one used in the design ( $f_c = 10\text{kHz}$ ). This

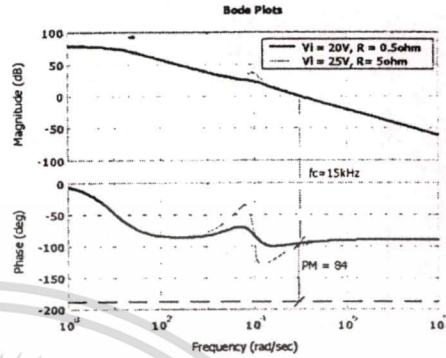


Fig. 4. Bode plots of  $G_p(s)G_c(s)$  of the designed buck converter.

discrepancy is largely due to the asymptote approximation assumed during the gain calculation of  $G_c(s)$ , and the "round-off" error in which the calculated compensation component values have been rounded off to match the nearest standard values.

### B. Boost Converter

The CCM boost converter in Fig. 5 has the following specifications:  $V_i = 10V$ ,  $V_o = 15V$ ,  $I_o = 1-3A$ ,  $f_s = 100\text{kHz}$ . The power circuit's parameters are as follows:  $L = 62\mu\text{H}$ ,  $C = 300\mu\text{F}$  with ESR = 0.187 $\Omega$ , and  $R = 5-15\Omega$ . The compensation circuit component values:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$ , and  $C_2$  are to be determined. The power circuit's transfer function is given by

$$G_p(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_c} = \frac{V_o^2}{V_i V_s} \left( \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \right) \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_p} \frac{1}{Q}\right) + \left(\frac{s^2}{\omega_p^2}\right)} \quad (5)$$

where  $\omega_z = \frac{1}{R_c C}$ ,  $\omega_{zRHP} = \frac{V_i^2 R}{V_o^2 L}$ ,  $\omega_p = \frac{V_i}{V_o \sqrt{L \cdot C}}$ , and

$$Q = \frac{(V_i/V_o)^2 R}{\omega_p ((V_i R R_c C/V_o) + L)}$$

Here, the compensation circuit design is carried out under a maximum load current condition ( $R = 5\Omega$ ). The design result will later be verified for the minimum load current condition ( $R = 15\Omega$ ) to confirm its validity. Substitution of the relevant values into (5) gives

$$G_p(s) = 4.17 \frac{(1 + 56.1 \times 10^{-6} s)(1 - 27.9 \times 10^{-6} s)}{(1 + 0.11 \times 10^{-3} s + 41.85 \times 10^{-9} s^2)} \quad (6)$$

where  $f_z = 2837\text{Hz}$ ,  $f_p = 778\text{Hz}$ ,  $f_{zRHP} = 5704\text{Hz}$ ,  $Q = 1.83$ ,

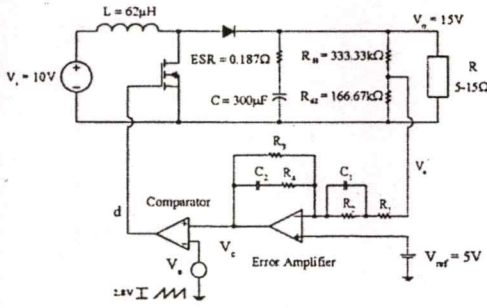


Fig. 5. A boost converter used in a design example.

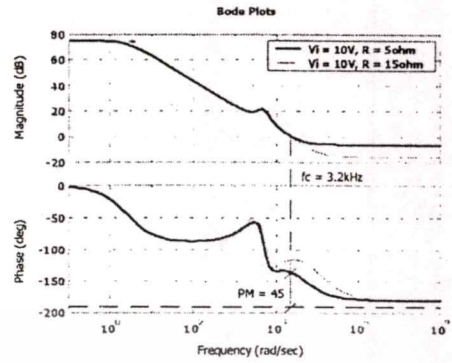


Fig. 6. Bode plots of  $G_p(s)G_c(s)$  of the designed boost converter.

and the DC gain = 4.12 (12.4dB).

As stated in Section II, the crossover frequency,  $f_c$ , for a CCM boost converter must not exceed  $f_{zRHP}$ . In this design,  $f_c$  of 5000Hz is chosen (whilst  $f_{zRHP} = 5704\text{Hz}$ ). At  $f_c$ ,  $G_p(s)$  is found to have a gain of -14.9dB; therefore the required gain of  $G_c(s)$  at this frequency is 14.9dB. The first pole of  $G_c(s)$  is placed at  $f_{p1} = 1\text{Hz}$  (to give high gain at low frequencies), the two zeros at  $f_{z1} = f_{z2} = 700\text{Hz}$  (near the power circuit's double poles at  $f_p$ ), and the remaining pole at  $f_{p2} = 3000\text{Hz}$  (near the power circuit's ESR zero at  $f_z$ ). By approximating the gain frequency characteristic of  $G_c(s)$  with an asymptote line, the gain of  $G_c(s)$  at  $f_{p1}$ ,  $f_{z1}$  ( $=f_{z2}$ ), and  $f_{p2}$  are determined to be 60dB, 2.357dB, and 14.9dB respectively. Knowing the gain and location of poles and zeros of  $G_c(s)$ , the compensation circuit component values are calculated and rounded off to the nearest standard values, obtaining  $R_1 = 560\Omega$ ,  $R_2 = 1.8\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 3.3\text{M}\Omega$ ,  $R_4 = 1.8\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = 0.12\mu\text{F}$ . Substitution of these component values into (3) gives

$$G_c(s) = 1.4 \times 10^3 \frac{(1 + 0.22 \times 10^{-3}s)(1 + 0.22 \times 10^{-3}s)}{(1 + 0.4s)(1 + 0.05 \times 10^{-3}s)} \quad (7)$$

Multiplication of (6) and (7) yields the open-loop transfer function,  $G_p(s)G_c(s)$ , whose bode plot by MATLAB is displayed in Fig. 6. Also shown in the figure is the plot of  $G_p(s)G_c(s)$  for a minimum load current condition (dash line), i.e.  $R = 15\Omega$ . It can be seen that the designed compensation circuit yields the stable system for both operating conditions, with a phase margin of about 45°. In the figure, the low frequency gain and crossover frequency are approximately 75dB and 3.2kHz respectively. It should be noted that this value of  $f_c$  is smaller than the one used in the design ( $f_c = 5\text{kHz}$ ). The reason for this discrepancy has been discussed before in Section IIIA.

IV. RESULTS

The prototype buck and boost converters, including

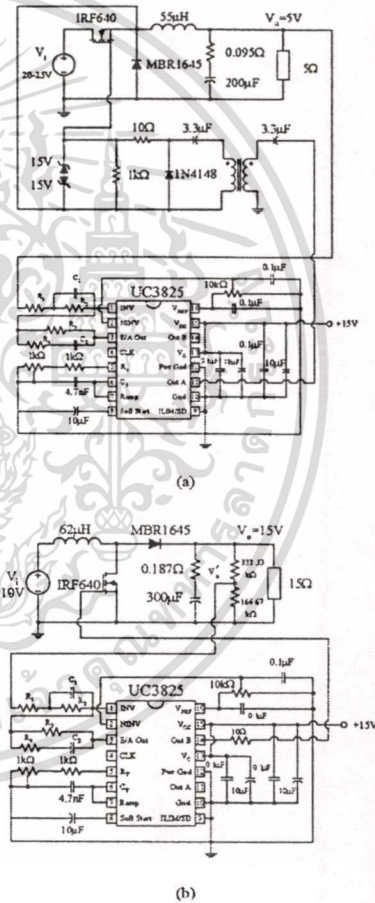


Fig. 7. Prototypes: (a) buck converter (b) boost converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I  
MEASURED OUTPUT VOLTAGE OF THE BUCK CONVERTER

$V_i$ (V)	$I_o$ (A)	$V_o$ (V)
20V	1	5
	10	4.95
25V	1	5
	10	4.95

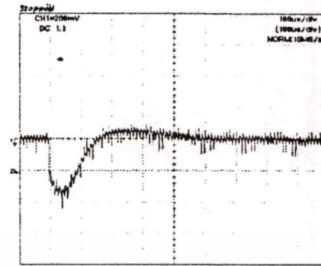
TABLE II  
MEASURED OUTPUT VOLTAGE OF THE BOOST CONVERTER

$V_i$ (V)	$I_o$ (A)	$V_o$ (V)
10V	1	15
	3	15.04

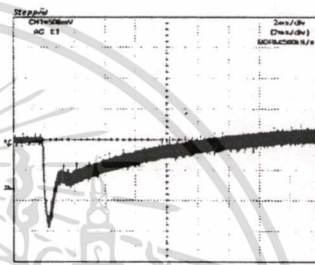
the compensation circuits designed in Sections IIIA and IIIB, are shown in Fig. 7. UC3825 is employed as a voltage mode control circuit, which has a peak-to-peak sawtooth voltage,  $V_s$ , of 1.8V. The compensation circuits are connected around the error amplifier at pins 1, 2, and 3 of the IC. In the prototype buck converter (Fig. 7(a)), a pulse transformer is incorporated to provide the isolated gate drive signal.

Tables I and II show the measured output voltage of the prototype buck and boost converters when delivering minimum and maximum load currents. It can be seen that  $V_o$  is maintained at the vicinity of 5V for the buck converter and of 15V for the boost converter. Good output voltage regulation in both converters is attributed to a large open-loop gain at low frequencies (Fig. 4 and Fig. 6). The output voltage transient response of the buck converter due to a 3A step-load (from 1A to 4A) and of the boost converter due to a 2A step-load (from 1A to 3A) are shown in Fig. 8. In the figure, the maximum voltage drop and settling time are approximately 300mV and 150 $\mu$ s for the buck converter (Fig. 8(a)), and approximately 1.5V and 10ms for the boost converter (Fig. 8(b)).

It is not uncommon that the boost converter responds slower than its buck counterpart operating at the same switching frequency (100kHz in this case). When subjected to changes, the RHP zero of the boost power circuit would initially delay a corrective action exerted by the control circuit from taking effect, thereby prolonging the transient period. Furthermore, in compensation circuit design, the RHP zero dictates  $f_c$  be selected below its frequency ( $f_{zRHP}$ ) as to prevent instability. The limited  $f_c$  (i.e. limited system bandwidth) makes the system response slow and is hence another contributing factor to the sluggishness in the boost converter.



(a)



(b)

Fig. 8. Output voltage transient response: (a) the prototype buck converter subjected to a 3A step-load (b) the prototype boost converter subjected to a 2A step-load.

Next, the effect of an open-loop gain, phase margin, and crossover frequency on converter performance is experimentally studied using the prototype buck converter. The compensation circuit has been altered to lower (1) the open-loop gain, (2) the phase margin, and (3) the crossover frequency. Compensation circuit component values for each of these cases are given in table III. In each case, the converter's output voltage response due to a 3A step-load is measured. When the open-loop gain is decreased, the output voltage response (Fig. 9(a)) exhibits a large transient voltage drop and considerable steady-state error, indicating the degradation of output voltage regulation. When the phase margin is decreased, the output voltage response (Fig. 9(b)) exhibits a large overshoot and lightly damped oscillation. Further reduction of the phase margin would severe the overshoot and oscillation; theoretically a system would become unstable when a phase margin reaches zero. When the crossover frequency is decreased, the output voltage

TABLE III  
COMPENSATION CIRCUIT COMPONENT VALUES FOR REDUCED OPEN LOOP GAIN, PHASE MARGIN, AND Crossover FREQUENCY

Component values	$R_1$ ( $\Omega$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$R_3$ ( $\Omega$ )	$R_4$ ( $\Omega$ )	$C_1$ (F)	$C_2$ (F)
Before alteration	120	560	500k	560	0.22 $\mu$	0.22 $\mu$
Reduced open loop gain	120	560	1k	560	0.22 $\mu$	0.22 $\mu$
Reduced phase margin	120	560	500k	560	82n	82n
Reduced crossover frequency	1k	560	500k	560	0.22 $\mu$	0.22 $\mu$

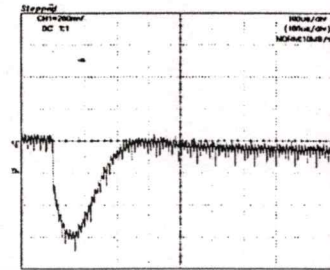
response (Fig. 9(c)) exhibits a long settling time. A large overshoot and oscillation are also seen in the response because by increasing  $R_1$  to reduce the crossover frequency, the phase margin is made to decrease as well.

V. CONCLUSIONS

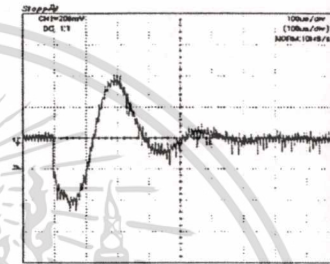
The practical design of SMPS feedback compensation circuit has been presented in this paper. Based on the frequency response technique, the proposed method carries out the design by the aid of MATLAB, which facilitates formulation of transfer functions, construction of Bode plots, and calculation of compensation circuit component values. The design procedure has been illustrated with a CCM buck and CCM boost converter examples. Verification of the design results on the prototyped buck and boost converters shows that the designed compensation circuits yield a satisfactory performance in both converters, emphasizing practicality of the design technique. Though not shown in the paper, the proposed technique can also be applied to design a voltage loop of a converter with current mode control.

REFERENCES

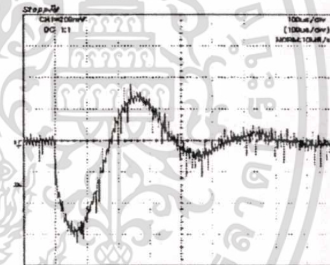
- [1] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stage," Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 18-34, USA, 1976.
- [2] S. Cuk and R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode," Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 36-57, USA, 1977.
- [3] P. R. K. Chetty, "Current injected equivalent circuit approach to modeling switching dc-dc converters," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 17, no. 6, pp. 802-808, 1981.
- [4] L. H. Dixon, Jr., "Closing The Feedback Loop," Unirode Power Supply Design Seminar, Unirode Corporation, 1983.
- [5] S. M. A. Razvi, I. Batarseh, and Z. Qu, "Negative feedback control design for a PWM-buck converter," Southcon/95 Conference Record, pp. 60-67, 1995.
- [6] W. K. Tam, K. W. Sui, and Y. S. Lee, "Computer-aided design of feedback compensation networks for switching regulators," Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 1066-1071, 1994.
- [7] C. Bunlaksananusorn and D. E. Macpherson, "Design optimisation of switched mode power supplies (SMPS) feedback control," Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Switzerland, 1999.
- [8] K. Ogata, "Modern Control Engineering," 2<sup>nd</sup> Edition, Prentice Hall Inc., 1990.
- [9] Unirode's Power Supply Circuits Data Book, 1993.



(a)



(b)



(c)

Fig. 9. Output voltage transient response of the buck converter due to a 3A step-load, with (a) reduced gain (b) reduced phase margin (c) reduced crossover frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวกัญติชา กิตติพิรัชล เกิดเมื่อวันที่ 17 กุมภาพันธ์ 2522 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยรังสิต ปีการศึกษา 2542 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้