

วงจรแปลงผันแบบชุก
CUK CONVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหมึก.....
เลขทะเบียน.....36858.....
วัน, เดือน, ปี 29 ส.ค. 2543

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการคัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้แจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วจรแปลงผันแบบชุก

CUK CONVERTER

ผู้จัดทำ

1. นายเสถภูมิ สุทธิเบญจกุล 39014626
2. นายโอปอ อัครชัยพานิชย์ 39014690


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.ร ชนินทร บัญลักษณ์านุสรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรแปลงผันแบบชุก

เสลภูมิ สุทธิเบญจกุล

โอปอ อัครชัยพานิชย์

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ เรียบเรียงขึ้นจากทฤษฎี การออกแบบและผลการทดลองการนำเอาวงจรแปลงผันแบบชุกมาใช้เป็นภาคกำลังของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching Power Supply) เพื่อศึกษาถึงการทำงานและข้อดีข้อเสีย และศึกษาถึงการหาแบบจำลองควบคุมของภาคกำลังโดยใช้วิธีหาแบบจำลองเฉลี่ย สเตต-สเปซ (State-Space Averaging Approach) และโดยวิธีวงจรมมูลการปล่อยกระแส (Current Injected Equivalent Circuit Approach) เพื่อนำแบบจำลองที่ได้มาใช้ในการหาตัวควบคุมระบบให้เหมาะสม เพื่อให้มีเสถียรภาพและผลตอบสนองที่ต้องการ

Abstract

Cuk converter is one type of DC-DC converter circuits which, in comparison with other conventional converters such as buck, boost, and buck-boost converters, offers many attractive features, one of which is a smooth input and output current. In this thesis, the theory and design of a Cuk converter are described. The state space averaging approach is used to model the Cuk power stage, which exhibits a fourth order characteristic. The resulted model is then used for designing a feedback control (i.e. a compensation circuit) to result in a stable converter with a satisfactory performance. The experimental Cuk converter is designed and built, and its performance and stability tested at different step-load values.

สารบัญ

	หน้า
สารบัญรูป	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ทฤษฎีสวนภาคกำลัง	3
2.1.1 ทฤษฎีวงจรไฟฟ้า	3
2.1.1.1 การทำงานของวงจรแปลงผันแบบชุก	4
2.1.1.2 การแยกทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบชุก	5
2.1.1.3 สวิตช์กำลัง	7
2.1.1.3.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง	7
2.1.1.3.2 มอสเฟตกำลัง	7
2.1.2 ทฤษฎีวงจรแม่เหล็ก	11
2.1.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	11
2.1.2.2 การออกแบบหม้อแปลง	15
2.2 ทฤษฎีสวนวงจรควบคุม	20
2.2.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	20
2.2.1.1 ไอซีเบอร์ NE 5560 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	22
2.2.2 การหาแบบจำลองของระบบ	22
2.2.2.1 การหาแบบจำลองควบคุมวัฏจักรหน้าจากแบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซ	23
2.2.2.2 การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์โดยใช้วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแส และการนำมาหาแบบจำลอง และการวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบชุก	34
2.2.2.3 การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบชุกโดยใช้วิธีหาแบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซ	43
2.2.3 เสถียรภาพของวงจรควบคุม	50
2.2.3.1 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม	51
2.2.3.2 การชดเชยวงรอบเพื่อเสถียรภาพของระบบ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและคำนวณ	54
3.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง	54
3.1.1 การออกแบบค่าของอุปกรณ์	54
3.1.2 การออกแบบวงจรแม่เหล็ก	56
3.2 การออกแบบวงจรควบคุม	59
บทที่ 4 การทดลอง	63
4.1 การทดลองเบื้องต้นและผลการทดลอง	63
4.1.1 การทดลองเพื่อทดสอบเสถียรภาพการทำงานของระบบ	64
4.1.2 การทดลองและผลการทดลอง	65
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	70
5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข	70
5.1.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไขในส่วนวงจรภาคกำลัง	70
5.1.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไขในส่วนวงจรควบคุม	71
5.2 แนวทางในการพัฒนา	71
5.3 บทสรุป	71
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการสังเคราะห์การทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง	1
รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะกระแสที่ต่อเนื่องทั้งทางด้านอินพุทและเอาต์พุท	2
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรแปลงผันแบบบัสต์ และกระแสที่ไม่ต่อเนื่องทางด้านอินพุท	3
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรแปลงผันแบบชุก	4
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรแบบชุกที่ทำการแยกกันทางไฟฟ้า (DC Isolation)	6
รูปที่ 2.4 แสดงสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์กำลังชนิด PNP	7
รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตกำลังแบบ P-Channel	7
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	9
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยไอซี CMOS	10
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยหม้อแปลง	10
รูปที่ 2.9 แสดงแกนแม่เหล็กคุณลักษณะของแกนแม่เหล็ก	11
รูปที่ 2.10 แสดงแบบจำลองของหม้อแปลง	15
รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นแรงดัน และกระแสต่อ λ ในการกระตุ้นหม้อแปลง	16
รูปที่ 2.12 แสดงการเกิดฟลักซ์รั่วไหลในแกนแม่เหล็ก	17
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงที่มีฟลักซ์รั่วไหล	18
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	20
รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นที่จุด A,B,C เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันเอาต์พุทตามรูป 2.14	21
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรภายในไอซีเบอร์ NE5560	22
รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิวิธีหาแบบจำลองเฉลี่ย	24
รูปที่ 2.18 แสดงช่วงเวลา T_d และ T_r ของการสวิตช์	27
รูปที่ 2.19 แสดงแบบจำลองไฮบริดเบื้องต้นของวงจรแปลงผันแบบบัสต์	32
รูปที่ 2.20 แสดงแบบจำลองไฮบริดของวงจรแปลงผันแบบบัสต์	32
รูปที่ 2.21 แสดงแบบจำลองแบบไฮบริดของวงจรแปลงผันแบบบั๊ก,บัสต์,บั๊ก-บัสต์	32
รูปที่ 2.22 แสดงแบบจำลองแบบไฮบริดพื้นฐานที่ถูกรบกวนของวงจรแปลงผันแบบบั๊ก	33
รูปที่ 2.23 แสดงแบบจำลองวงจรเฉลี่ยขั้นสุดท้าย	34
รูปที่ 2.24 แสดงแผนภาพของวิธีวงจรมมูลการจ่ายกระแสที่ใช้ในการหาแบบจำลองในโหมดกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง	36
รูปที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำในวงจรแปลงผัน	36
รูปที่ 2.26 แสดงวงจรแปลงผันแบบชุกซึ่งความต้านทานภายในถูกละเลย	37

	หน้า
รูปที่ 2.27 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_1)	37
รูปที่ 2.28 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_2)	40
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรสมมูลของวงจรแปลงผันแบบซุกในโหมดกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง	42
รูปที่ 2.30 แสดงวงจรแปลงผันแบบซุก	43
รูปที่ 2.31 แสดงวงจรแปลงผันแบบซุกในช่วงเวลาสวิตช์นำกระแส	43
รูปที่ 2.32 แสดงวงจรแปลงผันแบบซุกในช่วงเวลาสวิตช์หยุดนำกระแส	44
รูปที่ 2.33 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุทเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด	45
รูปที่ 2.34 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบ 2 โพล 2 ซีโร	53
รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะการทำงานของวงจร PWM	53
รูปที่ 3.1 แสดงกราฟอัตราขยายของวงจรแปลงผันต่อความถี่	59
รูปที่ 3.2 แสดงมุมเฟสของวงจรแปลงผันต่อความถี่ทั้ง 4 สภาวะ	60
รูปที่ 3.3 แสดงกราฟอัตราขยายวงรอบทั้งหมดทั้งก่อนและหลังการชดเชยต่อความถี่	61
รูปที่ 3.4 แสดงกราฟมุมเฟสเลื่อนทั้งหมดทั้งก่อนและหลังการชดเชยต่อความถี่	62
รูปที่ 4.1 แสดงแรงดันกระแสเฟืองที่เอาต์พุท	64
รูปที่ 4.2 แสดงกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	65
รูปที่ 4.3 แสดงภาพวงจรที่ใช้ในการทดลองควบคุมเสถียรภาพ	65
รูปที่ 4.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด	67
รูปที่ 4.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสภาระ 25% -100% ของกระแสภาระพิกัด	67
รูปที่ 4.6 แสดงกราฟอัตราขยายวงรอบต่อความถี่ที่นำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลอง	68
รูปที่ 4.7 แสดงกราฟมุมเฟสเลื่อนต่อความถี่ที่นำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลอง	68
รูปที่ 4.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุทของระบบที่นำมาเปรียบเทียบกับ	69
รูปที่ 4.9 แสดงค่าประสิทธิภาพต่อกระแสภาระของวงจรแปลงผัน	70

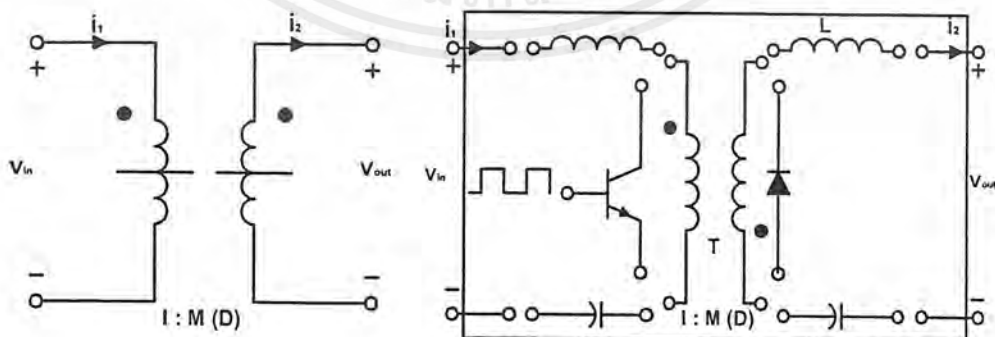
บทที่ 1

บทนำ

ตามความจริงแล้ว อุปกรณ์ไฟฟ้าหรืออิเล็กทรอนิกส์ล้วนต้องการ กำลังไฟฟ้ากระแสตรงในระดับต่างๆ เช่น แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และกระแสไฟฟ้ากระแสตรง แต่เนื่องจากเราไม่สามารถสร้างหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงได้ เราจึงต้องคิดหาหนทางต่างๆเพื่อที่จะปฏิบัติตามความต้องการนี้ให้สำเร็จโดยผ่านกระบวนการของการเปลี่ยนระดับกำลังโดยการสวิตช์ ชั้นแรก แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุตถูกเปลี่ยนเป็นกระแสสลับโดยผ่านกลไกการสวิตช์ และกำลังไฟฟ้ากระแสตรงนี้ถูกแปลงผ่านหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ และถูกนำไปผ่านวงจร กรองความถี่ต่ำผ่าน อย่างไรก็ตาม ถึงแม้การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจะเข้าใกล้ความต้องการทางอุดมคติแต่ยังมีการกระเพื่อมที่เอาต์พุตอยู่

ในความเป็นจริง หนึ่งในปัญหาสำคัญซึ่งจำกัดการสวิตช์คือ การเกิดกระแสที่มีลักษณะเป็นพัลส์ที่ทางด้านอินพุต และเอาต์พุต ในด้านใดด้านหนึ่งหรือทั้งสองด้านของวงจรแปลงผันต่างๆไป ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference) และข้อเสียอื่นๆ

การค้นหาสำหรับโทโปโลยี (Topologies) ใหม่ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ และประสิทธิภาพสูงขึ้นได้มีการเริ่มต้นกันมานานแล้ว โดยมีเป้าหมายเพื่อต้องการกำจัดกระแสที่มีลักษณะเป็นพัลส์ โดยมีจุดมุ่งหมายสุดท้ายคือการสังเคราะห์การทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง กับ เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าที่ไม่มีการกระเพื่อมในวิธีที่ดีที่สุดโดยใช้จำนวนของสวิตช์ และอุปกรณ์ที่มีการสะสมพลังงานให้น้อยที่สุด เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด

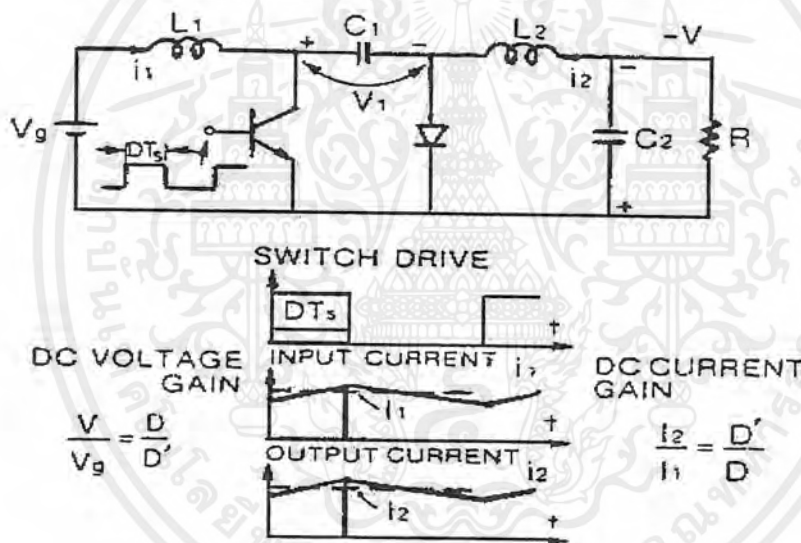


รูปที่ 1.1 แสดงการสังเคราะห์การทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้สวิตช์ และอุปกรณ์สะสมพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่เหมือนกับบางวิธีซึ่งเน้นแต่กลไกของการสวิตช์เพียงอย่างเดียว และใส่วงจรกรองไปเพื่อกรองกระแสอินพุทและเอาท์พุท หรือ แรงดัน วงจรแปลงผันแบบซุกได้มีการนำอุปกรณ์ที่มีการสะสมพลังงาน (ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หม้อแปลง) เข้าไปรวมกับสวิตช์ด้วยเพื่อแก้ปัญหาทั้งหมด สิ่งที่สำคัญที่สุดของโทโปโลยีนี้ คือการนำอุปกรณ์ต่างๆมารวมกัน คือ การเลือกนำอุปกรณ์จำนวนน้อยที่สุดทั้งทาง อุปกรณ์ไฟฟ้า และ อุปกรณ์แม่เหล็ก มาต่อรวมกันเพื่อให้เข้าใกล้ความต้องการทางอุดมคติมากที่สุด

ก้าวแรกในการสร้างวงจรแปลงผันแบบซุกขึ้นมา เพื่อให้มีจุดประสงค์ตามต้องการนั้นทำได้โดยการใช้ สวิตช์และไดโอดและตัวเก็บประจุ ร่วมกันเพื่อให้ได้สวิตช์สองทางทางอุดมคติดังรูป



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะกระแสที่ต่อเนื่องทั้งทางด้านอินพุทและเอาท์พุท

ขณะที่สวิตช์เปิดวงจร ตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกประจุโดยกระแสที่อินพุทผ่านไดโอดที่นำกระแส เมื่อสวิตช์ปิดวงจร แรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 จะทำให้ไดโอดไบแอสย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_1 ถูกคายประจุผ่านสวิตช์ไปยังโหลด ดังนั้น การถ่ายเทพลังงานของตัวเก็บประจุในวงจรแปลงผันแบบซุก เป็นพื้นฐานในการทำงานของมันที่ใกล้เคียงกับการถ่ายเทพลังงานผ่านตัวเหนี่ยวนำใน 3 วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงพื้นฐาน บัค บูสและบัค-บูส (Buck, Boost, Buck-Boost) การที่มีตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวที่ส่วน อินพุท และ เอาท์พุท ทำให้เกิดกระแสที่มีลักษณะไม่เป็นพัลส์ที่อินพุทและเอาท์พุท ตามลำดับ

บทที่ 2

ทฤษฎี

ในส่วนทฤษฎีทั้งหมดที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันแบบชุก เราสามารถแบ่งเป็นส่วนหลักๆ ได้ 2 ส่วนดังจะกล่าวถึงได้ดังต่อไปนี้

2.1 ทฤษฎีสวนภาคกำลัง

ทฤษฎีในส่วนภาคกำลังสามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วนดังนี้

2.1.1 ทฤษฎีวงจรไฟฟ้า

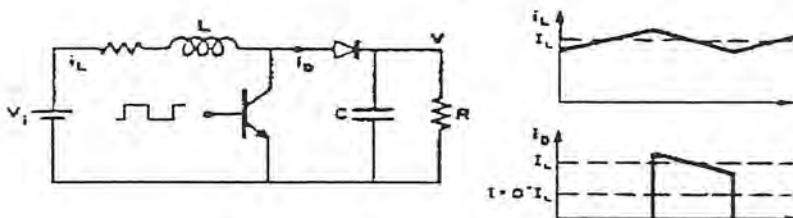
ดังที่เราเห็นมาในวงจรแปลงผันแบบไปหน้า (Forward) พลังงานส่งผ่านจากอินพุตไปยังเอาต์พุตจะเกิดขึ้นในขณะที่สวิตช์นำกระแส ส่วนในวงจรแปลงผันแบบฟลายแบค (Flyback) พลังงานส่งผ่านจากอินพุตไปยังเอาต์พุตจะเกิดขึ้นได้ขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส รวมทั้งวงจรแปลงผันแบบบυσต์ด้วย ซึ่งจะแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้ ผลของการส่งผ่านพลังงานอย่างไม่ต่อเนื่อง

ในวงจรแปลงผันแบบบัก ช่วงสวิตช์ปิดวงจรพลังงานจะถูกส่งผ่านไปยังส่วนเอาต์พุต แต่ช่วงสวิตช์เปิดวงจรพลังงานไม่ได้ถูกส่งผ่านอย่างต่อเนื่อง เป็นผลให้เกิดการไม่ต่อเนื่องของกระแสที่อินพุต ส่วนในวงจรแปลงผันแบบบυσต์ หรือบัก-บυσต์ ก็มีการไม่ต่อเนื่องของกระแสที่ส่วนสวิตช์เช่นกัน ซึ่งความไม่ต่อเนื่องของกระแสนั้นมีผลเสียดังนี้

1. กระแสที่ไม่ต่อเนื่อง (Pulsation Current) ก่อให้เกิดผลเสียแยกได้สองข้อดังนี้

1.1 ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ซึ่งเป็นผลทั้งสัญญาณรบกวนที่ส่งไปในอากาศ และทางสายไฟทำให้ต้องมีอุปกรณ์ป้องกัน เช่น ตัวกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI Filter) ทำให้สิ้นเปลือง

1.2 เป็นผลต่อการเลือกอุปกรณ์และการสูญเสีย ซึ่งอธิบายจากรูปได้ดังนี้



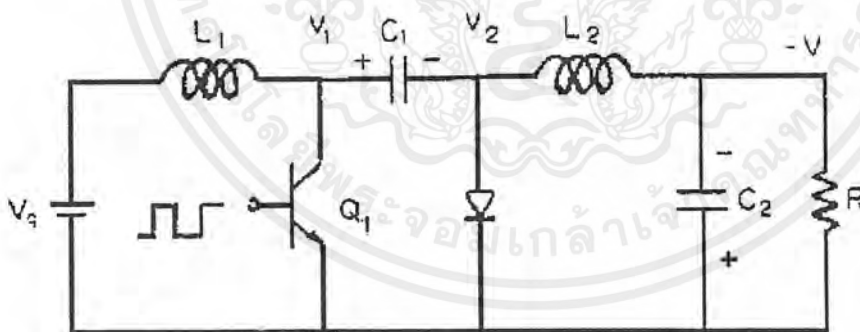
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรแปลงผันแบบบυσต์ และกระแสที่ไม่ต่อเนื่องทางด้านอินพุต

กระแสที่มีลักษณะเป็นพัลส์เมื่อเทียบกับกระแสไฟตรงค่าคงที่ที่มี $I_{average}$ เท่ากัน แต่จะมี I_{rms} ที่ไม่เท่ากันเป็นผลต่อการเลือกพิกัดอุปกรณ์และความสูญเสียดังนี้

สมมติ $P_{loss} = I_o^2 R_o$ (กำลังงานสูญเสียจากความต้านทานภายใน) เมื่อกระแสประสิทธิผล (RMS) สูงขึ้น เป็นผลให้การสูญเสียสูงขึ้นเมื่อเทียบกับกำลังงานที่เอาท์พุทเท่ากัน เมื่อ $P_o = I_o^2 R_o$ (กำลังงานที่ส่งผ่านยังภาระ)

ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมด เราสามารถปรับปรุงได้โดยการเพิ่มวงจรกรองที่เพียงพอ ซึ่งวงจรกรองประกอบด้วยอุปกรณ์ที่สามารถเก็บสะสมพลังงานได้ เช่น ตัวเก็บประจุ หรือ ตัวเหนี่ยวนำ หรือ ทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเราจะใช้เป็นทั้งที่เก็บสะสมพลังงานและส่งพลังงานไปยังภาระอย่างต่อเนื่อง และการทำให้เกิดการปราศจากการกระเพื่อมทำได้โดยการใช้เทคนิคเพิ่มขึ้นมา (การพันตัวเหนี่ยวนำร่วม) เพราะตราบโดที่กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำยังมีการเปลี่ยนแปลง ก็จะมีกระแสกระเพื่อมของเอาท์พุท ถ้าไม่ใช้หลักการของการพันตัวเหนี่ยวนำร่วม การจะทำให้มีการกระเพื่อมน้อยที่สุดจำเป็นต้องมีตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่มาก โดยเฉพาะวงจรแปลงผันแบบบัก และ บูสต์ ต้องมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่มาก

2.1.1.1 การทำงานของวงจรแปลงผันแบบชุก



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรแปลงผันแบบชุก

ช่วงสวิตช์ Q_1 ปิดวงจร

เมื่อสวิตช์ Q_1 นำกระแส ค่าแรงดัน V_2 จะเป็นลบ เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ไม่สามารถเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ค่าแรงดัน V_2 เป็นลบทำให้ไดโอดหยุดนำกระแส (Reverse-Bias) แรงดันอินพุทที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ทำให้พลังงานที่สะสมไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_1 เพิ่มขึ้น แต่ก่อนที่ Q_1 จะนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกประจุเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานไว้ในตัวเท่ากับ $\frac{C_1 V_p^2}{2}$ มาก่อนแล้ว เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุทำให้เกิดกระแสไหลผ่านสวิตช์ Q_1 ความต้านทานเอาต์พุต และผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 และกลับเข้าตัวเก็บประจุ C_1 ดังนั้น พลังงานที่เก็บสะสมในตัวเก็บประจุ C_1 จะไปเพิ่มพลังงานให้ตัวเหนี่ยวนำ L_2 และส่งพลังงานไปยังความต้านทานเอาต์พุต ทำให้เอาต์พุตที่ได้จะเป็นแรงดันโพลบ = $-V_o$

ช่วงสวิตช์ Q_1 เปิดวงจร

เมื่อ สวิตช์ Q_1 เปิดวงจร ค่าแรงดัน V_1 จะเป็นบวก และค่าแรงดัน V_2 จะถูกต่อลงกราวด์ ผ่านไดโอด D_1 และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะเกิดการยุบตัวของสนามแม่เหล็ก ทำให้แรงดัน V_{L2} เกิดการกลับขั้ว และพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะเป็นตัวจ่ายพลังงานแก่ภาระ โดยผ่านทางไดโอด D_1 ไป R และกลับมายังตัวเหนี่ยวนำ L_2

$$\text{ช่วง } Q_1 \text{ on} \quad \frac{di}{dt} \text{ ของ } L_1 = \frac{V_{dc}}{L_1}, \quad L_2 = \frac{V_o - V_p}{L_2}$$

$$\text{ช่วง } Q_1 \text{ off} \quad \frac{di}{dt} \text{ ของ } L_1 = \frac{V_p - V_{dc}}{L_1}, \quad L_2 = \frac{V_o}{L_2}$$

ถ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 มีค่ามากพอจะทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 ไม่ตกสู่ศูนย์

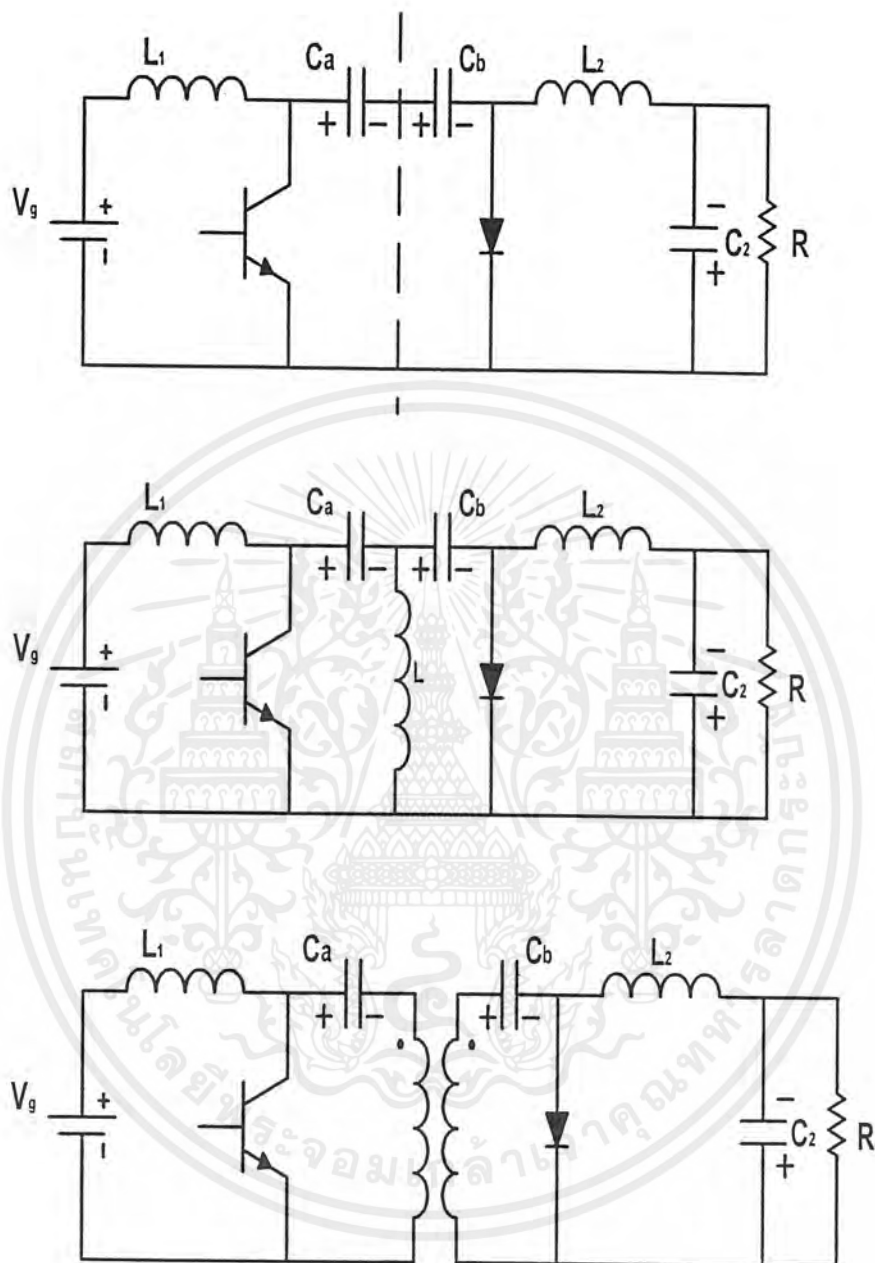
2.1.1.2 การแยกทางไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบซุก

ความสำคัญของการแยกทางไฟฟ้าเป็นที่ต้องการในทางปฏิบัติทั่วไป ซึ่งในวงจรแปลงผันแบบซุกถูกทำได้โดยง่าย โดยวิธีที่ดีที่สุดมี 3 ขั้นตอน ตามรูปดังนี้

ขั้นที่แรก แยกตั้งเก็บประจุ C_1 เป็น C_a กับ C_b ต่อกัน

ขั้นที่สอง เพื่อให้จุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองตัว ซึ่งมีระดับแรงดันไม่แน่นอนถูกยอมรับได้โดยการกำหนดแรงดันเฉลี่ยให้เป็นศูนย์โดยการวางตัวเหนี่ยวนำระหว่างตัวเก็บประจุลงกราวด์

ขั้นที่สาม ซึ่งเป็นขั้นสุดท้าย เพียงแต่แยกตัวเหนี่ยวนำออกเป็นหม้อแปลงสองขดที่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้ได้การแยกทางไฟฟ้าระหว่าง อินพุต และ เอาต์พุตตามต้องการ



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรแบบซุกที่ทำการแยกกันทางไฟฟ้า (DC Isolation)

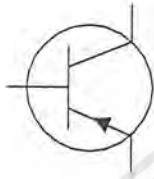
การได้มาซึ่งการแยกทางไฟฟ้า ในวิธีนี้ไม่เพียงแต่มีคุณลักษณะที่โดดเด่นเมื่อเทียบกับการแยกทางไฟฟ้าอื่นๆที่นิยม (ไม่จำเป็นต้องมี Free Wheeling Diode) และยังคงให้ลักษณะที่ครบถ้วนของวงจรแปลงผันแบบซุกแบบพื้นฐานอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.3 สวิตช์กำลัง

สามารถแบ่งออกเป็นสองชนิดหลักๆที่นิยมใช้กันได้ดังนี้

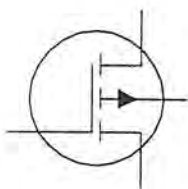
2.1.1.3.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power Transistor)



รูปที่ 2.4 แสดงสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์กำลังชนิด PNP

ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรแปลงผันของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ จะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีภาระเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากภาระที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน ทรานซิสเตอร์กำลังต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส (turn off) รวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{ce(sat)}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะ และแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้น ก่อนจะนำทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้งานจึงจำเป็นต้องศึกษาลักษณะการเกิดกำลังงานสูญเสียและเทคนิคการลดกำลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้น เพื่อยืดอายุการใช้งานและให้เกิดประสิทธิภาพในการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังที่มากที่สุดด้วย

2.1.1.3.2 มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet)



รูปที่ 2.5 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตกำลังแบบ P-Channel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ดีที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของวงจรแปลงผัน ในส่วนวงจรขับของมอสเฟตกำลังนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมเช่น UC 3842 โดยตรง มอสเฟตกำลังจึงเข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์กำลังอย่างรวดเร็วในการผลิต แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ ในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

เปรียบเทียบข้อดีของมอสเฟตกำลังกับทรานซิสเตอร์กำลัง

1. ที่ความถี่สูงมอสเฟตกำลังจะทำงานได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง เนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงานของมอสเฟตกำลังจะน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง
2. กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะสูง เพราะมีความต้านทานขณะนำกระแสสูง ทำให้กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลังสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลัง
3. วงจรขับมอสเฟตกำลังจะสามารถควบคุมได้ง่ายกว่าวงจรมอสเฟตกำลังของทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งทรานซิสเตอร์กำลังขับด้วยกระแส แต่มอสเฟตกำลังจะขับด้วยแรงดันที่กระแสน้อย จึงทำให้ควบคุมได้ง่าย

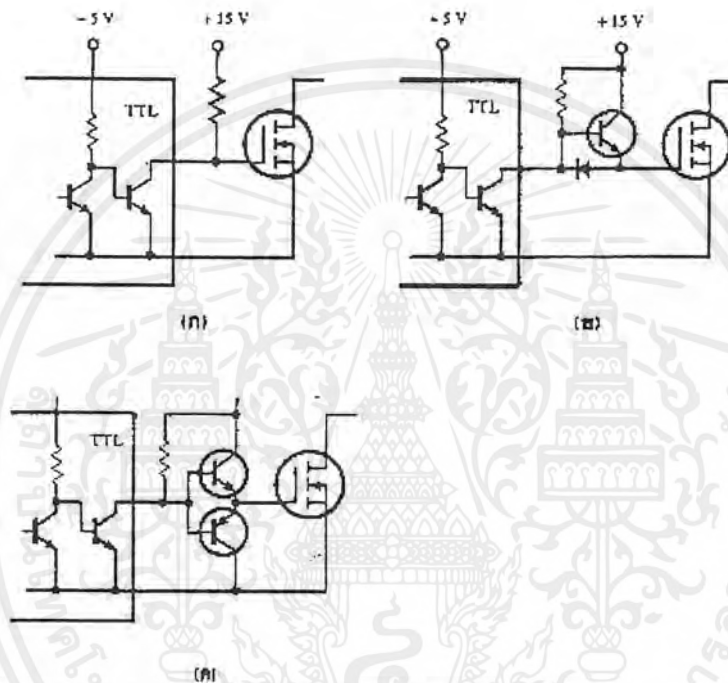
ตัวอย่างวงจรขับมอสเฟตกำลังที่นำมาใช้ในปัจจุบันมีดังนี้

วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL

การขับมอสเฟตกำลังจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

รูปที่ 2.6 (ก) แสดงการต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุท เป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลัฟฟารีซิสเตอร์เข้าช่วย จะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับมอสเฟตกำลังให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังเป็นได้เร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสนิ่งถูกจำกัดด้วยพูลัฟฟารีซิสเตอร์

การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 2.6 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลังดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกิดเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูป 2.6 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

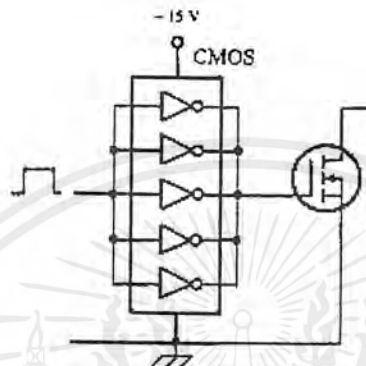
ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น เบอร์ 2N 2222A และเบอร์ 2N 2907 ก็สามารถทำให่วงจรขับจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งก็นับว่าเพียงพอแล้ว

วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี CMOS

มอสเฟตกำลังสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนทารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน ดังรูป จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้นด้วย

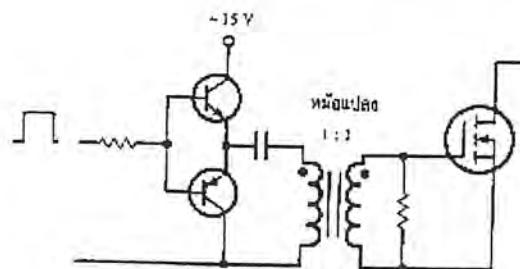


รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยไอซี CMOS

วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรแปลงผันแบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับมอสเฟตกำลังตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับมอสเฟตกำลังมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาท์พุทหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของมอสเฟตกำลังได้ การต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรขับมอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

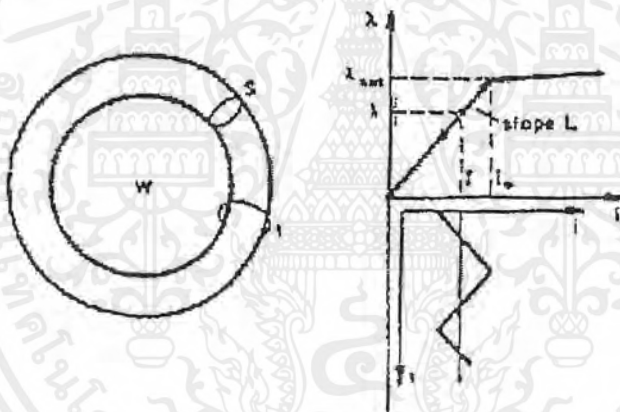
2.1.2 ทฤษฎีวงจรมแม่เหล็ก

เราสามารถแบ่งออกได้เป็นทฤษฎีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงดังนี้

2.1.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Design)

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำของแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตช์ที่ต้องการใช้จะถูกกำหนดจากปริมาณ 3 ปริมาณ คือ

1. ความสามารถในการให้กระแสตรงที่ต้องการไหลผ่าน (โดยไม่เกิดการอิ่มตัว)
2. เปอร์เซนต์ของกระแสสลับ (i_{ac}) ของ กระแสตรง (ต้องไม่ทำให้ λ เกินจุด λ_{max})
3. ประสิทธิภาพของตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดง (Copper losses)



รูปที่ 2.9 แสดงแกนแม่เหล็กคุณลักษณะของแกนแม่เหล็ก

จากปริมาณทั้งหมดที่ถูกกำหนดมา จะสามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำโดยกำหนดให้มีขนาดแกนเล็กที่สุดที่สามารถตอบสนองต่อความต้องการทั้งหมดได้ ส่วนตัวแปรอื่นๆ ที่ต้องหา คือ N, A_w, I_g

วิธีการออกแบบผ่านผลคูณพื้นที่ (Design Via Area Product A_p Approach)

จาก

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{NBS}{I}$$

$$\therefore N = \frac{LI}{BS}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้

B = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่อนุญาตให้ใช้ (ส่วนมากจะให้เท่ากับของ B_{sat})

S = พื้นที่ภาคตัดขวางของแกน

ในกรณีนี้เราจะกำหนดความหนาแน่นกระแส (J) เป็นตัวแปรที่ต้องการออกแบบ (design parameter) ที่ถูกกำหนดจากกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดง (P_{cu}) อธิบายได้ดังนี้

ในการพิจารณาเลือกแกนตามวิธีหาผลคูณพื้นที่ A_p (Area product Approach) นี้ เรา กำหนดให้ $A_p = WS$ (มีหน่วยเป็น m^4) และเราจะพิจารณาให้แกนนี้ใช้งานได้สูงสุด คือ พื้นที่ภาคตัดขวาง (S) น้อยที่สุดและพื้นที่พัน (W) น้อยที่สุด จะได้ $A_p = WS$ ที่น้อยที่สุด

เพื่อให้ได้คุณสมบัติ 3 ข้อที่ต้องการ ต้องมีค่าตัวเหนี่ยวนำไม่น้อยกว่าที่กำหนด (ถ้าค่าตัวเหนี่ยวนำน้อยจะมีค่ากระแสกระเพื่อมมาก) ค่ากระแสที่ต้องการ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ (B) ไม่เกิน B_{sat} , และค่าความหนาแน่นของกระแส ซึ่งถ้ามาก กำลังงานสูญเสียก็จะมาก

จากตัวแปรทั้งหมดที่ต้องการ สมมติว่ามีแกนดังรูปที่ 2.9

พื้นที่หน้าภาคตัดขวางที่ต้องการขึ้นอยู่กับจำนวนรอบ $N = \frac{LI}{BS}$ -----(1)

จาก $L = \frac{N\phi}{I} = \frac{NBS}{I}$ เมื่อ $N = \frac{LI}{BS}$

คือ ถ้าขนาดแกนใหญ่ขึ้น ค่าจำนวนรอบที่ต้องการก็จะน้อยลงด้วย

ในตอนนี้เรารู้แล้วว่า $N \propto \frac{1}{S}$

คราวนี้เรามาดูการกำหนดพื้นที่ในการพันที่ใช้ประโยชน์ได้สูงสุด

จาก $KW = N \times A_w$

กำหนด $A_w =$ พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง

$K =$ ค่าคงที่การใช้ประโยชน์จากการทดลอง (0.3-0.6 แล้วแต่กรณี)

จากความหนาแน่นของกระแสถูกกำหนด คือ $J = \frac{I}{A_w}$

เราจะได้ว่า $KW = \frac{NI}{J}$ โดย $N \propto W$ -----(2)

คือ ถ้าพื้นที่พันเล็กกว่านี้จะมี ความหนาแน่นของกระแสเกิน กำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงจะมาก

แทน $N = \frac{LI}{BS}$ ในสมการที่ (2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ได้ } A_p = WS = \frac{LI^2}{BJK} \quad \text{m}^4$$

ซึ่งจะถูกกำหนดโดยค่าตัวแปรที่ต้องการ คือ (L, I, J, B)

ดังนั้น เราสามารถสรุปการออกแบบเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1. เลือกแกนจาก A_p โดยให้ใหญ่กว่า A_p ที่คำนวณได้ (เนื่องจาก A_p ยังมีค่ามาก แกนยิ่งใหญ่ เปลืองพื้นที่และแพง ในการทำงานจริงจะเลือกให้ใกล้เคียงที่สุด แต่ต้องใหญ่กว่า) เมื่อเลือกแล้วเราก็จะได้พื้นที่พัน และพื้นที่ภาคตัดขวาง

2. เราก็มหาจำนวนรอบโดยใช้สมการที่ (1) คือ $N = \frac{LI}{BS}$

3. หาพื้นที่ในการพัน (wire cross-section $A_w = \frac{I}{S}$) และขนาดของลวดทองแดง (wire size) ซึ่งเราจะเห็นว่ายังไม่เพียงพอในการกำหนดกำลังงานสูญเสีย เพราะในที่นี่เรากำหนดความหนาแน่นของกระแส ซึ่งมีผลต่อกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงจริง แต่ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงในการพันก็มีผลด้วย

4. ใช้ระยะทางเฉลี่ย (เพราะความยาวแต่ละรอบไม่เท่ากัน ซึ่งต้องใช้เฉลี่ย) หากำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงได้

5. คำนวณ ช่องว่างอากาศ (Air gap : l_g) โดยใช้ $l_g = \frac{\mu_0 N^2 S}{L}$ กล่าวคือ ในตอนต้นเรากำหนด ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการใช้ ซึ่งถ้าเราไม่มีช่องว่างอากาศ ค่าตัวเหนี่ยวนำจะไม่เท่ากับที่เราต้องการ $\left(L = \frac{N^2}{R} \right)$ ซึ่งค่าช่องว่างอากาศที่ต้องการหาจาก $R = \frac{l_g}{\mu_0 S}$

ในวิธีการออกแบบผ่านผลคูณพื้นที่นั้น เราสมมติความหนาแน่นกระแสที่แน่นอนคือ

$$J = \frac{2S_o A}{m^2 - 100 \frac{A}{\text{cm}^2}} \quad \text{และหลังจากนั้นก็คำนวณกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงซึ่งขึ้นอยู่กับ } J^2$$

ซึ่งบางครั้งอาจจะเป็นผลให้เป็นการออกแบบที่ระมัดระวังมากเกินไป หรือไม่ก็กำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงมากเกินไป เนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงสัมพันธ์กับ J^2 ซึ่งในวิธีการออกแบบผ่านเรขาคณิตแกน (Core geometry : K_g) ไม่มีปัญหาในตรงนี้ เพราะกำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงเป็นตัวแปรเริ่มต้น ยิ่งกว่านั้น เราสามารถกำหนดกำลังงานสูญเสียเป็นเปอร์เซ็นต์ที่แน่นอนได้ ซึ่งวิธีนี้จะเป็นการตัดสินใจทางวิศวกรรม และเป็นทางเลือกที่นิยมก่อนที่การออกแบบขั้นสุดท้ายจะถูกกระทำ

วิธีการออกแบบเรขาคณิตแกน (Design via Core Geometry K_g Approach)

กำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงถูกนำมาเป็นตัวแปรที่ต้องการออกแบบร่วมกับตัวเหนี่ยวนำ

สมมติ พื้นที่พื้นที่ใช้ประโยชน์สูงสุด

$$P_{cu} = R_l I^2 = \frac{\rho N^2 + I^2}{KW}$$

$$R = \frac{\rho l}{A_w}$$

$$KW = A_w N$$

โดย $A_w = \frac{KW}{N}$

$$R = \frac{\rho l N}{KW}$$

$$l = Nt \quad \therefore R = \frac{\rho N^2 t}{KW}$$

t = ค่าความยาวเฉลี่ยของลวดต่อการพัน 1 รอบ จะได้มาจากคู่มือ (Data sheet) จากโรงงานผู้ผลิต

ρ = สภาพต้านทานไฟฟ้าให้ในลวดทองแดง ที่ 25° เป็น $\rho = 1.724 \times 10^{-6} \Omega\text{-cm}$

เพื่อป้องกันแกนเกิดการอิ่มตัว (saturation) และให้เกิดการใช้ประโยชน์สูงสุดของแกน กล่าวคือ ได้พื้นที่ภาคตัดขวางที่น้อยที่สุดที่สามารถทำงานได้ ในกรณีเดียวกับวิธีข้างต้น

$$N = \frac{LI}{BS} \quad \text{แทนในสมการ} \quad P_{cu} = R_l I^2 = \frac{\rho N^2 t I^2}{KW}$$

$$\text{จะได้} \quad K_g = \frac{KWS^2}{t} = \frac{\rho (LI^2)^2}{B^2 P_{cu}} \quad \text{-----(3)}$$

ซึ่ง K_g นี้จะเป็นค่าตัวแปรรวมทั้งหมดของค่าตัวแปรเรขาคณิตของแกน

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกแกนให้ K_g ใกล้กับที่คำนวณได้มากที่สุด (แต่ต้องใหญ่กว่า) โดยใช้สมการ (3)
2. คำนวณหาจำนวนรอบจากสมการ $N = \frac{LI}{BS}$
3. คำนวณหา พื้นที่การพันจาก $A_w = \frac{KW}{N}$ และขนาดการพัน
4. คำนวณหาช่องว่างอากาศโดยใช้ $l_g = \frac{\mu_o N^2 S}{L}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะเห็นว่าจำนวนรอบเป็นสิ่งที่ถูกบังคับ ในการพันตัวเหนี่ยวนำ ถ้าจำนวนรอบไม่เพียงพอนั้นอาจทำให้เกิดการอิ่มตัวได้ จะเห็นได้จากสูตร $\lambda = NBS$ จากค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ และเมื่อมีกระแสสูงสุดไหลผ่าน จะมีค่า $\lambda = Li$ (λ ค่าคงที่) เพราะฉะนั้น เมื่อ N น้อย B จะมีค่ามาก

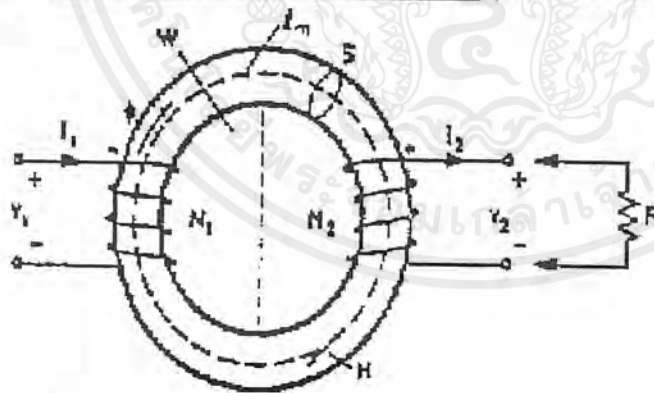
ดังนั้นเมื่อประสบปัญหาพันได้จำนวนรอบไม่เท่าตามที่ต้องการ แก้ไขได้ 2 กรณี ดังนี้

1. เปลี่ยนขนาดสายให้เล็กลง (ทำให้ความหนาแน่นกระแสมากขึ้น กำลังงานสูญเสียที่ลวดทองแดงมากขึ้น)
2. พันจำนวนรอบได้เท่าที่สามารถพันได้ (ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กมากขึ้น ซึ่งถ้านำไปทดลองแล้วปรากฏว่าเกิดการอิ่มตัว ก็ไม่สามารถใช้ได้ ซึ่งจะคำนวณได้จาก $B = \frac{LI}{NS}$)

2.1.2.2 การออกแบบหม้อแปลง (Transformer Design)

เพื่อให้เข้าใจถึงที่มาของการออกแบบ และเพื่อการนำหม้อแปลงไปใช้งาน จะขอกล่าวถึงหน้าที่การทำงานของหม้อแปลงก่อนดังนี้

การทำงานและแบบจำลองของหม้อแปลง (Transformer Operation And Modelling)



รูปที่ 2.10 แสดงแบบจำลองของหม้อแปลง

ที่ด้านปฐมภูมิ มีขดลวดพันอยู่จำนวน N_1 รอบถูกกระตุ้นโดยแรงดัน V_1 และด้านทุติยภูมิ มีขดลวดพันอยู่จำนวน N_2 รอบถูกต่อกับภาระ ซึ่งมีแรงดันตกคร่อม V_2

สมมติก่อนว่าฟลักซ์แม่เหล็กถูกจำกัดอยู่ในแกน (ไม่มีฟลักซ์รั่วไหล)

จากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt}$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

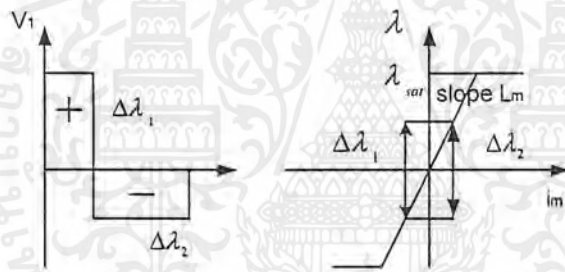
ซึ่ง ϕ_m เป็นฟลักซ์ร่วม ซึ่ง i_m จะน้อยมาก พิสูจน์ได้จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's law) ที่ว่า

$$Hl_m = N_1 i_1 - N_2 i_2$$

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 + i_m$$

$$i_m = \frac{Hl_m}{N_1}$$

ซึ่ง i_m จะน้อยมาก (ขึ้นอยู่กับ V และ N_1 ด้วย) ซึ่งในหม้อแปลงที่มีประสิทธิภาพจะมีประมาณ 1% ของกระแสการะ



รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นแรงดัน และกระแสต่อ λ ในการกระตุ้นหม้อแปลง

เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกน ซึ่งจะเป็นผลให้เกิดความเสียหายได้ จำเป็นต้องถูกกระตุ้นโดยแรงดันที่เท่ากันทั้งในด้านบวกและด้านลบ

ดังนั้นเราจะเห็นว่าเพื่อป้องกันการอิ่มตัว $\phi = \phi_{sat}$

$$V_p D T_s = 2 N_1 \Rightarrow V = \frac{N d \phi}{dT} = \frac{N \Delta \phi}{\Delta T} = \frac{N_2 \phi}{D T_s}$$

$$V_s D_s T_s = 2 N_1 \phi$$

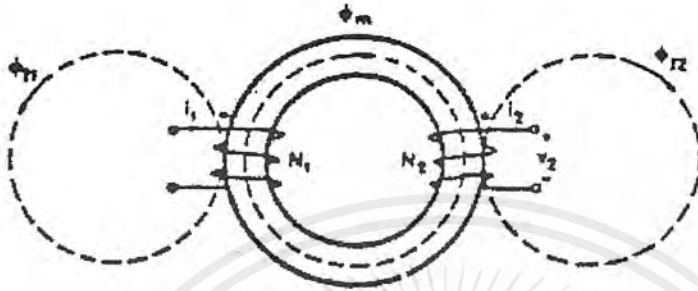
$$N_1 \geq \frac{V_p D}{2 B_m s f_s}$$

ซึ่ง B_m เป็นความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่อนุญาตให้ใช้

$$L_m = \frac{N_1^2}{R} = N_1^2 \frac{\mu s}{l_m}$$

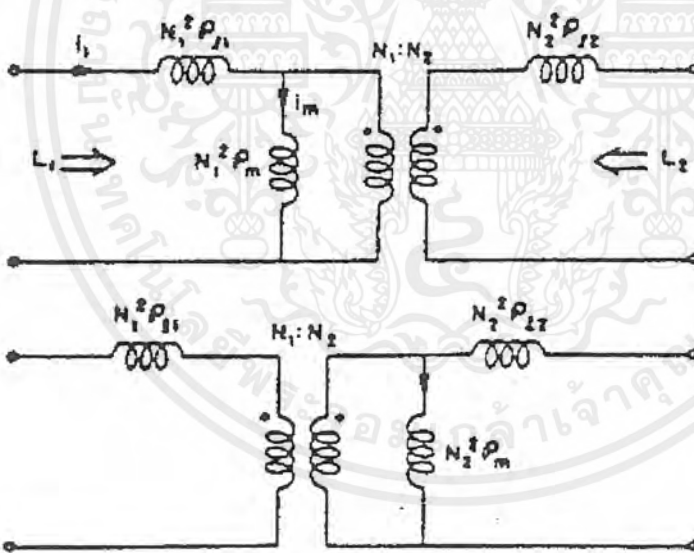
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ที่เราพิจารณามานี้ เราพิจารณาในกรณีที่ไม่มีฟลักซ์รั่วไหล ซึ่งในความถี่สูงๆแล้วจะมีผลต่อประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันมากทีเดียว โดยการเกิดฟลักซ์รั่วไหลสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 2.12 แสดงการเกิดฟลักซ์รั่วไหลในแกนแม่เหล็ก

ซึ่งวงจรสมมูลของหม้อแปลงที่มีรั่วไหลจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงที่มีฟลักซ์รั่วไหล

โดย

$$L_1 = N_1^2 (P_{l1} + P_m)$$

$$L_2 = N_2^2 (P_{l2} + P_m)$$

ในแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตช์ หม้อแปลงที่ต้องการถูกกำหนดในลักษณะของปริมาณของตัวแปรต่อไปนี้

1. สามารถใช้กับกำลังงานที่ต้องการได้
 2. ประสิทธิภาพของหม้อแปลง เนื่องจากกำลังงานสูญเสีย
- เหมือนกับการการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ มี 2 วิธี เช่นกัน คือวิธี A_p , K_g

วิธีการออกแบบผลคูณพื้นที่ (Design via Area Product A_p Approach)

คือ ที่ขนาดแกนน้อยที่สุด ที่สามารถใช้งานได้โดยไม่อ้อมตัว และมีประสิทธิภาพตามที่กำหนด

กำหนด ความหนาแน่นกระแส เป็นตัวแปรในการออกแบบ

จาก

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad V_1 D T_s = \Delta\lambda$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad V_2 (1-D) T_s = \Delta\lambda$$

$$V_1 D T_s = N_1 2 B_m S$$

$$N_1 = \frac{V_1 D T_s}{2 B_m S} = \frac{V_1 D}{2 B_m S f_s}$$

$$N_2 = \frac{V_2 (1-D) T_s}{2 B_m S} = \frac{V_2 (1-D)}{2 B_m S f_s}$$

ซึ่งในการกระตุ้นด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมจะได้

$$N_1 = \frac{V_1}{4 B_m S f_s}$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4 B_m S f_s}$$

พื้นที่พื้นที่ใช้ประโยชน์สูงสุดเมื่อ

$$KW_w = N_1 A_{w1} + N_2 A_{w2} = N_1 \frac{I_1}{J} + N_2 \frac{I_2}{J}$$

$$A_p = WS = \frac{V_1 D I_1 + V_2 (1-D) I_2}{2 B_m K J f_s}$$

$$V_1 I_1 \approx V_2 I_2$$

เนื่องจากหม้อแปลงโดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีประสิทธิภาพสูง (กำลังงานสูญเสียประมาณ 1%-2%)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_p = WS = \frac{(V_1 I_1)(D+1-D)}{2B_m K J f_s} = \frac{P}{2B_m K J f_s}$$

ซึ่ง $P = V_1 I_1$ เท่ากับกำลังงานที่ต้องการ ซึ่งหม้อแปลงต้องสามารถรับได้
ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าหากเราเพิ่มความถี่ในการสวิตช์ในกำลังงานเท่าเดิม เราสามารถลดขนาดแกนได้ หรือที่ขนาดแกนเท่าเดิมสามารถรับพลังงานได้เพิ่มขึ้น

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกแกนที่มี A_p ใกล้เคียง แต่ต้องใหญ่กว่าที่คำนวณได้
2. หาจำนวนรอบของไพรมารีและเซคคันดารี โดยใช้สมการ N_1, N_2
3. คำนวณหา A_{w1} และ A_{w2} และหาขนาดของลวด
4. ใช้ความยาวเฉลี่ยต่อรอบ (t) คำนวณหา กำลังงานสูญเสีย (P_{cu}) และประเมินประสิทธิภาพของหม้อแปลง

5. ประเมินความยาว L_m โดยใช้สมการ $L_m = N_1^2 \frac{\mu S}{L_m}$ และประมาณ กระแส i_m จาก

$$L_m = \frac{\lambda}{i_m} = \frac{N_1 \phi}{i_m} = \frac{N_1 B S}{i_m}$$

$$i_m = \frac{N_1 B S}{L_m}$$

วิธีการออกแบบเรขาคณิตแกน (Design via a Core Geometry K_g Approach)

$$P_{cu} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = 2 \rho \frac{t}{K W_w} (N_1^2 I_1^2 + N_2^2 I_2^2) \quad N_1 = \frac{V_1}{4 B_m S f_s}$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4 B_m S f_s}$$

ซึ่งผลจะเหมือน $N_1 = \frac{V_1 D}{2 B_m S f_s}$, $N_2 = \frac{V_2 (1-D)}{2 B_m S f_s}$

$$k_g = \frac{k_w s^2}{t} = \rho \frac{P^2}{4 B_m^2 f_s^2 P_{cu}}$$

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกแกนที่มี K_g ผลคูณเรขาคณิตแกนใกล้เคียงหรือใหญ่กว่าที่คำนวณได้ และจดค่า s, w, t ซึ่งกำลังงานสูญเสียที่ขดลวด ถูกกำหนดเลือกจาก 1%-2% ของกำลังงานทั้งหมด
2. คำนวณรอบจากสมการ N_1, N_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. คำนวณหา A_{w1} และ A_{w2} จาก $KW = N_1 A_{w1} + N_2 A_{w2}$

โดย $A_{w1} = \frac{I_1}{J}$, $A_{w2} = \frac{I_2}{J}$

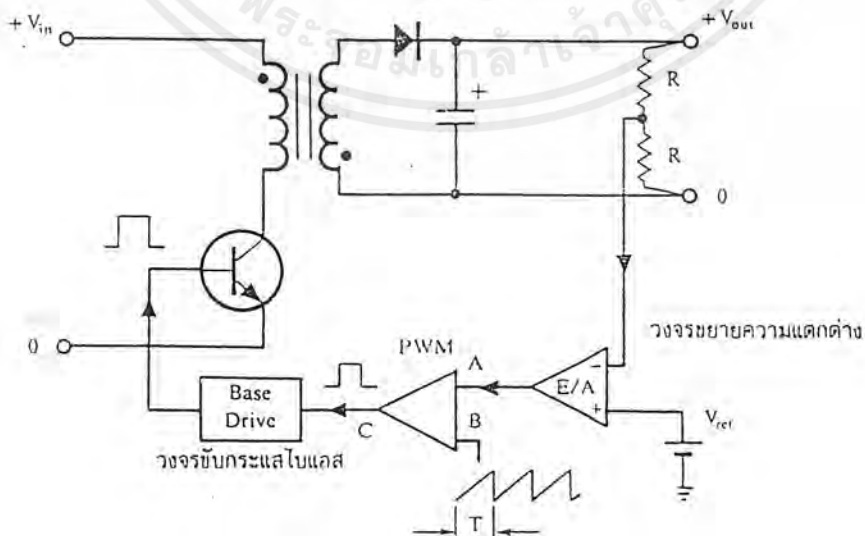
4. ประเมิน L_m จาก $L_m = N_1^2 \frac{\mu_s}{l_m}$ และวิเคราะห์ i_m

2.2 ส่วนวงจรควบคุม (Control Circuit)

เนื่องจากวงจรแปลงผันเกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาการกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันโดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิตด์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลาการกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรแปลงผัน สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะนำมาใช้

2.2.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดัง

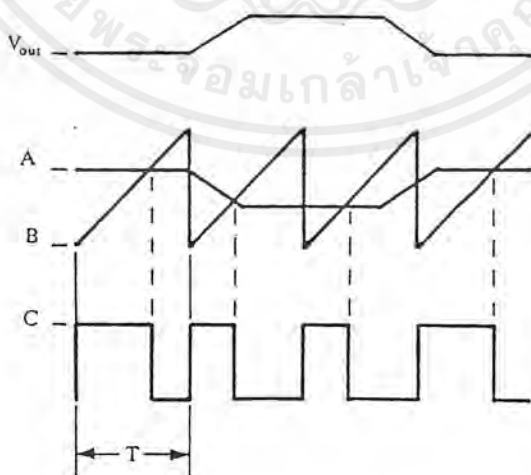


รูปที่ 2.14 แสดงวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จะถูกขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่งเอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลการมอดูเลท (Modulation) ของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ของวงจรแปลงผัน

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาลบ ผลต่างของแรงดันเอาท์พุทและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์กำลังก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้วงจรแปลงผันสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูป 2.17 ซึ่งแสดงตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมวงจรแปลงผันในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

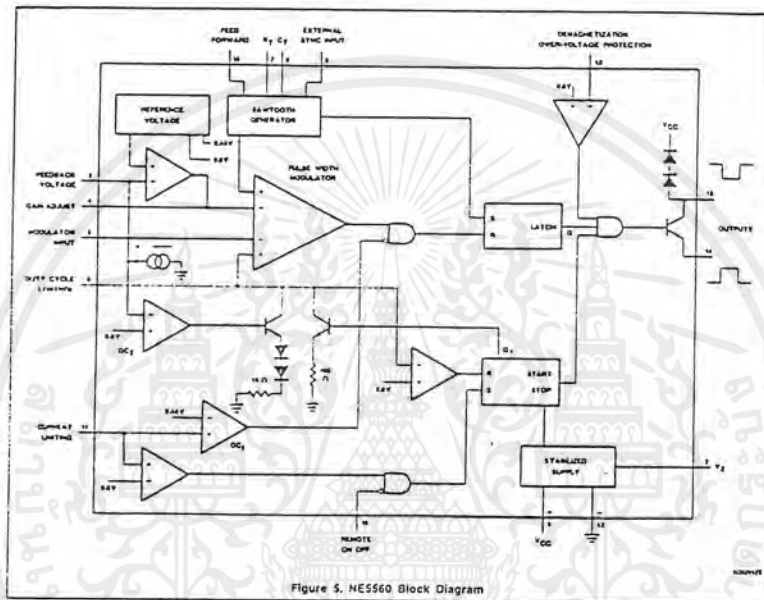


รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นที่จุด A,B,C เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันเอาท์พุทตามรูป 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.1 ไอซีเบอร์ NE 5560 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ NE 5560 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งได้นำมาใช้เป็นวงจรควบคุมในการทำงานของวงจรทดลองนี้ โครงสร้างภายในและการจัดขาของ NE 5560 แสดงดังรูป



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรภายในไอซีเบอร์ NE5560

2.2.2 การหาแบบจำลองของระบบ

เราจะแบ่งเป็นสองวิธีคือ วิธีแบบจำลองเชิงสัญลักษณ์ และวิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแส รวมทั้งการนำมาใช้หาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบซุกของทั้งสองวิธี ซึ่งจะแสดงได้ดังต่อไปนี้

2.2.2.1 การหาแบบจำลองควบคุมวัฏจักรหน้าที่ (Duty Ratio Programmed Model) จากแบบจำลองเฉลี่ยสเตรต-สเปซ (State-Space Averaged Model)

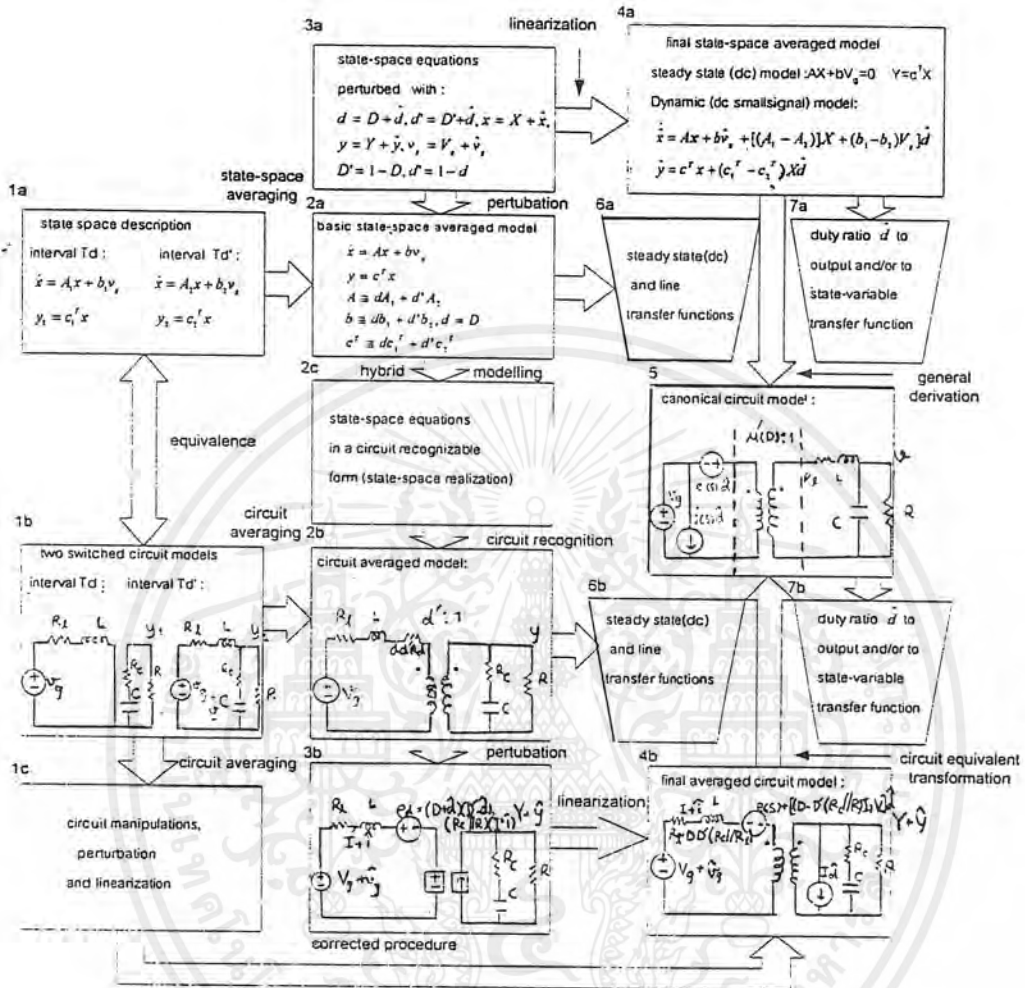
บทนำ

ในการหาแบบจำลองควบคุมของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์และในภาคกำลัง มีสองวิธีหลัก วิธีแรกคือ วิธีแบบจำลองสเตรต-สเปซและอีกวิธีคือการใช้เทคนิคการเฉลี่ยทั้งสองวิธีได้ถูกพัฒนาขึ้นอย่างกว้างขวาง แต่วิธีทั้งสองมีความสัมพันธ์กันเพียงเล็กน้อย ในวิธีแรกยังคงอยู่ในขอบเขตของการใช้สมการและจึงต้องใช้วิธีการคำนวณเชิงตัวเลขและการใช้คอมพิวเตอร์ช่วยปฏิบัติการเป็นอย่างมาก ซึ่งมีข้อได้เปรียบในการกล่าวถึงภาคกำลังทั้งหมดโดยไม่คำนึงถึงชนิด โดยใช้ประโยชน์ของความแน่นอนจากสมการสเตรต-สเปซของทั้งสองแบบจำลองสภาวะการทำงาน ส่วนอีกวิธีคือการใช้เทคนิคการเฉลี่ย โดยอาศัยการใช้วงจรสมมูลเป็นผลให้ได้แบบจำลองวงจรเชิงเส้นสมมูลของภาคกำลังเป็นวงจรเดียว และนี่เป็นข้อได้เปรียบอันเด่นชัดในการได้มาซึ่งแนวความคิดเชิงกายภาพในพฤติกรรมของวงจรสวิตช์ดั้งเดิม

วิธีการหาแบบจำลองเฉลี่ยสเตรต-สเปซนี้ เป็นการนำข้อดีของทั้งสองวิธีมารวมกัน คือการกล่าวถึงภาคกำลังทั้งหมดโดยไม่คำนึงถึงชนิดและแบบจำลองเชิงเส้นสมมูล ยิ่งกว่านั้นวิธีนี้สามารถสร้างลักษณะทั่วไปที่แน่นอนให้เป็นไปได้ ซึ่งวิธีอื่นไม่สามารถทำได้

วิธีหาแบบจำลองเฉลี่ยสเตรต-สเปซแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งสามารถใช้กับภาคกำลังได้หลายชนิดที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เนื่องจากขั้นตอนการเฉลี่ยในขอบเขตของสเตรต-สเปซง่ายและให้คำจำกัดความได้อย่างชัดเจน (เทียบได้จากบล็อก 1a และ 2a) ซึ่งประกอบด้วยการเฉลี่ยของสองสมการสเตรต-สเปซของแบบจำลองสวิตช์ในช่วงเวลาหนึ่งคาบการทำงาน

เนื่องจากไม่ต้องการความรู้เป็นพิเศษในการรวมสองแบบจำลองวงจรสวิตช์โดยตรง ซึ่งตามเส้นทางในบล็อก 1c จำเป็นต้องใช้ แต่อย่างไรก็ดีในเทคนิคการหาแบบจำลองไฮบริดจ์ (Hybrid Modeling Technique) ในบล็อก 2c โครงสร้างวงจรของแบบจำลองวงจรเฉลี่ยสามารถหามาได้ทันทีจากแบบจำลองเฉลี่ยสเตรต-สเปซในบล็อก 2a ดังนั้นข้อดีทั้งหมดของเทคนิคการเฉลี่ยยังคงอยู่



รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิวิธีหาแบบจำลองเฉลี่ย

ถึงแม้ว่าโครงสร้างของกระบวนการนี้ (รูปที่ 2.17) อาจถูกอ้างถึงได้หลายทาง เราสามารถหาได้จากบล็อก 2a และ 2b ในสองทางขนานกัน ตามเส้นทางของสมการสแตต-สเปซ (เส้นทาง a) และอีกเส้นทางคือเส้นทางหนึ่งคือแบบจำลองของวงจร (เส้นทาง b) ในกรณีอื่นๆ กระบวนการรบกวนและการทำให้เป็นเชิงเส้นต้องถูกทำเพื่อรวมผลของการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนหน้าที่ ซึ่งเป็นวิธีที่เป็นกิจลักษณะและตรงไปตรงมา ที่ขั้นตอนนี้ (บล็อก 2a หรือ 2b) ฟังก์ชันถ่ายโอนสภาวะคงตัว และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันอินพุท-เอาต์พุท (Line-Output) จะได้มาซึ่งแสดงให้เห็นในบล็อก 6a และ 6b ตามลำดับ ขณะที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของอัตราส่วนหน้าที่-เอาต์พุทได้มาจากแบบจำลองขั้นสุดท้าย (บล็อก 4a หรือ 4b) ซึ่งแสดงโดยบล็อก 7a และ 7b โดยทั้งสองแบบจำลองขั้นสุดท้ายให้คำบรรยายโดยสมบูรณของวงจรแปรผันสวิตช์โดยการรวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการควบคุมที่เป็นอิสระต่อกัน ทั้งการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทและการเปลี่ยนแปลงระดับอัตราส่วนหน้าที่

ถึงแม้ว่าการเปลี่ยนแปลงวงจรในเส้นทาง b อาจถูกกล่าวถึงจากการออกแบบทางปฏิบัติ แต่การหาแบบจำลองเฉลี่ยสแตต-สเปซตามเส้นทาง a ก็มีค่าเป็นอย่างมากในการหาทสรูปโดยทั่วไปเกี่ยวกับแบบจำลองความถี่ต่ำสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์ ในขณะที่เส้นทาง b ต้องถูกแสดงด้วยวงจรเฉพาะเพื่อที่จะได้มาซึ่งแบบจำลอง สำหรับเส้นทาง a แบบจำลองเฉลี่ยขั้นสุดท้ายให้คำอธิบายอย่างสมบูรณ์โดยผ่านเมตริก A_1 และ A_2 เวกเตอร์ b_1 , b_2 และ c_1^T , c_2^T ของแบบจำลองทั้งสองช่วงการนำกระแส (บล็อก 1a) ซึ่งแสดงให้ดูตามรูปที่ 2.17 เป็นตัวอย่างเฉพาะของภาคกำลังของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบูสต์

สุดท้ายนี้แบบจำลองสแตต-สเปซใช้เป็นพื้นฐานสำหรับการหาของแบบจำลองทั่วไป ซึ่งเป็นประโยชน์ในการอธิบายคุณสมบัติอินพุท-เอาต์พุทและการควบคุมของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบใดๆ

แบบจำลองวงจรรคาโนนิคอล (Canonocal Circuit Model)

จุดสุดท้ายของเส้นทาง a หรือ b ในรูปที่ 2.17 คือวงจรสมมูลในบล็อกที่ 5 ซึ่งสมมูลสำหรับการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ต่ำสัญญาณขนาดเล็กที่เกิดขึ้นบนไฟตรง ซึ่งแบบจำลองแสดงถึงสองฟังก์ชันถ่ายโอนที่สนใจของวงจรแปลงผันสวิตช์ คือ แรงดันอินพุทต่อเอาต์พุท และอัตราส่วนหน้าที่ต่อเอาต์พุท

วงจรสมมูลนี้คือ แบบจำลองคาโนนิคอล ซึ่งประกอบไปด้วยคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์โดยไม่คำนึงถึงรายละเอียดของโครงสร้าง ดังแสดงให้เห็นในบล็อกที่ 5 สำหรับกรณีทั่วไป ซึ่งแบบจำลองประกอบด้วยหม้อแปลงแบบอุดมคติซึ่งอธิบายอัตราส่วนการแปลงไฟตรงเป็นไฟตรงเบื้องต้น และวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งค่าของแต่ละตัวอุปกรณ์ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนหน้าที่ และแหล่งกำเนิดกระแส และแรงดันแบบไม่อิสระซึ่งเป็นอัตราส่วนกับการเปลี่ยนแปลงของอินพุท

ความสำคัญของแบบจำลองคาโนนิคอลคือ สามารถลดรูปวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงให้อยู่ในรูปแบบคาโนนิคอลที่ตายตัวทราบเท่าที่อินพุท-เอาต์พุท และคุณสมบัติควบคุมของมันถูกสนใจ ดังนั้นมันมีคุณค่าในการเปรียบเทียบวงจรแปลงผันชนิดต่างๆ ยกตัวอย่างเช่นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านสามารถถูกเปรียบเทียบประสิทธิภาพตลอดช่วงการทำงานของอัตราส่วนหน้าที่

และทำให้เลือกโครงสร้างให้เหมาะสมที่สุดได้ และรวมถึงการเปรียบเทียบกับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟไม่อิสระเพื่อความเข้าใจในปัญหาเสถียรภาพได้เมื่อมีวงป้อนกลับ

แบบจำลองเฉลี่ยสแตต-สเปซ

หน้าที่การเปลี่ยนระดับแรงดันไฟตรงเป็นไฟตรงเบื้องต้นของวงจรแปลงผันแบบสวิตช์ถูกทำให้เป็นผลสำเร็จโดยการสวิตช์ระหว่างสองวงจรเชิงเส้นซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์เก็บสะสมพลังงานอย่างอุดมคติ (ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ) ในทางปฏิบัติการทำงานเช่นนี้อาจได้มาโดยการใช้ทรานซิสเตอร์และไดโอด ซึ่งทำงานเป็นสวิตช์ที่สอดคล้องกันบนสมมติฐานซึ่งการทำงานของวงจรอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่งวงจรจะมีเพียงสองสถานะเท่านั้น สามารถแสดงได้ด้วยแบบจำลองวงจรเชิงเส้น(ซึ่งแสดงใน บล็อก 1b รูปที่ 2.17 หรือ โดยกลุ่มของสมการสแตต-สเปซที่สอดคล้องกัน (บล็อก 1a) อย่างไรก็ตามกลุ่มของตัวแปรอิสระเชิงเส้นสามารถถูกเลือกเป็นตัวแปรสแตต โดยเป็นธรรมชาติและสะดวก ในวงจรไฟฟ้าที่จะนำเอากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมาใช้ ดังนั้นจำนวนทั้งหมดของอุปกรณ์เก็บสะสมพลังงาน(ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ) เป็นตัวกำหนดอันดับของระบบ ซึ่งในที่นี้เรากำหนดให้เวกเตอร์ของตัวแปรสแตตเป็น x

วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์ใดๆ ที่ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่องสามารถ แสดงได้โดยสมการสแตต-สเปซ สำหรับสองแบบจำลองสวิตช์

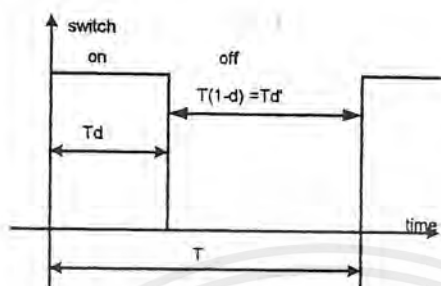
(1) ช่วง T_d

$$\begin{aligned}x &= A_1 x + b_1 V_s \\ y_1 &= C_1^T x\end{aligned} \quad \dots\dots\dots(4)$$

(2) ช่วง T_d'

$$\begin{aligned}x &= A_2 x + b_2 V_s \\ y_2 &= C_2^T x\end{aligned} \quad \dots\dots\dots(5)$$

ซึ่ง T_d แทนช่วงที่สวิตช์นำกระแส และ $T_d' = T(1-D)$ แทนช่วงสวิตช์ไม่นำกระแสซึ่งแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงช่วงเวลา T_d และ T_d' ของการสวิตช์

สมการสแตติก y_1 และ y_2 จำเป็นเพื่อที่จะแสดงในกรณีที่ปริมาณเอาต์พุตไม่พ้องกันกับตัวแปรสแตตใด ๆ แต่เป็นผลรวมเชิงเส้นของตัวแปรสแตต

จุดประสงค์ของเราตอนนี้คือ เพื่อแทนคำอธิบายสแตต-สเปซของสองวงจรเชิงเส้นกระจายจากสองช่วงเวลาให้เป็นหนึ่งเดียว ซึ่งแสดงการประมาณพฤติกรรมของวงจรดกคร่อมช่อง 1 คาบเวลา ดังนั้นเราจึงทำการเฉลี่ยของทั้งสมการสแตติกและสมการไดนามิก สำหรับทั้งสองช่วงการสวิตช์ได้ระบบต่อเนื่องเชิงเส้นดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{x} &= d(A_1 x + b_1 V_g) + d'(A_2 x + b_2 V_g) \dots\dots\dots(6) \\ y &= dy_1 + d' y_2 = (dC_1^T + d'C_2^T)x \end{aligned}$$

หลังจากจัดรูปของสมการที่ 6 ให้อยู่ในแบบมาตรฐาน เราจะได้คำอธิบายสแตต-สเปซเฉลี่ยเบื้องต้นดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (dA_1 + d'A_2)x + (db_1 + d'b_2)V_g \dots\dots\dots(7) \\ y &= (dC_1^T + d'C_2^T)x \end{aligned}$$

แบบจำลองนี้เป็นแบบจำลองเฉลี่ยเบื้องต้น ซึ่งเป็นแบบจำลองเริ่มต้นสำหรับการพิจารณาแบบจำลอง ในขั้นต่อไป (ทั้งในส่วนสแตต-สเปซและส่วนวงจร) ซึ่งจะเห็นว่าในสมการนี้ อัตราส่วนการทำงาน d ถูกพิจารณาเป็นค่าคงที่ ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับตัวแปรเวลา แต่เป็นค่าคงที่สำหรับแต่ละช่วง

การแสดงผลและธรรมชาติของการประมาณในการแทนสองแบบจำลองสวิตช์ ด้วยแบบจำลองเฉลี่ยสมการที่ 7 แสดงได้ดังนี้

แบบจำลองที่แสดงในสมการที่ 7 เป็นแบบจำลองเฉลี่ยเหนือช่วงเวลา T ถ้าเราสมมติให้อัตราส่วนการทำงานเป็นค่าคงที่ในแต่ละรอบการทำงาน กล่าวคือ $d=D$ (อัตราส่วนการทำงานไฟตรงในสภาวะอยู่ตัว) เราจึงได้

$$\begin{aligned}x &= Ax + bV_g \dots\dots\dots(8) \\y &= C^T x\end{aligned}$$

ซึ่ง

$$\begin{aligned}A &= DA_1 + D' A \\b &= Db_1 + D' b_2 \dots\dots\dots(9) \\C^T &= DC_1^T + D' C_2^T\end{aligned}$$

เนื่องจากในสมการที่ 8 เป็นระบบเชิงเส้น ทฤษฎีวางซ้อนจึงสามารถนำมาใช้พิจารณาในการนำเอาการเปลี่ยนแปลง v_g โดย

$$v_g = V_g + \hat{v}_g$$

ซึ่ง \hat{v}_g เป็นแรงดันอินพุท ก่อให้เกิดการรบกวนที่สอดคล้องกันในเวกเตอร์สเตต

$$x = X + \hat{x}$$

เช่นเดียวกับ

$$y = Y + \hat{y}$$

จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + b\hat{v}_g + A\hat{x} + b\hat{v}_g \dots\dots\dots(10) \\y + \hat{y} &= C^T x + C^T \hat{x}\end{aligned}$$

การแยกส่วนไฟตรงกับส่วนกระแสสลับเป็นผลให้ได้แบบจำลองไฟตรงดังนี้

$$Ax = bV_g = 0; Y = C^T x; Y = -C^T A^{-1} bV_g \dots\dots\dots(11)$$

และแบบจำลองไฟสลับ

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + b\hat{v}_g \\ \hat{y} &= C^T \hat{x} \end{aligned} \dots\dots\dots(12)$$

มันน่าสนใจที่จะสังเกตว่าในสมการที่ 11 เวกเตอร์ x จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการทำงาน D และความต้านทานในวงจรเริ่มต้นเท่านั้น แต่ไม่ขึ้นกับอุปกรณ์สะสมพลังงาน (ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ) เนื่องจาก x เป็นผลลัพธ์ของสมการระบบเชิงเส้น

$$Ax + bV_g = 0; x = -A^{-1}bV_g \dots\dots\dots(13)$$

จากแบบจำลองกระแสสลับได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันอินพุตต่อเวกเตอร์สเตตดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{\hat{x}(s)}{\hat{v}_g(s)} &= (sI - A)^{-1}b \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{v}_g(s)} &= C^T (sI - A)^{-1}b \end{aligned} \dots\dots\dots(14)$$

ดังนั้นที่ขั้นตอนนี้ทั้งฟังก์ชันถ่ายโอนในสภาวะคงตัวและแรงดันอินพุตต่อเอาต์พุตก็จะได้มาดังในบล็อกที่ 6a ในรูปที่ 2.17 หลังจากนั้นเราเริ่มที่จะรวมผลของการเปลี่ยนระดับของอัตราส่วนการทำงานในสมการที่ 7 ดังนี้

การรบกวน

สมมุติในตอนนี้อัตราส่วนการทำงานเปลี่ยนแปลงไปในแต่ละคาบการทำงาน ดังนั้น

$$d(t) = D + \hat{d}$$

ซึ่งสอดคล้องกับคำจำกัดความ

$$x = X + \hat{x}, y = Y + \hat{y}, v_g = V_g + \hat{v}_g$$

จะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= Ax + bV_g + A\hat{x} + b\hat{v}_g + [(A_1 - A_2)x + (b_1 - b_2)V_g] \hat{d} \\ &+ [(A_1 - A_2)\hat{x} + (b_1 - b_2)\hat{v}_g] \hat{d} \dots\dots\dots(15) \\ Y + \hat{y} &= C^T x + C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) \hat{x} \hat{d} \end{aligned}$$

สมการสเตต-สเปซที่ถูกรบกวนไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากการคูณกันของปริมาณที่ขึ้นกับ

เวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำให้เป็นเชิงเส้นและแบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซขั้นสุดท้าย

เราจะทำการประมาณสัญญาณขนาดเล็ก กล่าวคือ การเปลี่ยนจากสภาวะคงตัวถูกละเลยเมื่อเทียบกับค่าในสภาวะคงตัวดังนี้

$$\frac{\dot{v}_g}{V_g} \leq 1, \frac{\dot{d}}{D} \leq 1, \frac{\dot{x}}{X} \leq 1 \dots\dots\dots(16)$$

จากการประมาณดังสมการที่ 16 เราจะเลยเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น เทอมอันดับสองในสมการที่ 15 และจะได้ระบบที่เป็นเชิงเส้นอีกครั้งหนึ่ง แต่รวมการเปลี่ยนแปลงระดับอัตราส่วนการทำงานด้วย หลังจากแยกส่วนสภาวะคงตัว และส่วนกระแสสลับของระบบที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น เราจะได้แบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซ ดังนี้

แบบจำลองสภาวะคงตัว

$$X = -A^{-1}bV_g; Y = C^T x = -C^T A^{-1}bV_g \dots\dots\dots(17)$$

แบบจำลองไดนามิก (สัญญาณขนาดเล็กกระแสสลับ)

$$\dot{x} = A\hat{x} + b\hat{v}_g + [(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_g]d \dots\dots\dots(18)$$

สมการที่ 17 และ 18 แสดงแบบจำลองความถี่ต่ำสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์สองสภาวะใดๆ ในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง

มันเป็นสิ่งสำคัญที่จะสังเกตการที่เราละเลยของเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นในสมการที่ 8 แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกถูกนำออกไปเพราะฉะนั้นสมการที่ 15 ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น ซึ่งเป็นผลคือข้อจำกัดในสมการที่ 18 ซึ่งขนาดของสัญญาณรบกวน v_g และ d จะต้องน้อยมาก สิ่งสำคัญของเหตุนี้ คือ ผลตอบสนองความถี่ทางทฤษฎีที่ได้จากสมการที่ 18 สามารถถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่าวัดจากการทดลอง ซึ่งสัญญาณขนาดเล็กนี้ยังคงถูกรักษาไว้ ข้อตกลงที่ดีคือ ใกล้เคียงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตช์

การหาแบบจำลองแบบไฮบริด (HYBRID MODELLING)

ในส่วนนี้ นำสมการสเตต-สเปซมาแสดงเป็นวงจร (Circuit Realization) ที่เป็นประโยชน์ของแบบจำลองเฉลี่ยเบื้องต้นในสมการที่สามารถถูกพบ ซึ่งหลังจากได้แบบจำลองไฮบริดแล้ว การรบกวนและการทำให้เป็นเชิงเส้นจะถูกนำมาแสดงเพื่อให้ได้แบบจำลองวงจรสมมูลเหมือนที่ได้ในสมการ 17 และ 18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการตระหนักถึงวงจรจากแบบจำลองเฉลี่ยสแตต-สเปซผ่านวิธีการหาแบบจำลองไฮบริดแสดงได้ดังรูป ซึ่งแสดงถึงการนำสมการที่ 7 ซึ่งแสดงถึงแบบจำลองเฉลี่ยเบื้องต้นที่ยังไม่ถูกรบกวนและการทำให้เป็นเชิงเส้น

$$\begin{aligned}x &= Ax + bV_g \\ y &= C^T x\end{aligned}$$

โดยยกตัวอย่างจากวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบบัสต์แบบคิดความต้านทานภายในตัวอุปกรณ์

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{R_l + d'(R_c // R)}{L} & \frac{d'R}{L(R + R_c)} \\ \frac{d'R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \dots\dots\dots(19) \\ y &= \begin{bmatrix} d'(R_c // R) & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}\end{aligned}$$

เพื่อที่จะเชื่อมต่อดังวงจรเราแสดงแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v ในเทอมของเอาต์พุต y ที่ต้องการได้

$$v = \frac{(R + R_c)y}{R} - (1 - d)R_c i$$

หรือในรูปของเมตริกซ์

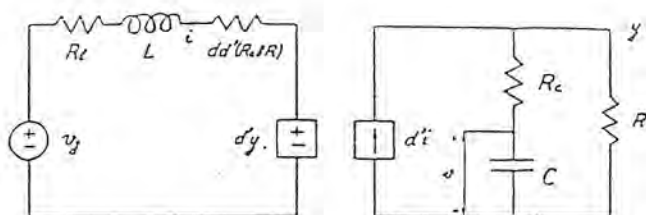
$$\begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ d'R_c & \frac{(R + R_c)}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ y \end{bmatrix}$$

แทนในสมการที่ 19

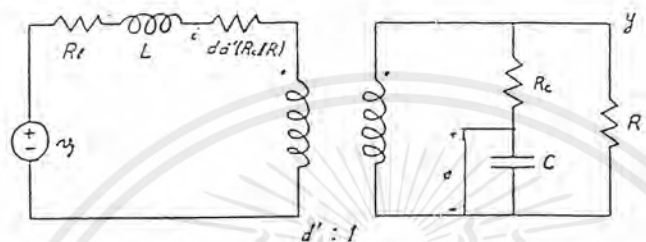
$$\begin{bmatrix} \frac{Ldi}{dt} \\ \frac{Cdv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_l + dd'(R_c // R) & -d' \\ d' & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \dots\dots\dots(20)$$

เราสามารถจัดโครงสร้างการแสดงวงจรใหม่ได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

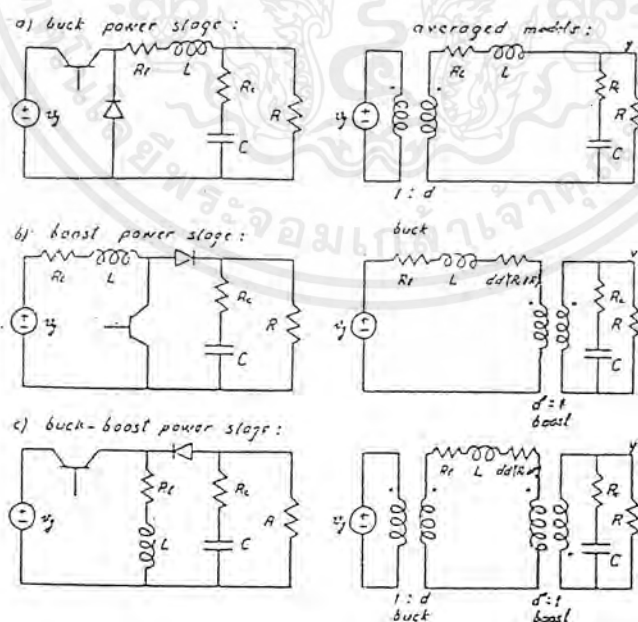


รูปที่ 2.19 แสดงแบบจำลองไฮบริดเบื้องต้นของวงจรแปลงผันแบบบัสต์



รูปที่ 2.20 แสดงแบบจำลองไฮบริดของวงจรแปลงผันแบบบัสต์

ถ้าอัตราส่วนการทำงานเป็นค่าคงที่ ดังนั้น $d = D$ ส่วนของกระแสตรงสามารถถูกพิจารณาถึงได้โดยง่าย โดยการพิจารณาตัวเหนี่ยวนำให้เปิดวงจรและตัวเก็บประจุให้เปิดวงจร หม้อแปลงมีอัตราส่วน $D' : 1$ ดังนั้น อัตราขยายแรงดันสามารถหาได้โดยตรงตามขั้นตอนที่ได้ยกตัวอย่างมานี้ เราสามารถได้แบบจำลองวงจรเฉลี่ยเบื้องต้นขึ้นมาดังรูป



รูปที่ 2.21 แสดงแบบจำลองแบบไฮบริดของวงจรแปลงผันแบบบัก, บัสต์, บัก-บัสต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเฉลี่ยวงจร

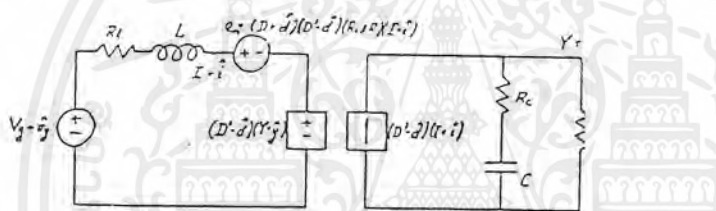
ดังที่ได้แสดงในบทนำ เส้นทาง b ตามรูปที่ 2.17 เราสามารถหาแบบจำลองคาโนนิกคอล โดยผ่านเส้นทางนี้เช่นเดียวกับเส้นทาง a ซึ่งเราจะดำเนินการพัฒนาเมื่อมีการรบกวน (Perturbation) และการทำให้เป็นเชิงเส้น (Linearizations) เนื่องจากต้องรวมผลของการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนการทำงาน

การรบกวน (perturbation)

ถ้าแบบจำลองเฉลี่ยในรูปที่ 2.21 ถูกรบกวน เป็นผลให้

$$v_g = V_g + \hat{v}_g, i = I + \hat{i}, d = D + \hat{d}, d' = D' - \hat{d}', v = V + \hat{v}, y = Y + \hat{y}$$

ได้แบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้นดังนี้



รูปที่ 2.22 แสดงแบบจำลองแบบไฮบริดพื้นฐานที่ถูกรบกวนของวงจรแปลงผันแบบบัค

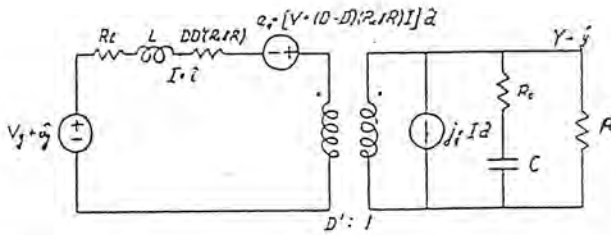
การทำให้เป็นเชิงเส้น (linearization)

ภายใต้การประมาณสัญญาณขนาดเล็ก ทำให้ได้ดังนี้

$$e_n = (D + \hat{d})(D' - \hat{d}')(R_c // R)(I + \hat{i}) \approx DD'(R_c // R)(I + \hat{i}) + \hat{d}(D' - \hat{d}')(R_c // R)I$$

และแบบจำลองวงจรเฉลี่ยขั้นสุดท้ายได้ดังรูปที่ 2.23 ซึ่งในแบบจำลองวงจรนี้ เราได้มาซึ่งฟังก์ชันการควบคุมแยกในทอมของแหล่งจ่ายแรงดัน e_n และแหล่งจ่ายกระแส j_i ซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการทำงานไฟสลับ (d) ซึ่งอัตราส่วนห้อมแปลงขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการทำงานไฟตรงเท่านั้น ซึ่งสมมูลกับสมการสเตต-สเปซ ที่ได้

$$e_i = [v + (D - D')(R_c // R)I]\hat{d}$$



รูปที่ 2.23 แสดงแบบจำลองวงจรเฉลี่ยขั้นสุดท้าย

2.2.2.2 การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์โดยใช้วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแส (Current Injected Equivalent Circuit Approach) และการนำมาหาแบบจำลอง และการวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันแบบซุก

วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแส ได้ถูกพัฒนาเพื่อการหาแบบจำลองและการวิเคราะห์ของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบสวิตช์ ซึ่งมีประโยชน์ในหลายประการ วิธีนี้สามารถถูกประยุกต์สำหรับการหาแบบจำลองและวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันที่ซับซ้อน หรือวงจรแปลงผันที่ต่อкасцепกัน (Cascaded Converters) โดยในที่นี้จะนำมาประยุกต์ใช้ในการหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบซุก แบบจำลองวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก ถูกนำมาเพื่อแสดงคุณสมบัติของทั้งอินพุตและเอาต์พุตของวงจรแปลงผันที่ไม่เป็นเชิงเส้น ผลลัพธ์ถูกแสดงในรูปแบบของวงจรสมมูลเชิงเส้นและฟังก์ชันถ่ายโอน

บทนำ

ในระหว่างหลายวิธีซึ่งนำมาใช้ในการหาแบบจำลองของระบบเพื่อให้ได้ถึงเป้าหมายคือ ความต้องการผลลัพธ์ที่ดีของระบบ วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแสนี้มีจุดเด่นหลายประการเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ ดังนี้

1. วงจรสมมูลเชิงเส้นถูกพัฒนาเพื่อความเข้าใจอย่างลึกซึ้งซึ่งทางกายภาพในวงจรแปลงผัน ซึ่งทำให้การออกแบบได้เหมาะสมที่สุด
2. แบบจำลองนี้ชัดเจนและง่าย ไม่ว่าจะทำงานในโหมดกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่องหรือไม่
3. วงจรสมมูลสามารถถูกนำไปใช้โดยตรงในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อทำการวิเคราะห์ทางทฤษฎี เช่น โปรแกรมสไปซ์ (SPICE)

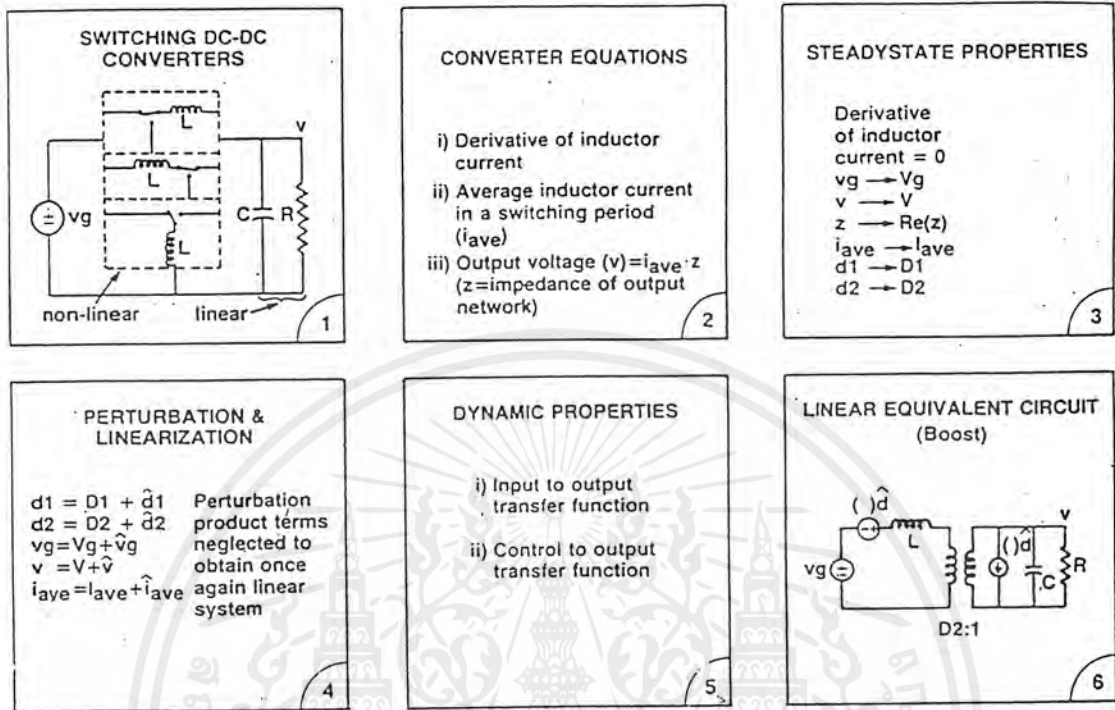
ซึ่งในที่นี้เราจะกล่าวถึงการหาแบบจำลองและการวิเคราะห์ของวงจรแปลงผันซุก ซึ่งควบคุมโดยวัฏจักรหน้าที่ ทำงานในโหมดกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง ความถี่คงที่ เป้าหมายหลักของวิธีนี้คือ การได้แบบจำลองวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งแสดงทั้งคุณสมบัติของอินพุตและเอาต์พุต แบบจำลองนี้สามารถถูกนำมารวมในแบบจำลองของระบบตัวควบคุมที่สมบูรณ์ ดังนั้นคุณสมบัติไดนามิก (Dynamic) ทั้งหมดและเสถียรภาพสามารถถูกวิเคราะห์และออกแบบได้

วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแสเพื่อหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบสวิตซ์ในโหมดการควบคุมวัฏจักรหน้าที่ ถูกพัฒนาขึ้นมาเนื่องจากวิธีนี้ถูกใช้เพื่อพิจารณาวงจรแปลงผันที่ทำงานในโหมดความถี่คงที่ในที่นี้ ซึ่งตามที่ได้แสดงวิธีการในส่วนนี้ แน่ใจว่าวิธีนี้สามารถถูกนำไปหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันที่ทำงานในโหมดความถี่ไม่คงที่ได้

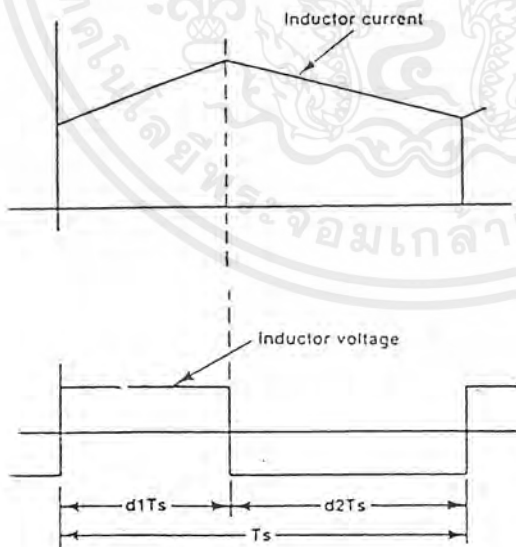
ตามข้อตกลงข้างล่างนี้ การใช้สัญลักษณ์ในการหาแบบจำลองและวิเคราะห์มีดังนี้
 d_1T_s คือเวลาช่วงที่สวิตซ์นำกระแสและไดโอดหยุดนำกระแส
 d_2T_s คือเวลาช่วงที่สวิตซ์ไม่นำกระแสและไดโอดนำกระแส

อักษรตัวใหญ่แสดงถึงปริมาณในสภาวะคงตัว และเครื่องหมาย \wedge แสดงถึงการรบกวนของสัญญาณขนาดเล็ก

วิธีวงจรสมมูลการจ่ายกระแสเพื่อหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันซึ่งทำงานในโหมดกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่องถูกแสดงในรูปที่ 2.24 ซึ่งสามารถถูกประยุกต์ใช้กับภาคกำลังได้หลายชนิด ขั้นตอนแรกในกระบวนการนี้คือ การระบุส่วนที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นของ วงจรแปลงผัน และทำให้เฉพาะส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นให้เป็นเชิงเส้น ซึ่งส่วนที่เหลือของวงจรแปลงผันเป็นเชิงเส้นอยู่แล้ว ดังในบล็อกที่ 1 ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงผันหาได้จากกระแสเฉลี่ยที่จ่ายไปยังส่วนที่เป็นเชิงเส้น ถึงตอนนี้ (บล็อกที่ 2) กลุ่มของความสัมพันธ์ถูกเขียนอ้างอิงกับแผนภาพ และรูปคลื่นกระแสและแรงดัน ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.24 แสดงแผนภาพของวิธีวงจรมูลการจ่ายกระแสที่ใช้ในการหาแบบจำลองในโหมดกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง

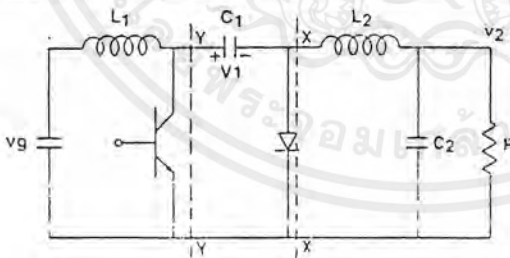


รูปที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำในวงจรแปลงผัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งอยู่ภายใต้ข้อสมมติที่ว่า ความถี่มุมของตัวเหนี่ยวนำกระแสตัวเก็บประจุ (L&C Filter) มีค่าน้อยกว่าความถี่สวิตช์มาก ๆ ซึ่งที่กล่าวมานี้เป็นความจริงในทางปฏิบัติที่ต้องการแรงดันกระแสเพื่อที่เอาพุทเล็กมาก ๆ ดังนั้นกระแสเชิงเส้นที่ไม่ต่อเนื่องถูกประมาณเป็นกระแสต่อเนื่องเชิงเส้น (บล็อก 2) ถึงตอนนี้ผลที่สภาวะคงตัวของวงจรสวิตช์ถูกพบโดยการกำหนดการเปลี่ยนแปลงให้เป็นศูนย์ (บล็อก 3) เนื่องจากสมการของวงจรแปลงผันในบล็อก 2 เป็นเชิงเส้น (ที่จุดทำงานปกติ) ดังนั้นสามารถใช้การวางซ้อนและสมการสามารถถูกทำการรวมกันโดยการนำการเปลี่ยนแปลงกระแสสลับขนาดเล็กเหนือจุดทำงานในสภาวะคงตัว เท่าที่เราทราบอินพุทอิสระคือ v_g และ d การรวมกันของทั้งสองอินพุทก่อให้เกิดการรวมกันในกระแสและแรงดัน และทำการประมาณสัญญาณขนาดเล็ก กล่าวคือ การเปลี่ยนแปลงกระแสสลับขนาดเล็กถูกละเลยเมื่อเทียบกับค่าที่จุดทำงาน ตัวอย่างเช่น $\frac{\hat{v}_1}{V_1}$, $\frac{\hat{v}_g}{V_g}$, $\frac{\hat{d}_1}{D_1}$, $\frac{\hat{d}_2}{D_2}$ และ $\frac{\hat{i}}{I}$ โดยการประมาณเช่นนี้ ผลคูณของสองเทอมที่ขึ้นกับเวลา (เทอมอันดับสอง) ก็สามารถถูกละเลยได้ ทำให้เราได้กลุ่มของสมการที่เป็นเชิงเส้นอีกครั้ง ถึงตอนนี้มีเพียงส่วนกระแสสลับเท่านั้นที่ยังคงอยู่ ซึ่งอธิบายพฤติกรรมความถี่ต่ำสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผัน โดยใช้กลุ่มของสมการนี้ ฟังก์ชันถ่ายโอนอินพุท-เอาท์พุท และฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนควบคุม-เอาท์พุท จะได้มาในบล็อกที่ 5 และการใช้กลุ่มของสมการเดียวกันนี้ วงจรสมมูล (บล็อก 6) ถูกเขียนขึ้น เพื่อแสดงคุณสมบัติที่ความถี่ต่ำของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันที่ไม่เป็นเชิงเส้น

การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงเป็นชด



รูปที่ 2.26 แสดงวงจรแปลงผันแบบชดซึ่งความต้านทานภายในถูกละเลย

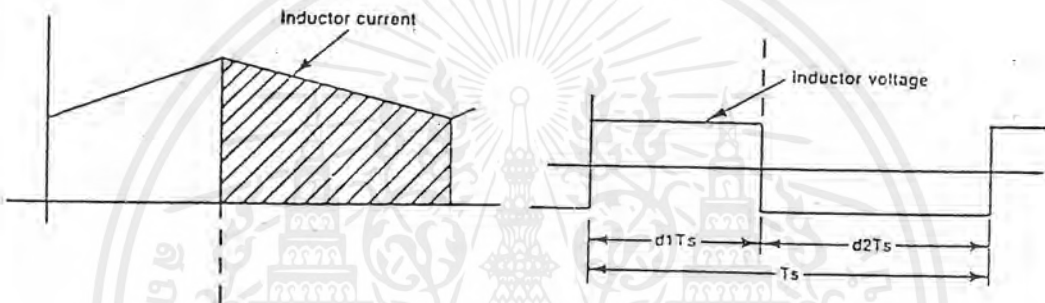
วงจรแปลงผันแบบชดนี้จะถูกแบ่งเป็นสองส่วน เพื่อใช้งานต่อการวิเคราะห์ โดยส่วนแรกตั้งแต่แหล่งจ่าย v_g ไปจนถึง เส้นตรง xx ซึ่งจะมองเห็นภาวะเป็น R_o ซึ่งค่าของมันจะถูกหาตามนี้ตอนการวิเคราะห์และหาแบบจำลอง แรงดัน v_1 ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ส่วนที่สองของวงจรแปลงผันคือจากเส้นตรง yy ไปยังเอาท์พุทของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนแรกของวงจร

ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรจ่ายกระแสเป็นพัลส์เข้าสู่ส่วนที่เป็นเชิงเส้นของวงจร เช่น ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_1 ก็จะจ่ายไปสู่ R_e อีกทอดหนึ่ง รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_1) ส่วนที่แรงแสดงให้เห็นปริมาณของประจุที่จ่ายไปสู่วงจรเชิงเส้นที่เป็นเอาต์พุต และช่วงเวลาที่มีการจ่ายกระแสนั้นคือ d_2T_s กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเฉลี่ยที่จ่ายเข้าสู่วงจรเอาต์พุต (i_{ave1}) ระหว่างคาบการทำงานนี้แสดงได้โดยสมการ

$$i_{ave1} = d_2 \cdot i_1 \dots\dots\dots (21)$$



รูปที่ 2.27 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเหนี่ยวนำ (L_1)

การเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำ (L_1) ถูกแสดงได้ดังนี้

$$\frac{L_1 \cdot di_1}{dt} = v_g - d_2 \cdot v_1 \dots\dots\dots (22)$$

กระแสเฉลี่ยซึ่งแสดงโดยสมการที่ 21 ถูกจ่ายเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งจะจ่ายไปสู่ภาระ (R_e) ดังนั้นแรงดัน V_1 ถูกแสดงได้ดังนี้

$$V_1 = i_{ave1} \cdot \left[\frac{R_e}{S \cdot R_e \cdot C_1 + 1} \right] \dots\dots\dots (23)$$

ซึ่ง $R_e/[1+(S \cdot R_e \cdot C_1)]$ คือความต้านทานของวงจรด้านเอาต์พุต

สมมติว่าส่วนที่สองของวงจรเป็นอุดมคติ ซึ่งส่งผ่านพลังงานจากอินพุตไปเอาต์พุตด้วยประสิทธิภาพเต็มร้อย และจะเห็นได้ว่าส่วนที่สองของวงจรนั้นเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค ค่าของภาระที่มองเห็นจากวงจรส่วนแรกคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_e = \frac{R}{(d_1)^2} \dots\dots\dots(24)$$

เงื่อนไขในสภาวะคงตัวสามารถถูกได้มาจากสมการ 21 ถึงสมการ 24 และกำหนดเทอมที่เปลี่ยนแปลงต่อเวลาและเทอมความถี่เป็นศูนย์และปริมาณทั้งหมดเป็นค่าในสภาวะคงตัว ดังนั้นสมการ 21 ถึง 24 จะถูกลดรูปเป็น

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{V_g} &= \frac{I}{D_2} \\ I_1 &= \frac{V_1}{R_e \cdot D_2} \dots\dots\dots(25) \\ R_e &= \frac{R}{(D_1)^2} \end{aligned}$$

สมการ 21 ถึง 24 ถูกทำการรบกวนรอบจุดทำงานในสภาวะคงตัวและเทอมไม่เป็นเชิงเส้นอันดับสอง (ผลคูณของสองปริมาณที่เปลี่ยนแปลงต่อเวลา) ถูกละเลยเพื่อให้ได้มาซึ่งแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก หลังจากใช้การแปลงลาปลาซและแทน \hat{d}_2 ด้วย $-\hat{d}_1$ ได้

$$S.L_1 \cdot \hat{i}_1 = \hat{V}_g - D_2 \cdot \hat{V}_1 + V_1 \cdot \hat{d}_1 \dots\dots\dots(26)$$

$$\hat{i}_{ave1} = D_2 \cdot \hat{i}_1 + I_1 \cdot \hat{d}_1 \dots\dots\dots(27)$$

$$\hat{V}_1 = \hat{i}_{ave1} \cdot \left[\frac{R}{S.R.C_1 + 1D_1^2} \right] + i_1 \cdot D_2 \cdot \left[\frac{-2R}{D_1(D_1^2 + S.R.C_1)} \right] \cdot \hat{d}_1^2 \dots\dots\dots(28)$$

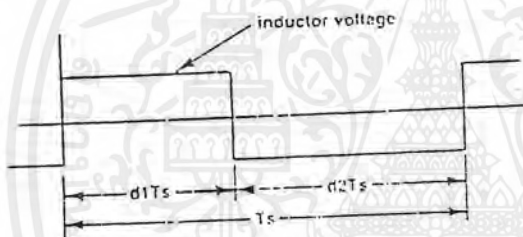
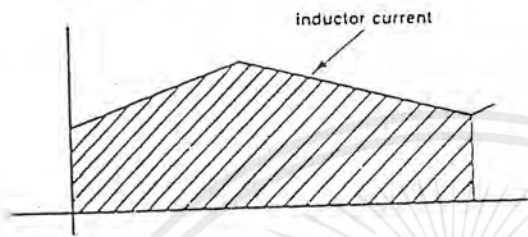
สมการ 26 ถึง 28 สามารถถูกทำให้เข้าใจง่ายได้ดังนี้

$$\hat{V}_1 \left[1 + \frac{SL_1}{R} \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^2 \frac{S^2 L_1 C_1}{D_2^2} \right] = \frac{\hat{V}_g}{D_2} + \frac{V_1}{D} \left[1 \cdot \frac{SL_1}{R} \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^2 \left(\frac{1+D_2}{D_1} \right) \right] \cdot \hat{d}_1 \dots\dots\dots(29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ 2 ของวงจร

เราสามารถเห็นได้ว่าวงจรในส่วนนั้นเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก ซึ่ง V_1 คือ แรงดันต้านเข้า กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L_2) และรูปคลื่นกระแส สำหรับส่วนของวงจรแปลงผันแสดงดังรูปที่ 5 ส่วนที่แรงเงาแสดงถึงปริมาณประจุที่จ่ายไปยังส่วนวงจรเชิงเส้นเอาต์พุท และเวลาซึ่งกระแสถูกจ่าย คือ T_s



รูปที่ 2.28 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_2)

กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ (L_2) เฉลี่ย คือ i_{ave2} แสดงเป็นสมการดังนี้

$$i_{ave2} = i_2 \dots\dots\dots(30)$$

ซึ่ง i_2 เป็นกระแสเฉลี่ยที่ตัวเหนี่ยวนำ

การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_2) แสดงได้ดังนี้

$$\frac{L_2 di_2}{dt} = v_1 d_1 - v_2 \dots\dots\dots(31)$$

ซึ่ง v_2 เป็นแรงดันที่เอาต์พุท

แรงดัน v_2 แสดงได้ดังนี้

$$v_2 = i_{ave2} \left[\frac{R}{1 + SRC_2} \right] \dots\dots\dots(32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขสภาวะอยู่ตัวสามารถหาได้โดยใช้สมการ 30 ถึง 32 และกำหนดเทอมความถี่เป็นศูนย์ และปริมาณทั้งหมดเป็นค่าในสภาวะคงตัว ดังนั้นสามารถลดรูปสมการได้เป็น

$$\frac{V_2}{V_1} = D_1 \quad , \quad I_2 = \frac{V_2}{R} \quad \dots\dots\dots(33)$$

สมการ 30 ถึง 32 ถูกปรับรอบจุดทำงานสภาวะคงตัวและเทอมไม่เป็นเชิงเส้นอันดับสองถูกละเลย เพื่อให้ได้มาซึ่งแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเชิงเส้น หลังจากทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$\hat{i}_{ave2} = \hat{i}_2 \quad \dots\dots\dots(34)$$

$$s \cdot L_2 \cdot \hat{i}_2 = (D_1 \cdot \hat{v}_1) + V_1 \cdot \hat{d}_1 - \hat{v}_2 \quad \dots\dots\dots(35)$$

$$\hat{v}_2 = \hat{i}_{ave2} \left[\frac{R}{1 + sRC_2} \right] \quad \dots\dots\dots(36)$$

สามารถลดรูปสมการได้ดังนี้

$$\left[1 + \frac{s \cdot L_2}{R} + s^2 L_2 C_2 \right] \hat{v}_2 = D_1 \hat{v}_1 + V_1 \hat{d}_1 \quad \dots\dots\dots(37)$$

ถึงตอนนี้เรารวมสมการที่ 29 และ 37 เพื่อให้ได้มาซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนอินพุต-เอาต์พุต และการควบคุม-เอาต์พุต (Input-Output and Control-Output Transferfunctions) ดังนี้

$$\frac{\hat{V}_2}{\hat{V}_g} = \left(\frac{D_1}{D_2} \right) * \frac{1}{\left[1 + \frac{s}{W_1 Q_1} + \frac{s^2}{W_1^2} \right] \left[1 + \frac{s}{W_2 Q_2} + \frac{s^2}{W_2^2} \right]}$$

$$\frac{\hat{V}_2}{\hat{d}} = \left(\frac{V_2}{D_1 D_2} \right) * \frac{\left[1 - \frac{s}{Q_z W_z} + \frac{s^2}{W_z^2} \right]}{\left[1 + \frac{s}{W_1 Q_1} + \frac{s^2}{W_1^2} \right] \left[1 + \frac{s}{W_2 Q_2} + \frac{s^2}{W_2^2} \right]} \quad \dots\dots\dots(38)$$

ซึ่ง

$$W_1^2 = \frac{D_2^2}{L_1 C_1}$$

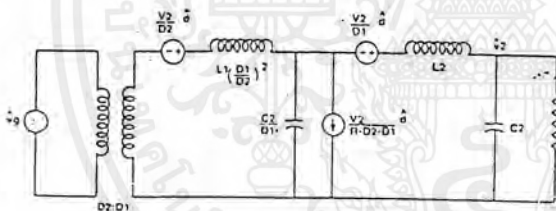
$$W_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$W_z^2 = \frac{D_2}{L_1 C_1}$$

$$\frac{1}{W_1 Q_1} = \frac{1}{W_2 Q_2} = \frac{L_1}{R} \left(\frac{D_1}{D_2} \right)^2$$

$$\frac{1}{W_2 Q_2} = \frac{L_2}{R}$$

และจากสมการ 26 ถึง 28 และสมการ 34 ถึง 36 เราสามารถได้แบบจำลองวงจรเชิงเส้นสมมูลดังรูปที่ 2.29 ซึ่งให้รายละเอียดอย่างสมบูรณ์ของคุณสมบัติอินพุทและเอาต์พุทของวงจรแปลงผันแบบชุกควบคุมโดยอัตราส่วนหน้าที่ในโหมดกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง



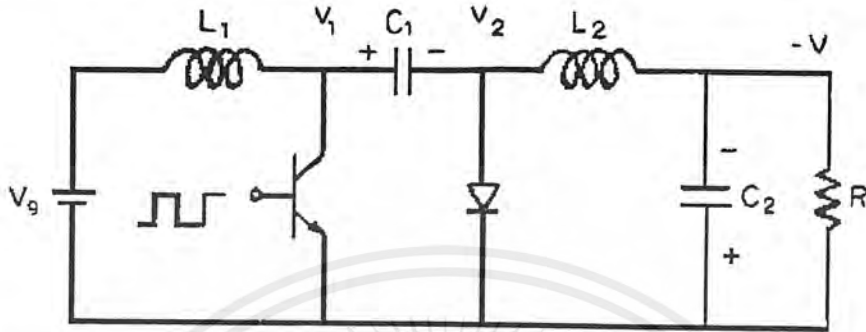
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรสมมูลของวงจรแปลงผันแบบชุกในโหมดกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง

บทสรุป

วิธีวงจรสมมูลการนิคกระแสถูกนำมาใช้หาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบชุกเพื่อแสดงถึงความสามารถที่จะหาแบบจำลองได้อย่างง่าย ทั้งวงจรแปลงผันที่ซับซ้อนและการต่อคาสเคดกันของวงจรแปลงผัน เราสามารถเห็นว่าการหาแบบจำลองและการวิเคราะห์นี้ง่ายผลลัพธ์ของการหาแบบจำลองเหมือนกับวิธีที่ได้มาจากแบบจำลองเฉลี่ยสแตต-สเปซ

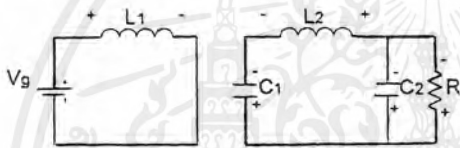
ดังนั้นแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบชุกที่หาได้โดยวิธีนี้ สามารถนำมาออกแบบแหล่งจ่ายไฟที่ใช้วงจรแปลงผันชุกเป็นภาคกำลังให้มีการทำงานตามต้องการได้

2.2.2.3 การหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบชุกโดยวิธีหาแบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซ (Model of C'uk Converter by using State-Space Averaging Approach)



รูปที่ 2.30 แสดงวงจรแปลงผันแบบชุก

ON



รูปที่ 2.31 แสดงวงจรแปลงผันแบบชุกในช่วงเวลาสวิตช์นำกระแส

ช่วง T_d (สวิตช์นำกระแส)

$$v_g = \frac{L di_{L1}}{dt}, \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1}; v_g = +$$

$$v_{L2} = v_{c1} - v_o = v_{c1} - v_{c2} = \frac{L_2 di_{L2}}{dt}, \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{c1}}{-L_2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2}; v_{L2} = +$$

$$i_{c1} = i_{L2} = -\frac{C_1 dv_{c1}}{dt}, \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1}; i_{c1} = -$$

$$i_{c2} = i_{L2} - \frac{v_o}{R} = i_{L2} - \frac{v_{c2}}{R} = \frac{C_2 dv_{c2}}{dt}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{c2}}{C_2 R}$$

จะได้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ \dot{v}_{c1} \\ \dot{v}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_1 & -1/L_2 \\ 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g$$

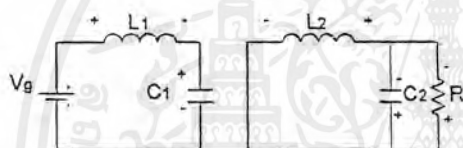
$$y_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1]x$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_1 & -1/L_2 \\ 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix}$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2^T = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

OFF



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรแปลงผันแบบซุกในช่วงเวลาสวิตช์หยุดนำกระแส

ช่วง T_d สวิตช์หยุดนำกระแส

$$v_g - v_{c1} = \frac{L_1 di_{L1}}{dt}, \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1}, v_{L1} = -$$

$$v_{L2} = v_{c2} = -\frac{L_2 di_{L2}}{dt}, \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{v_{c2}}{L_2}, v_{L2} = -$$

$$i_{c1} = i_{L1} = \frac{C_1 dv_{c1}}{dt}, \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1}, i_{c1} = +$$

$$i_{c2} = i_{L2} - \frac{v_o}{R} = i_{L2} - \frac{v_{c2}}{R} = \frac{C_2 dv_{c2}}{dt}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{c2}}{C_2 R}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g$$

$$y_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 1]x$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2^T = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

จาก

$$A = DA_1 + D'A_2$$

$$b = Db_1 + D'b_2$$

$$A = DC_1 + D'C_2$$

ได้

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1-D)/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & D/L_2 & -1/L_2 \\ (1-D)/C_1 & -D/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 1/L_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C' = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนต่อไปหา A^{-1} เพื่อหา x

$$A^{-1} = \frac{1}{\det A} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} & A_{41} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} & A_{42} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} & A_{43} \\ A_{14} & A_{24} & A_{34} & A_{44} \end{bmatrix}$$

โดยที่ $A = \text{co-factor}$

$$x = -A^{-1}bV_g$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = -V_g \begin{bmatrix} \frac{-D^2}{(1-D)^2} \frac{1}{R} \\ \frac{-D}{(1-D)} \frac{1}{R} \\ \frac{-1}{(1-D)} \\ \frac{-D}{(1-D)} \end{bmatrix}$$

$$y = C^T x = -C^T A^{-1} b V_g$$

$$y = -V_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-D^2}{(1-D)^2} \frac{1}{R} \\ \frac{-D}{(1-D)} \frac{1}{R} \\ \frac{-1}{(1-D)} \\ \frac{-D}{(1-D)} \end{bmatrix} = \frac{V_g D}{(1-D)}$$

หาแบบจำลองไดนามิก (Dynamic Model)

$$\hat{x} = A\hat{x} + b\hat{V}_g + [(A_1 - A_2)x + (b_1 - b_2)V_g]d$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(A_1 - A_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \\ -1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$(b_1 - b_2) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{C2} \\ \hat{v}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1-D)/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & D/L_2 & -1/L_2 \\ (1-D)/C_1 & -D/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{C1} \\ \hat{v}_{C2} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 1/L_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_g + \begin{bmatrix} 1/L_1(1-D) \\ 1/L_2(1-D) \\ -D(D+1)/(C_1 R(1-D) - 1)(1-D) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{y} = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) x \hat{d}$$

$$(C_1^T - C_2^T) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$\hat{y} = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{C1} \\ \hat{v}_{C2} \end{bmatrix}$$

คิดผลตอบสนองของ d ให้ $V_g = 0$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + [(A_1 - A_2)x + (b_1 - b_2)V_g] \hat{d}$$

$$(b_1 - b_2) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + (A_1 - A_2)x \hat{d}$$

ทำการแปลงลาปลาซได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$sI \hat{x} = A \hat{x} + (A_1 - A_2) x \hat{d}$$

$$(sI - A) \hat{x} = (A_1 - A_2) x \hat{d}$$

$$\hat{x} = (sI - A)^{-1} (A_1 - A_2) x \hat{d}$$

$$\hat{x} = (s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1-D)/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & D/L_2 & -1/L_2 \\ (1-D)/C_1 & -D/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2R \end{bmatrix})^{-1} (A_1 - A_2) x \hat{d}$$

กำหนด $(sI - A)^{-1} = B$ ทำการหา $(sI - A)^{-1}$ จะได้

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{\det B} \begin{bmatrix} B_{11} & B_{21} & B_{31} & B_{41} \\ B_{12} & B_{22} & B_{32} & B_{42} \\ B_{13} & B_{23} & B_{33} & B_{43} \\ B_{14} & B_{24} & B_{34} & B_{44} \end{bmatrix}$$

จะได้ $(sI - A)^{-1}$ ดังนี้

$$= \frac{1}{\left(s^4 + \frac{s^3}{C_2R} + s^2 \left(\frac{(1-D)^2}{C_1L_1} + \frac{1}{C_2L_2} \right) + s \frac{(1-D)^2}{C_1L_1C_2R} + \frac{(1-D)^2}{C_1C_2L_1L_2} \right)} \cdot \begin{bmatrix} s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + s \left(\frac{1}{C_2L_2} + \frac{D^2}{C_1L_2} \right) + \frac{D^2}{C_1C_2L_2R} & \frac{D(1-D)}{C_1L_1} \left(s + \frac{1}{C_2R} \right) & -s^2 \frac{(1-D)}{L_1} - s \frac{(1-D)}{C_2L_1R} - \frac{(1-D)}{C_2L_1L_2} & \frac{-D(1-D)}{C_1L_1L_2} \\ \left(s + \frac{1}{C_2R} \right) \frac{D(1-D)}{C_1L_2} & s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + \frac{(1-D)^2}{C_1L_1} \left(s + \frac{1}{C_2R} \right) & s^2 \frac{D}{L_2} + s \frac{D}{C_2L_2R} & -\frac{s^2}{L_2} - \frac{(1-D)^2}{C_1L_1L_2} \\ s^2 \frac{(1-D)}{C_1} + s \frac{(1-D)}{C_1C_2R} + \frac{(1-D)}{C_1C_2L_2} & -s^2 \frac{D}{C_1} - \frac{s}{C_1C_2R} & s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + \frac{s}{C_2L_2} & \frac{sD}{C_1L_2} \\ \frac{D(1-D)}{C_1C_2L_2} & \frac{s^2}{C_2} + \frac{(1-D)^2}{C_1C_2L_1} & s \frac{D}{C_2L_2} & s^3 + s \left(\frac{(1-D)^2}{C_1L_1} + \frac{D^2}{C_1L_2} \right) \end{bmatrix}$$

ได้ $\hat{x} = (sI - A)^{-1} (A_1 - A_2) x \hat{d}$ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{[s^4 + \frac{s^3}{C_2R} + s^2(\frac{(1-D)^2}{C_1L_1} + \frac{1}{C_2L_2}) + \frac{(1-D)^2s}{C_1C_2L_1R} + \frac{(1-D)^2}{C_1C_2L_1L_2}]} \\
 &\left[\begin{aligned}
 &(s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + s(\frac{1}{C_2L_2} + \frac{D^2}{C_1L_2}) + \frac{D^2}{C_1C_2L_2R}) \quad \frac{D(1-D)}{C_1L_1} (s + \frac{1}{C_2R}) \quad -s^2 \frac{(1-D)}{L_1} - s \frac{(1-D)}{C_2L_1R} - \frac{(1-D)}{C_1L_1L_2} \quad \frac{-D(1-D)}{C_1L_1L_2} \\
 &\quad \frac{(s + \frac{1}{C_2R}) (\frac{D(1-D)}{C_2L_2})}{s^2 \frac{(1-D)}{C_1} + \frac{s(1-D)}{C_1C_2R} + \frac{(1-D)}{C_1C_2L_2}} \quad s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + \frac{(1-D)^2}{C_1L_1} (s + \frac{1}{C_2R}) \quad s^2 \frac{D}{L_2} + s \frac{D}{C_2L_2R} \quad \frac{-s^2 - (1-D)^2}{L_2 - C_1L_1L_2} \\
 &\quad \frac{D(1-D)}{C_1C_2L_2} \quad \frac{-s^2D}{C_1} - \frac{s}{C_1C_2R} \quad s^3 + \frac{s^2}{C_2R} + \frac{s}{C_2L_2} \quad \frac{s}{C_1L_1} \frac{D}{(1-D)^2} \quad \frac{s}{C_2L_2} \quad s^3 + s \frac{(1-D)^2}{C_1L_1} + \frac{D^2}{C_1L_2}
 \end{aligned} \right] \\
 &\left[\begin{aligned}
 &\frac{1}{L_1(1-D)} \\
 &\frac{1}{L_2(1-D)} \\
 &\frac{-D(D-1)}{(C_1R(1-D)-1)(1-D)} \\
 &0
 \end{aligned} \right] \hat{v}_g \hat{d} \\
 &= \frac{1}{s^4 + \frac{s^3}{C_2R} + s^2(\frac{(1-D)^2}{C_1L_1} + \frac{1}{C_2L_2}) + \frac{(1-D)^2s}{C_1C_2L_1R} + \frac{(1-D)^2}{C_1C_2L_1L_2}} \\
 &\left[\begin{aligned}
 &\frac{s^3}{L_1(1-D)} + s^2(\frac{1}{C_2L_1R(1-D)} + \frac{D^2}{C_1L_1R(1-D)} + \frac{D}{C_1L_1R}) + s(\frac{1}{C_2L_1L_2(1-D)} + \frac{D^2}{C_1L_1L_2(1-D)}) \\
 &+ \frac{D^2}{C_1C_2L_1R^2(1-D)} + \frac{D}{C_1C_2L_1R^2} + \frac{D}{C_1L_1L_2} + \frac{D(D+1)}{C_1C_2L_1L_2R(1-D)} + \frac{D(D+1)}{C_1^2L_1L_2R(1-D)} \\
 &\frac{s^3}{L_2(1-D)} + s^2(\frac{1}{C_2L_2R(1-D)} - \frac{D^3}{C_1L_2R(1-D)} - \frac{D^2}{C_1L_2R(1-D)}) + s(\frac{D}{C_2L_1L_2} + \frac{(1-D)}{C_1L_1L_2}) \\
 &- \frac{D^3}{C_1C_2L_2R^2(1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1C_2L_2R^2(1-D)} + \frac{D}{C_2^2L_1L_2R} + \frac{(1-D)}{C_1C_2L_1L_2R} \\
 &s^3(-\frac{D^2}{C_1R(1-D)^2} - \frac{D}{C_1R(1-D)}) + s^2(\frac{1}{C_1L_1} - \frac{D}{C_1L_2(1-D)} - \frac{D^2}{C_1C_2R_2(1-D)^2} - \frac{D}{C_1C_2R^2(1-D)}) \\
 &+ s(\frac{1}{C_1C_2L_1R} - \frac{1}{C_1C_2L_2R(1-D)} - \frac{D^2}{C_1C_2L_2R(1-D)^2} - \frac{D}{C_1C_2L_2R(1-D)}) + \frac{1}{C_1C_2L_1L_2(1-D)} \\
 &\frac{s^2}{C_2L_2(1-D)} + s(\frac{-D^3}{C_1C_2L_2R(1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1C_2L_2R(1-D)}) + \frac{D}{C_1C_2L_1L_2} + \frac{(1-D)}{C_1C_2L_1L_2}
 \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนี้ หา \hat{y} ได้

$$\hat{y} = C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) x d$$

$$(C_1^T - C_2^T) = [0 \ 0 \ 0 \ 1] - [0 \ 0 \ 0 \ 1] = [0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$\hat{y} = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \hat{x}$$

$$= \left(\frac{s^2}{C_2 L_2 (1-D)} + s \left(\frac{-D^3}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)} \right) + \frac{D}{C_1 C_2 L_1 L_2} + \frac{(1-D)}{C_1 C_2 L_1 L_2} \right) V_g \hat{d}$$

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = \left(\frac{s^2}{C_2 L_2 (1-D)} + s \left(\frac{-D^3}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)} \right) + \frac{D}{C_1 C_2 L_1 L_2} + \frac{(1-D)}{C_1 C_2 L_1 L_2} \right) V_g$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนอัตราส่วนหน้าที่ต่อเอาต์พุต

$$\frac{\hat{y}}{\hat{d}} = \left(\frac{s^2}{C_2 L_2 (1-D)} + s \left(\frac{-D^3}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)} \right) + \frac{D}{C_1 C_2 L_1 L_2} + \frac{(1-D)}{C_1 C_2 L_1 L_2} \right) V_g$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันควบคุมต่อเอาต์พุต (เมื่อผ่านวงจร PWM)

$$\hat{d} = \frac{\hat{V}_c}{V_m}, \frac{\hat{y}}{\hat{v}_c} = \left[\frac{s^2}{C_2 L_2 (1-D)} + s \left(\frac{-D^3}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)^2} - \frac{D^2}{C_1 C_2 L_2 R (1-D)} \right) + \frac{D}{C_1 C_2 L_1 L_2} + \frac{(1-D)}{C_1 C_2 L_1 L_2} \right] \frac{V_g}{V_m}$$

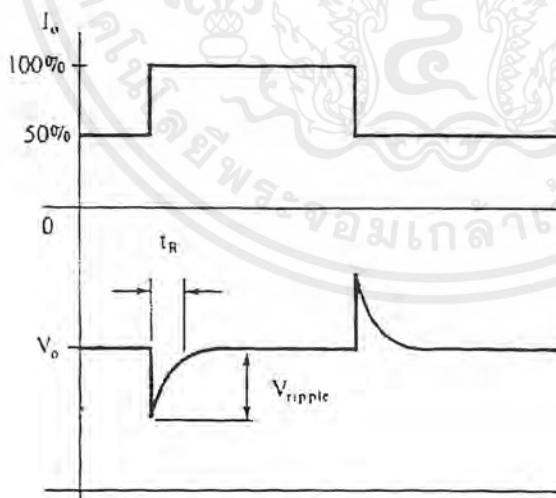
2.2.3 เสถียรภาพของวงจรควบคุม

เนื่องจากการทำงานของวงจรการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน ทั้งในโหมดควบคุมจากกระแสและโหมดควบคุมจากแรงดัน เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับในลักษณะวงปิด เสถียรภาพการทำงานของระบบจึงขึ้นกับการทำงานของวงจรควบคุมป้อนกลับแบบวงปิด ซึ่งการควบคุมอาจเกิดการแกว่งขึ้นได้หากไม่มีการชดเชยที่ดีพอ

2.2.3.1 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม

เสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม จะสามารถเห็นได้จากการตอบสนองของวงจรแปลงผันต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระอย่างทันทีทันใด (Transient Response) ซึ่งอาจทำได้โดยกำหนดภาระให้มีลักษณะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมาจากค่าของกระแสภาระค่าหนึ่งไปสู่อีกค่าหนึ่ง เช่น จากค่ากระแสภาระที่ 50 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 100 เปอร์เซ็นต์ของค่ากระแสภาระสูงสุด ถ้าระบบไม่มีเสถียรภาพ จะทำให้เกิดการแกว่งได้

ผลการตอบสนองที่เอาต์พุตของวงจรแปลงผันเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของภาระอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะพุ่งเกิน (Overshoot) ตามการเปลี่ยนแปลงภาระและต้องใช้เวลาในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติ เวลาที่ใช้ไปในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติของเอาต์พุต เรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว t_R (Transient Recovery Time) ค่าของ t_R จะขึ้นกับวงจรกรองที่เอาต์พุต และการตอบสนองของวงรอบ (Loop Response) ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นกับค่าความต้านทานอนุกรมสมมูล หรือ ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตเป็นหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงต้องมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของภาระทันทีทันใด



รูปที่ 2.33 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด

2.2.3.2 การชดเชยวงรอบเพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบ

ในขั้นแรก เราจำเป็นต้องทราบถึงเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

เสถียรภาพของวงรอบป้อนกลับ (Feedback-Loop Stability)

วงรอบป้อนกลับจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่วงรอบเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

1. วงรอบจะเสถียร ถ้าที่ความถี่ซึ่งอัตราขยายของวงรอบมีค่าเท่ากับ 1 (0 dB) ผลรวมของมุมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดในวงรอบเปิดจะต้องน้อยกว่า 360 องศา
 2. เพื่อป้องกันการเลื่อนของมุมเฟสอย่างรวดเร็ว ค่าความชันของกราฟอัตราขยายรวมของวงรอบต่อความถี่ ที่ความถี่ผ่าน (Crossover frequency, f_c) ต้องมีค่าเท่ากับ -1 หรือ -20 dB/decade เมื่อ f_c คือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายของรอบรวมเท่ากับ 1
 3. เพื่อป้องกันการแกว่ง ให้กำหนดขอบเขตของมุมเฟส (Phase margin) ไว้อย่างน้อยที่สุด 45 องศา
 4. กำหนดขอบเขตของอัตราขยาย (Gain margin) อย่างน้อยที่สุด 6 dB
- การกำหนดเสถียรภาพของระบบ จึงขึ้นอยู่กับผลรวมของอัตราขยายของส่วนต่างๆ ในวงรอบตามความถี่ ซึ่งจะกล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

วงจรรขยายความแตกต่างและการชดเชย

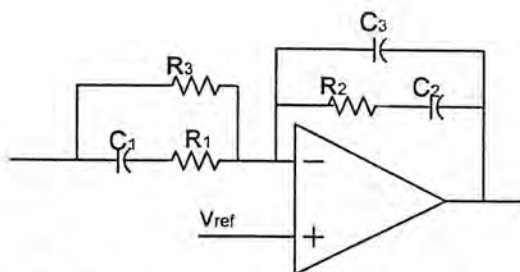
แรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงและสัญญาณความแตกต่างที่ได้ถูกนำมาขยายด้วยการชดเชยที่เหมาะสม และจะถูกส่งไปยังวงจร PWM เพื่อกำหนดอัตราการทำงาน จากรูป 2.34 แสดงวงจรรขยายความแตกต่างแบบ 2 โพล 2 ซีโร ซึ่งเป็นวงจรที่เลือกนำมาใช้เนื่องจากสามารถขยายระดับมุมเฟสได้ 180 องศา และให้ค่าอัตราขยายสภาวะคงตัวสูง พังค์ชันถ่ายโอนสามารถถูกเขียนได้โดยง่าย ดังนี้

$$\hat{v}_{EA}(s) / \hat{v}_o(s) = z_B / z_A = A(s) = \frac{\omega_1(1+s/s_{z1})(1+s/s_{z2})}{s(1+s/s_{p1})(1+s/s_{p2})}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1(C_1 + C_3)} \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_2(C_1 // C_3)} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_3C_2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_2(R_1 + R_3)} \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_2C_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 แสดงวงจรขยายความแตกต่างแบบ 2 โพล 2 ซีโร

วงจรแบ่งแรงดันที่เอาท์พุท

วงจรแบ่งแรงดันที่เอาท์พุท ทำหน้าที่แบ่งแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรแปลงผันให้เท่ากับระดับแรงดันอ้างอิง เพื่อนำมาเปรียบเทียบ โดยจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเท่ากับ

$$R_1 / (R_1 + R_2) = K$$

วงจรPWM



รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะการทำงานของวงจร PWM

จากการทำงานของวงจร PWM ดังรูปที่ 2.35 เราจะได้ว่า อัตราส่วนหน้าที่จะเท่ากับ ความสูงของระดับแรงดัน V_c ต่อดัชนีสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อย (V_m) เพราะฉะนั้น จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$d_1(s) / v_c(s) = 1 / V_m$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของส่วนต่างๆในระบบ เราสามารถนำไปออกแบบการชดเชยเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพได้ซึ่งจะแสดงในบทต่อไป

บทที่ 3

การออกแบบและการคำนวณ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและ การคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ต่างๆในวงจรแปลงผันแบบซุกของทั้ง และทั้งส่วนวงจรควบคุม รวมถึงการออกแบบการชดเชยเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพ และมีผลตอบสนองตามต้องการ ซึ่งจะกล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

3.1 การออกแบบวงจรภาคกำลัง

เราอาจแบ่งได้เป็นสองส่วนคือ การออกแบบค่าของอุปกรณ์ในวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ และการออกแบบส่วนวงจรแม่เหล็ก (ตัวเหนี่ยวนำ) เพื่อให้สามารถใช้งานได้แสดงได้ดังนี้ ดังนี้

3.1.1 การออกแบบค่าของอุปกรณ์ในวงจรแปลงผัน

ค่าของอุปกรณ์ต่างๆในวงจรนั้น จะขึ้นกับคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการ ซึ่งเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรที่จะทำการทดลองดังนี้

กำลังเอาต์พุต	:	40 W
ประสิทธิภาพ	:	100 % (อุดมคติ)
แรงดันอินพุต	:	10 – 14 โวลต์ (12 โวลต์ที่สภาวะปกติ)
แรงดันเอาต์พุต	:	-18 โวลต์
กระแสเอาต์พุต	:	0.1-2.1 A
แรงดันเอาต์พุตกระแสเพือม	:	1 %
ΔI_L	:	$\leq 10 \%$
ΔV_{c1}	:	$\leq 5 \%$
ΔV_{c2}	:	$\leq 1 \%$
ความถี่สวิตซ์	:	20 KHz

จากคุณสมบัติของวงจรที่ต้องการสามารถออกแบบค่าของอุปกรณ์ต่างๆได้ดังนี้ (การออกแบบนี้เป็นการออกแบบทางทฤษฎี โดยไม่คิดผลการกระเพื่อมของแรงดันอินพุตเลย ถ้าคิดผลของการกระเพื่อมต้องใช้ค่าแรงดันอินพุต และ อัตราส่วนหน้าที่สูงสุด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาอัตราส่วนหน้าที่ (ที่จุดทำงานในสภาวะปกติ)

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D} = -\frac{18}{12} = -1.5$$

$$\therefore D = 0.6$$

คำนวณหากระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ I_L เฉลี่ยทั้งสองตัว จะได้ (คิดประสิทธิภาพ 100%)

$$I_{L1} = \frac{P}{-V_o} = 2.22 \text{ A}$$

$$I_{L2} = \frac{P}{-V_s} = 3.33 \text{ A}$$

จาก

$$\Delta I_L = \frac{V_s D}{Lf}$$

กำหนด $\Delta I_L = 10\%$ จะได้

$$\Delta I_L = \frac{V_s D}{\Delta I_{L1} f} = \frac{12 \times 0.6}{20000 \times 0.333} = 1080 \mu\text{H}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_s D}{\Delta I_{L2} f} = \frac{12 \times 0.6}{20000 \times 0.222} = 1620 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุ C_2 จาก $\Delta V_{C2} = 1\%$ จะได้

$$C_2 \geq \frac{1-D}{(\Delta V_o / V_o) 8L_2 f^2} = \frac{1-0.6}{(0.01)(8 \times 1620 \times 10^{-6} \times 20000^2)}$$

$$C_2 \geq 7.71 \mu\text{F}$$

แรงดันที่ตกคร่อม C_1 คือ $V_s - V_o = 12 - (-18) = 30 \text{ V}$

$$\Delta V_{C1} = 5\% \text{ ของ } V_{C1}$$

$$= (0.05)(30)$$

$$= 1.5 \text{ V}$$

หาค่าความต้านทานภาระที่สภาวะภาระสูงสุด เพื่อนำมาหาค่าตัวเก็บประจุ C_1

$$R = \frac{V_o^2}{P} = \frac{18^2}{40} = 8.1 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าตัวเก็บประจุ C_1 ได้จาก

$$C_1 \geq \frac{V_o D}{R_f \Delta V_{C1}} = \frac{(18)(0.6)}{(8.1)(20000)(1.5)} \\ \geq 44.44 \mu\text{F} \text{ เลือก } 47 \mu\text{F}$$

หาค่าตัวเก็บประจุ C_2 เมื่อคิดผลของความต้านทานภายในตัวเก็บประจุ (ESR) และยังคงทำให้ค่าแรงดันกระแสเพิ่มไม่เกินที่กำหนด ซึ่งแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาท์พุทเป็นผลรวมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ และแรงดันตกคร่อม ESR

$$\Delta V_o \leq \Delta V_{o,c} + \Delta V_{o,ESR}$$

โดย $\Delta V_{o,ESR}$ สามารถประมาณได้จาก

$$\Delta V_{o,ESR} = \frac{80 \times 10^{-6}}{C_2} \Delta I_{L2} = \frac{80 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} (0.222) \\ = 0.177 \text{ V}$$

และ $\Delta V_{o,c}$ หาได้จาก

$$\Delta V_{o,c} = \frac{(1-D)V_{o,c}}{8L_2 C_2 f^2} = \frac{(1-0.6)(18)}{(8 \times 1620 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6} \times 20000^2)} \\ = 0.0013$$

$$\therefore \Delta V_o \geq \Delta V_{o,c} + \Delta V_{o,ESR} = 0.177 + 0.0013 = 0.18 \text{ (กำหนด } \Delta V_o \leq 1\% \text{ ของ } V_o) \\ 0.18 \geq 0.18 \text{ ยอมรับได้}$$

3.1.2 การออกแบบส่วนวงจรแม่เหล็ก

ซึ่งในที่นี้จะเป็นการออกแบบการพันตัวเหนี่ยวนำ เพื่อหาชนิดของสาร และขนาดของแกนที่นำมาใช้ จำนวนรอบการพัน รวมทั้งขนาดพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง มีขั้นตอนในการออกแบบดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 เลือกวัสดุที่จะนำมาทำเป็นแกน

เลือกแกนเฟอร์ไรต์ เนื่องจากกำลังสูญเสียที่แกนต่ำที่ความถี่สูง

ขั้นตอนที่ 2 หาความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุด (B_{max})

เนื่องจากการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กมีค่าน้อย เพราะฉะนั้นเราสามารถเลือกใช้ $B_{max} \approx B_{sat} \approx 0.28-0.3$

(อาจเลือกใช้ที่ต่ำกว่านั้นแล้วแต่ชนิดของสารที่ใช้ หรือ ตามความปลอดภัยที่ต้องการ) ในที่นี้เลือกใช้ 0.28

ขั้นตอนที่ 3 หาขนาดของแกน

แกนต้องสามารถรับพลังงานสูงสุดได้ในช่องอากาศชั้นแคบๆ โดยปราศจากการอิ่มตัว และยอมรับการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่แกนได้ และต้องสามารถพันลวดทองแดงตามจำนวนรอบที่ต้องการได้ โดยมีการสูญเสียที่ขดลวดที่ยอมรับได้ ซึ่งอาจทำได้โดยการทำการทดลองซ้ำ ๆ หรือโดยสูตรประมาณ กำหนดตัวแปรต่างๆดังนี้

A_e = พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (Magnetic Cross Section)

A_w = พื้นที่หน้าต่าง (Window Area)

A_p = ผลคูณของพื้นที่ทั้งสอง (Area Product)

A_x = พื้นที่หน้าตัดของขดลวด

แล้วเลือกแกนที่เล็กที่สุดจากข้อมูลของโรงงานผู้ผลิต ซึ่งจะต้องมี A_p เกินที่คำนวณได้

จากสูตร

สูตรที่ใช้คำนวณในวิธีผลคูณพื้นที่ ดังนี้ (เป็นสูตรทางปฏิบัติ)

$$A_p = A_w A_e \Rightarrow \left(\frac{L I_{pk} I_{FL} \times 10^4}{450 K B_{max}} \right)^{1.143} \text{ cm}^4$$

โดย

I_{FL} = กระแส RMS ที่ภาระขณะภาระสูงสุด

I_{pk} = กระแสที่ภาระค่าสูงสุด

ค่า K : ซึ่งเป็นค่าคงที่จากการทดลอง ซึ่งในวงจรแปลงผันแบบชุก จะมีค่าเท่ากับ 0.7

หาขนาดของแกนของตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะได้

$$A_p = \left(\frac{1081 \times 10^{-6} \times 3.495 \times 3.425 \times 10^4}{450 \times 0.7 \times 0.28} \right)^{1.143}$$

$$= 1.55$$

เพื่อความปลอดภัย เลือกขนาดที่ใหญ่กว่า 2-2.5 เท่า

จากคู่มือ เลือกขนาดแกนเป็นแกน EE 40

หาค่า A_p ของตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะได้

$$A_p = \left(\frac{1621 \times 10^{-6} \times 2.33 \times 2.2835 \times 10^4}{450 \times 0.7 \times 0.28} \right)^{1.143}$$

$$= 0.975$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความปลอดภัย เลือกขนาดที่ใหญ่กว่า 2-2.5 เท่า
 จากคู่มือ เลือกขนาดแกนเป็นแกน EE 40
 พิจารณาแล้วว่า พลังงานสูญเสียในแกนน้อยมาก เพราะทำงานในโหมดกระแสต่อ
 เนื่องและความถี่ที่ใช้ค่อนข้างต่ำ ประมาณ 20 KHz จึงละเอียดได้

ขั้นตอนที่ 4 หาจำนวนรอบ

หาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_1 จากสูตรในบทที่ 2 จะได้

$$N_{\min} = \left(\frac{1081 \times 3.495 \times 10^4 \times 10^{-6}}{1.479 \times 0.28} \right)$$

$$= 91.232$$

หาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะได้

$$N_{\min} = \left(\frac{1621 \times 2.33 \times 10^4 \times 10^{-6}}{1.479 \times 0.28} \right)$$

$$= 91.203$$

การสูญเสียในแกนสามารถถูกหาได้จากการแทนจำนวนรอบลงไปเพื่อหาค่า
 แล้วนำไปเทียบกับตารางของผู้ผลิต

ΔB_m

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาช่องอากาศชั้น

$$l_g = \frac{\mu_o \mu_r N^2 A_c}{L} \times 10^{-2}$$

ซึ่งในทางปฏิบัติใช้การทดลองปรับระยะช่องอากาศชั้นให้เหมาะสม

ออกแบบการพันลวดทองแดง

ตรวจสอบดูว่าสามารถพันลวดบนพื้นที่แกนได้อย่างเพียงพอจากสูตร

$$NA_x \leq K_u K_p A_w \quad (K_u K_p = K)$$

ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ AWG 17

$$A_w = 161.7$$

$$NA_x = 95 \times 1.040 = 98 \leq 0.7 \times A_w = 0.7 \times 161.7 = 113.19$$

\therefore ใช้ได้

ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ใช้ลวดทองแดงเบอร์ AWG 20

$$A_w = 148$$

$$NA_x = 95 \times 0.5176 = 49.172 \leq kA_w = 0.7 \times 148 = 103.6$$

\therefore ใช้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

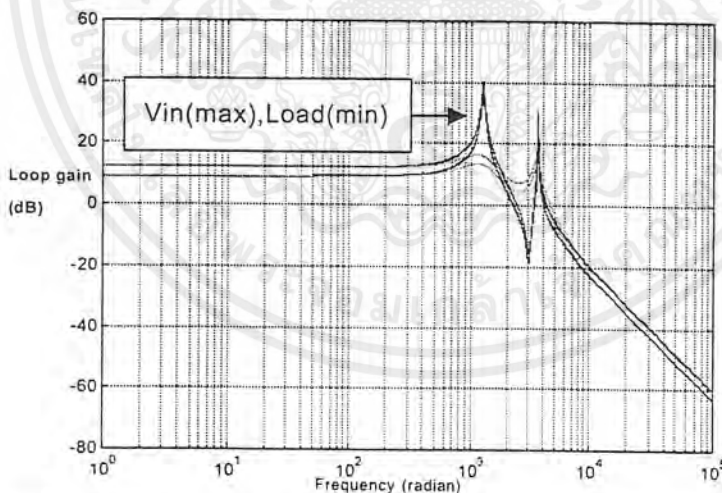
3.2 การออกแบบวงจรรวม

จากการหาแบบจำลองในบทที่ 2 เราได้แบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบซุก โดยจากการทดลองจะพบว่าทั้งสองวิธีการหาแบบจำลองที่นำมาอ้างอิง จะได้แบบจำลองที่ใกล้เคียงกันมาก จึงเลือกนำมาใช้เพียงวิธีเดียวคือ วิธีการหาแบบจำลองเฉลี่ยสเตต-สเปซ นำมาวาดกราฟโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงรอบ (Control to Output Transfer Function) ของ 4 สภาวะ คือ

1. แรงดันอินพุทสูงสุด ภาระสูงสุด
2. แรงดันอินพุทสูงสุด ภาระต่ำสุด
3. แรงดันอินพุทต่ำสุด ภาระสูงสุด
4. แรงดันอินพุทต่ำสุด ภาระต่ำสุด

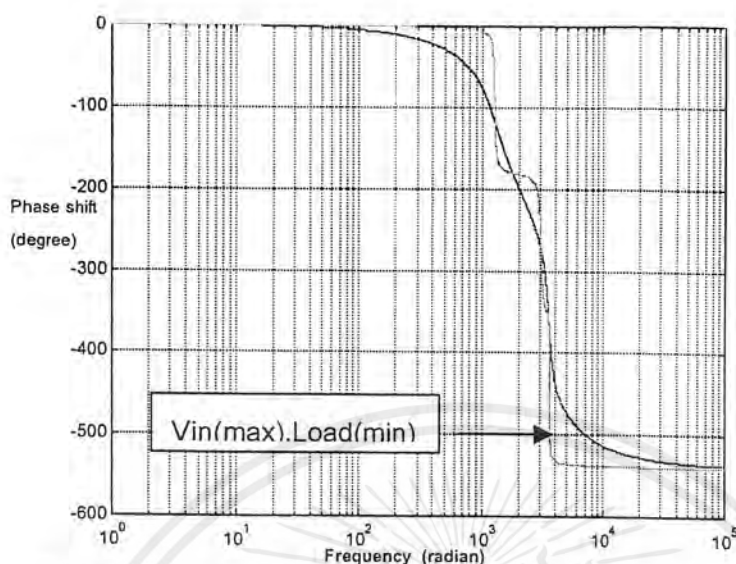
แสดงอัตราขยายวงรอบที่ยังไม่รวมวงจรถดเซย ต่อความถี่ และกราฟมูมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดที่ยังไม่รวมวงจรถดเซยต่อความถี่ ที่ทั้ง 4 สภาวะ (มูมเฟสที่เลื่อนไม่ขึ้นกับแรงดันอินพุท กราฟเฟสจึงมี 2 รูป) ซึ่งจะเห็นว่าในกรณีที่ 2 จะเป็นกรณีที่สำคัญ เนื่องจากถ้าชดเชยกรณีนี้ให้มีเสถียรภาพแล้ว ในกรณีอื่นจะมีเสถียรภาพด้วย (มีแบนด์วิธกว้างที่สุด อัตราขยายสูงที่สุด)

ดังรูป



รูปที่ 3.1 แสดงกราฟอัตราขยายของวงจรรวมแปลงผันต่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงมุมเฟสของวงจรแปลงผันต่อความถี่ทั้ง 4 สภาวะ

นำรูปที่ได้นี้มาออกแบบวงจรขยายความแตกต่างได้ โดยที่ทั้ง 4 สภาวะต้องมีเสถียรภาพ มีรายละเอียดในการออกแบบดังนี้

การออกแบบวงจรขยายความแตกต่างและการชดเชย

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่ามุมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดของวงจรแปลงผันแบบชุกเลื่อนไปทั้งหมด 540 องศา เนื่องจากมีโพลถึง 4 ตัว และยังมีซีโรที่อยู่ด้านขวาของระนาบ (Right Half Plane Zero) อีก 2 ตัว เป็นผลให้เราไม่สามารถชดเชยให้มีแบนด์วิธกว้างได้ เนื่องจากเราไม่สามารถยกมุมเฟสขึ้นมาได้ นอกจากจะใช้วงจรชดเชยที่สามารถยกระดับมุมเฟสได้สูงกว่านี้

จากที่ได้ทำการพิจารณารูปที่ 3.1 และ 3.2 นั้น หากทำการชดเชยในกรณีที่แรงดันอินพุทสูงสุดและโหลดต่ำสุดได้แล้วนั้น ในกรณีค่าโหลดและค่าแรงดันอินพุทอื่น ๆ ก็จะมีเสถียรภาพด้วย ดังนั้นจากนี้ ในเบื้องต้นจะทำการพิจารณากรณีที่แรงดันอินพุทสูงสุดและโหลดต่ำสุด

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบเราก็จะสามารถออกแบบการชดเชยได้ โดยเนื่องจากเราต้องการผลตอบแทนการคงค่าที่ดี (อัตราขยายไฟตรงสูง) และต้องการการยกระดับของเฟสมากๆ เพื่อให้ได้แบนด์วิธกว้างที่สุดเท่าที่จะทำได้ จึงเลือกวงจรชดเชยที่มี 2 โพล 2 ซีโร ซึ่งได้แสดงในบทที่ 2 ดังรูปที่ 2.34 หลังจากเลือกวงจรชดเชยแล้วนำมาวาดโบดพล็อตด้วยโปรแกรม แมทแลป (Matlab) เพื่อช่วยในการออกแบบ (ภาคผนวก) ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วางตำแหน่งซีโร เพื่อชดเชยอัตราขยายบริเวณจุดยอด

$$f_{z1} = f_{z2} \approx 1250 \text{ ไร่เตียน}$$

2. กำหนดอัตราขยายของจุดยอดให้มีค่าต่ำกว่า 0 dB โดยให้อัตราขยายของวงจรถดเชยในช่วงนั้น

$$G_{EA} \approx -23 \text{ dB}$$

3. วางตำแหน่งโพล โดยการทดลอง แล้วตรวจสอบผลด้วยโปรแกรมที่เขียนในแมทแล็บ (Matlab) เพื่อให้ได้เสถียรภาพตามต้องการ

$$f_{p1} = f_{p2} = 1260000 \text{ ไร่เตียน}$$

จากค่าความถี่ที่กำหนด จะทำให้ได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆในวงจรถดเชยโดยประมาณ ดังนี้

กำหนด

$$R_1 = 1,000 \ \Omega$$

$$R_2 = 1,500 \ \Omega$$

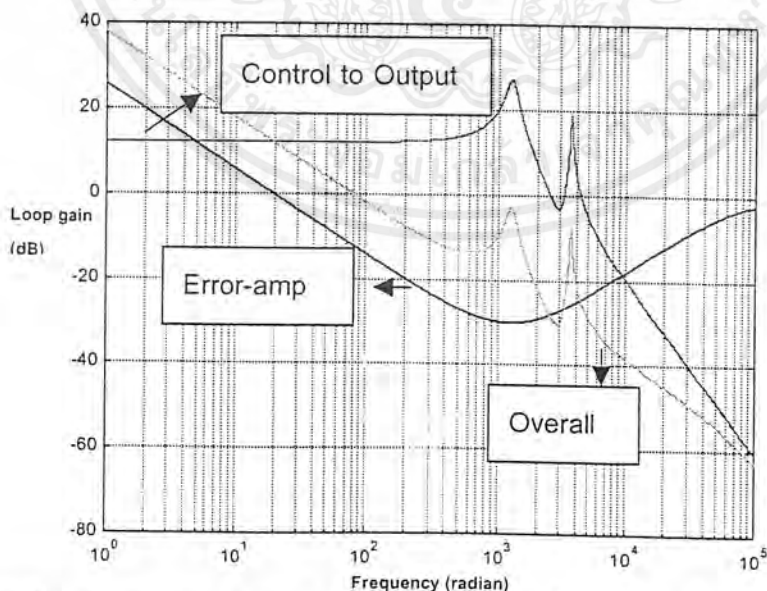
$$R_3 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 8.2 \text{ nF}$$

$$C_2 = 500 \text{ nF}$$

$$C_3 = 5 \text{ nF}$$

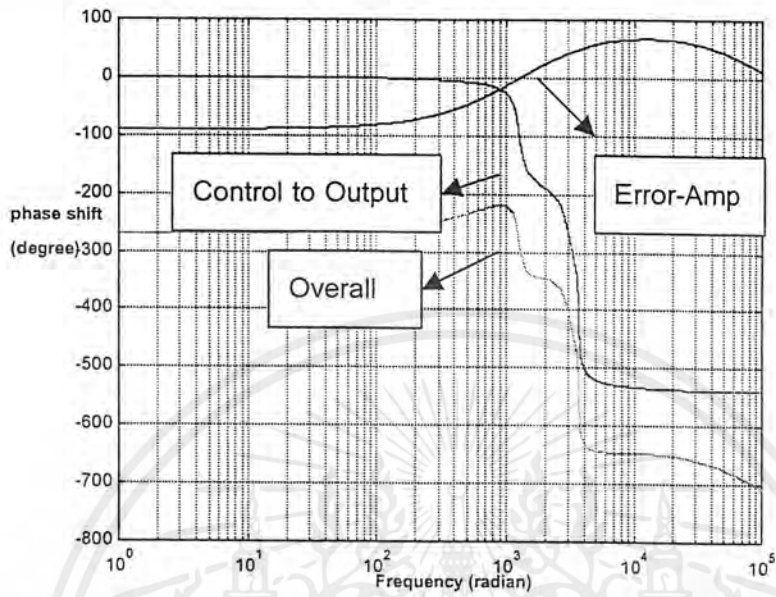
ซึ่งกราฟอัตราขยายวงรอบ และ มุมเฟสที่เลื่อนทั้งหมดต่อความถี่แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงกราฟอัตราขยายวงรอบทั้งหมดทั้งก่อนและหลังการชดเชยต่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ความถี่ผ่านประมาณ 80 เรเดียน



รูปที่ 3.4 แสดงกราฟมุมเฟสเลื่อนทั้งหมดทั้งก่อนและหลังการชดเชยต่อความถี่

ได้ขอบเขตมุมเฟส ≈ 80 องศา ขอบเขตอัตราขยาย ≈ 25 dB เพราะฉะนั้นใช้ได้

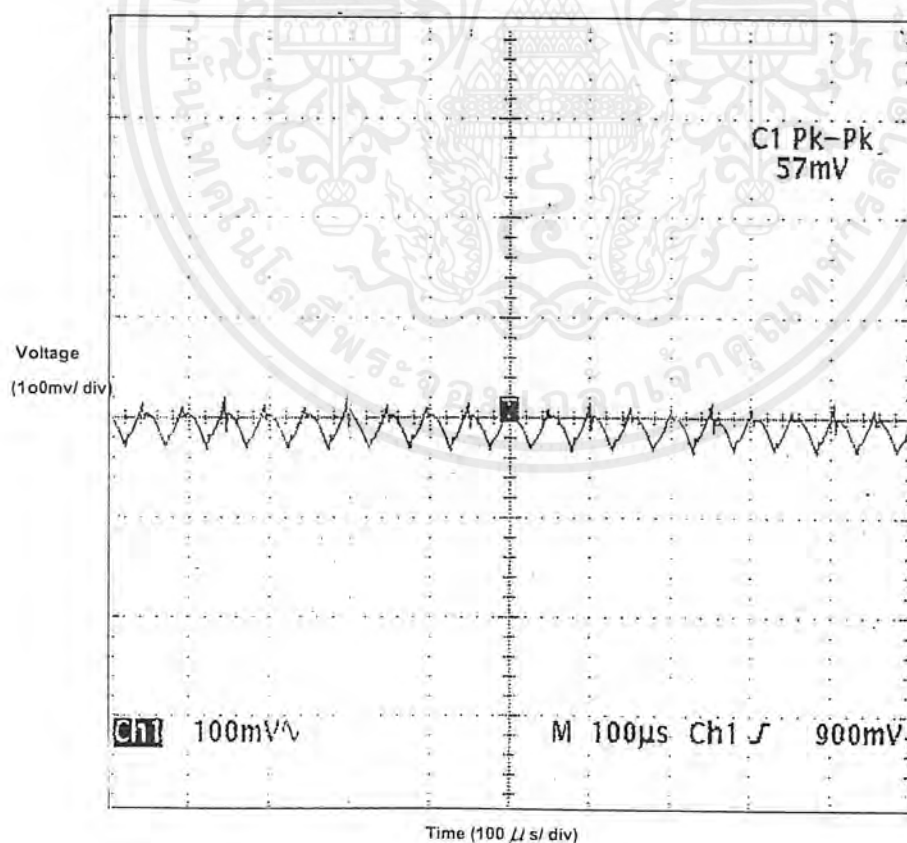
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากที่ได้ทำการออกแบบมาในบทที่ 3 เรานำค่าของอุปกรณ์ที่ได้มาใช้ในวงจรการทดลองเพื่อทดสอบเสถียรภาพการทำงานของระบบที่ทุก ๆ สภาวะการทำงานของระบบตามคุณสมบัติของวงจรที่กำหนด ว่าสามารถทำงานอย่างมีเสถียรภาพหรือไม่ โดยมีรายละเอียดในการทดลองดังนี้

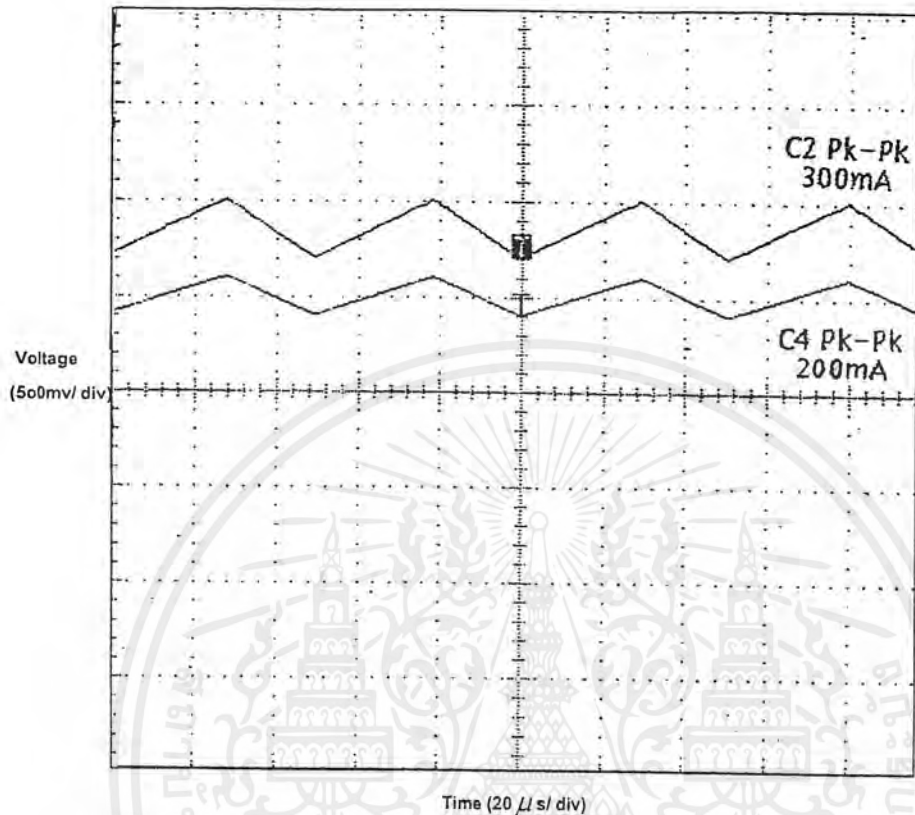
4.1 การทดลองเบื้องต้นและผลการทดลอง

จากการทดลองเบื้องต้น เราทำการทดลองแบบวงเปิดโดยการปรับอัตราส่วนหน้าเพื่อดูผลการทำงานในสภาวะต่างๆของระบบ ภาวะสูงสุดเราจะได้ว่า อัตราส่วนหน้าที่เท่ากับ 0.75 ประสิทธิภาพ $\approx 80\%$ สรุปว่า วงจรแปลงผันสามารถทำงานที่สภาวะสูงสุดได้ และทำการเก็บค่าสภาวะการทำงานที่สำคัญ คือแรงดันกระแสเฟืองเอาท์พุท และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ ดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงแรงดันกระแสเฟืองที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

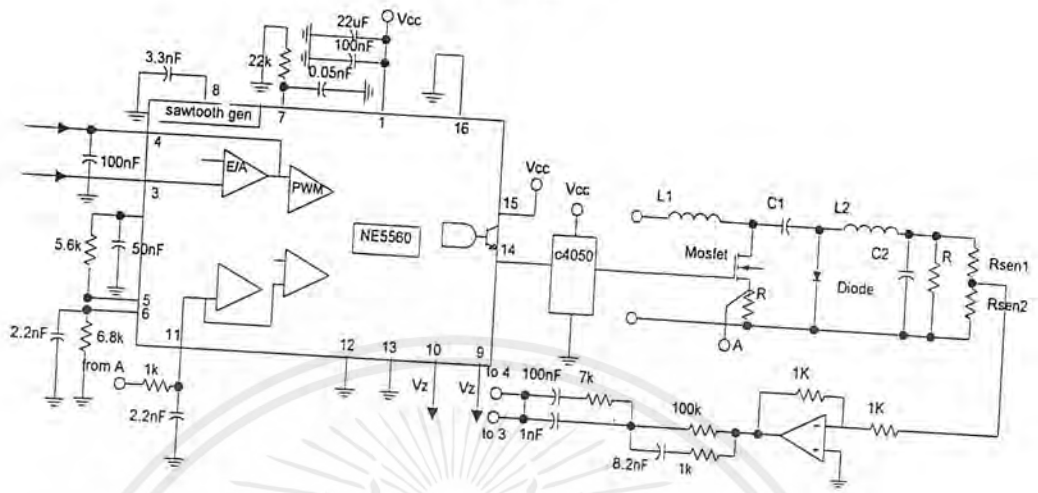
จะเห็นว่า แรงดันกระแสเฟืองที่เอาท์พุท กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ มีค่าอยู่ในขอบเขตตามที่ได้กำหนดไว้ และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำมีลักษณะต่อเนื่อง ซึ่งเป็นข้อดีของวงจรแปลงผันแบบชุก

4.1.1 การทดลองเพื่อทดสอบเสถียรภาพการทำงานของระบบ

โดยจากคุณสมบัติการทำงานของวงจรที่ได้กำหนดในบทที่ผ่านมาจะเห็นว่าเราไม่ได้กำหนดประสิทธิภาพของระบบตามความเป็นจริง แต่เป็นการออกแบบทางอุดมคติ (คิดประสิทธิภาพ 100%) เราจึงกำหนดคุณสมบัติการทำงานของระบบใหม่ให้สอดคล้องกับความเป็นจริง โดยกำหนดประสิทธิภาพให้เท่ากับ 80 % เพราะฉะนั้น กำลังเอาท์พุทจะเท่ากับ 32 W และทำการเปลี่ยนแปลงของ วงจรคุณสมบัติที่ต้องการ คือ เปลี่ยนระดับแรงดันเอาท์พุทเป็น -15 โวลต์ กระแสเอาท์พุทสูงสุดเท่ากับ 2.1 A (ที่สภาวะนี้ คุณสมบัติของวงจรอยู่ในเงื่อนไขที่ยอมรับได้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้กำหนด นำไปออกแบบวงจรขยายความแตกต่างได้ดัง
 ในบทที่ 3 แสดงภาพวงจรที่ใช้ในการทดลองได้ดังนี้

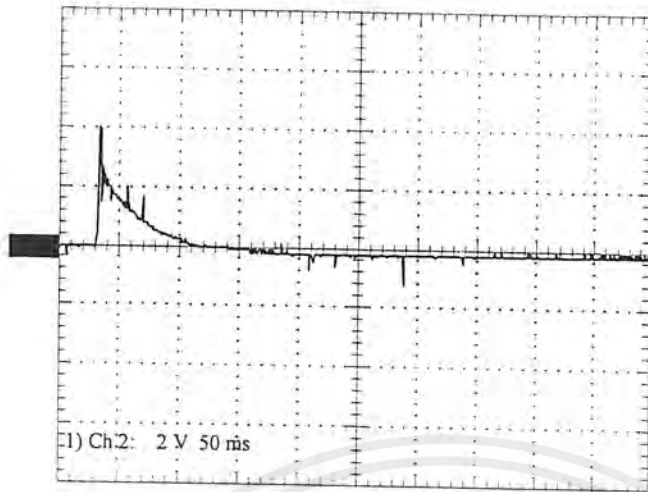


รูปที่ 4.3 แสดงภาพวงจรที่ใช้ในการทดลองควบคุมเสถียรภาพ

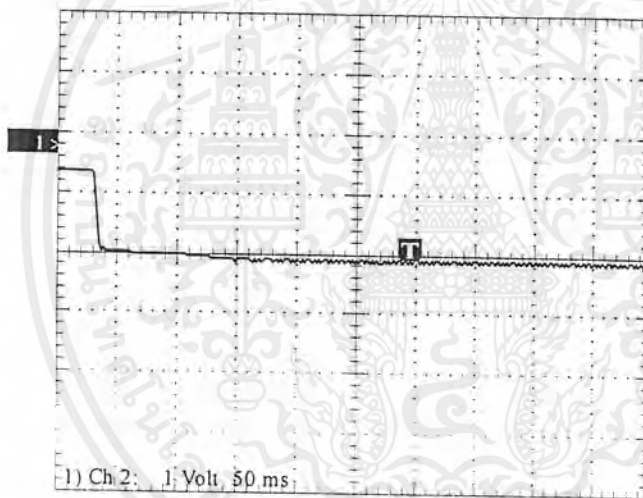
เสถียรภาพ และผลตอบสนองการทำงานของระบบจะสามารถสังเกตเห็นได้จากผลการ
 ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระอย่างทันทีทันใด โดยเราจะทำการทดลองดังต่อไปนี้

4.1.2 การทดลองและผลการทดลอง

1. การทดลองการเปลี่ยนแปลงภาระแบบระดับ (Step Load)
 ทำการทดลองเปลี่ยนแปลงกระแสภาระ จากที่ 25 % ไปเป็น 100 % ของค่ากระแสภาระ
 สูงสุด ในสภาวะแรงดันอินพุตปกติ 12 โวลต์ แล้วทำการวัดค่าแรงดัน และกระแสเอาต์พุตได้
 ผลการทดลองดังนี้



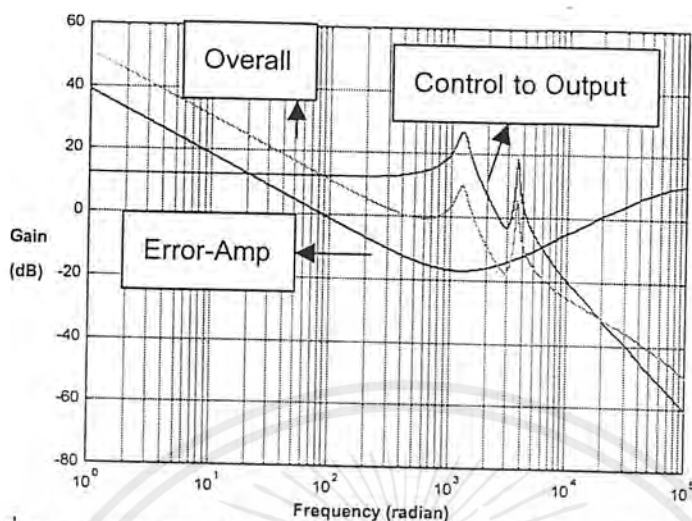
รูปที่ 4.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด



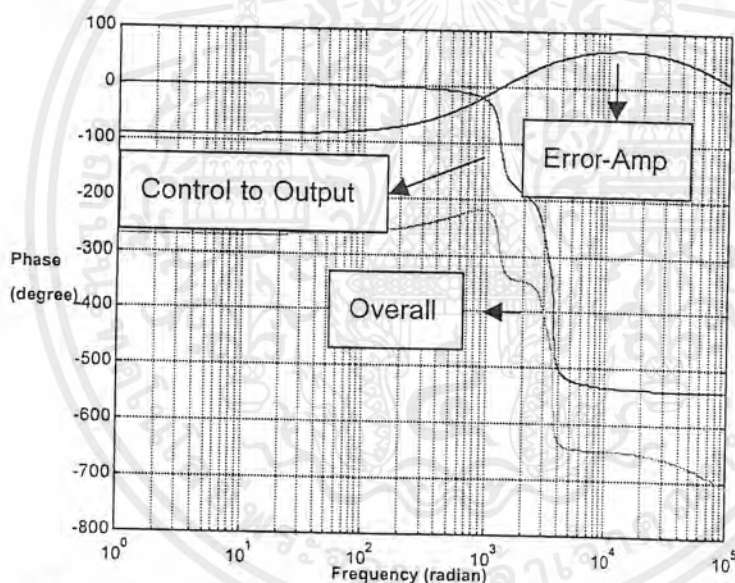
รูปที่ 4.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสภาระ 25% -100% ของกระแสภาระพิกัด จะเห็นได้ว่ามีช่วงเวลากการคืนตัว t_r ช้ามาก หลังจากเกิดการเปลี่ยนแปลงภาระไปแล้วถึง 450 ms แรงดันเอาต์พุตก็ยังไม่กลับสู่ค่าเดิมได้ และมีค่าแรงดันพุ่งเกิน เท่ากับ 4 โวลต์

ทำการทดลองปรับปรุงการชดเชยเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่เร็วขึ้น โดยการเพิ่มแบนด์วิธ และเปลี่ยนวงจรชดเชย โดยใช้วงจร 2 โพล 2 ซีโรที่มีแบนด์วิธกว้างขึ้น โดยสมมุติว่าแบบจำลองของวงจรแปลงผันที่ได้เป็นแบบจำลองที่ได้จากการประมาณ เพราะฉะนั้นการปรับปรุงผลตอบสนองให้ดีขึ้น ก็ต้องมาจากการทดลอง ซึ่งจากรูปที่ 4.6 จะเห็นว่ามีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ แต่จากการทดลองปรากฏว่ามีเสถียรภาพ ซึ่งจะแสดงในผลการทดลองต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



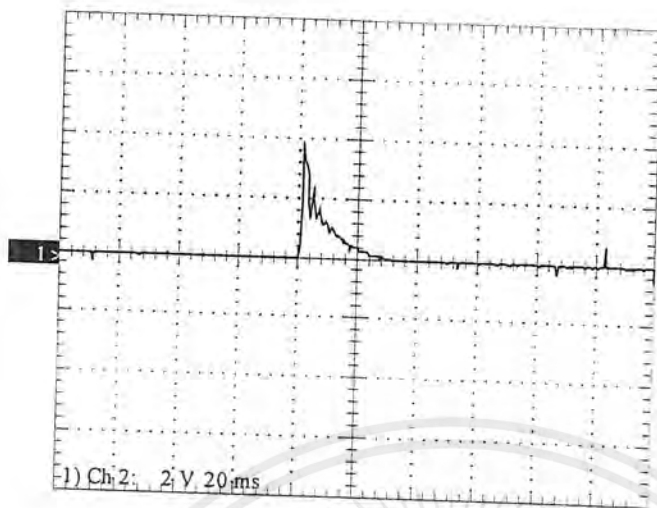
รูปที่ 4.6 แสดงกราฟอัตราขยายวงรอบต่อความถี่ที่นำมาเปรียบเทียบผลการทดลอง



รูปที่ 4.7 แสดงกราฟมุมเฟสเลื่อนต่อความถี่ที่นำมาเปรียบเทียบผลการทดลอง

ได้ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงภาวะแบบระดับดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุทของระบบที่นำมาเปรียบเทียบ

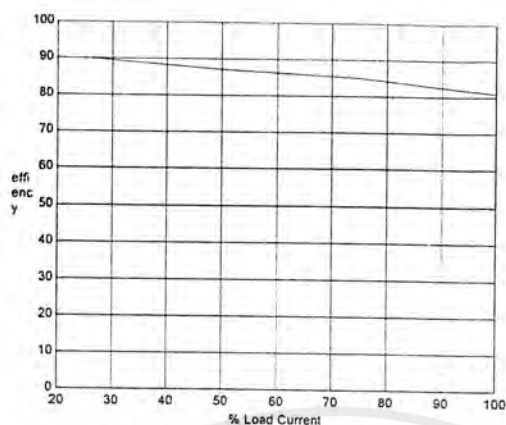
จะเห็นว่ามีความเร็วในการคืนตัว t_r เร็วขึ้นมาก ≈ 30 ms เท่านั้น และมีแรงดันพุ่งเกินเท่ากับ 4 โวลต์

สรุปผลการทดลองจากการเปรียบเทียบในทั้งสองกรณีจะได้ว่า หลังจากเกิดการเปลี่ยนแปลงของภาระแล้ว แรงดันอินพุทที่เปลี่ยนไปจะกลับมาสู่ค่าเดิมได้แสดงว่าระบบทั้งสองมีเสถียรภาพ แต่สำหรับระบบที่มีแบนด์วิธกว้างกว่า จะมีผลตอบสนองที่เร็วกว่า ระบบที่มีแบนด์วิธแคบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่มีลักษณะเป็นขั้นจะประกอบไปด้วยสัญญาณความถี่หลายๆความถี่ และระบบที่มีแบนด์วิธกว้างจะสามารถตอบสนองความถี่ได้มากกว่าจึงตอบสนองได้เร็วกว่า ส่วนค่าอัตราขยายวงเปิดที่ความถี่ต่ำของระบบจะเป็นตัวกำหนดความแม่นยำในการคงค่าและความเร็วในการตอบสนอง ส่วนค่าแรงดันพุ่งเกินจะไม่ขึ้นอยู่กับอัตราขยายวงรอบ แต่จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุท และค่าความต้านทาน ESR

2. การหาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน

หาประสิทธิภาพโดยทำการกำหนดแรงดันอินพุทเท่ากับ 12 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุทเท่ากับ 15 โวลต์ ปรับกระแสภาระและทำวัตรกระแสอินพุท จะได้กราฟประสิทธิภาพต่อเปอร์เซ็นต์กระแสภาระดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงค่าประสิทธิภาพต่อกระแสภาระของวงจรแปลงผัน

นอกจากนี้ ยังได้ทำการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงภาระแบบระดับที่แรงดันอินพุตค่า 10 – 14 โวลต์ ซึ่งจะเห็นว่าระบบยังคงมีเสถียรภาพ สรุปได้ว่าจากวงจรชุดเซย์ที่ได้ออกแบบมา ในบทที่ 3 นั้น จะทำให้ระบบมีเสถียรภาพได้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงปัญหาต่างๆที่พบในปริญญาณิพนธ์ รวมทั้งวิธีการและแนวทางในการแก้ไขปัญหา และสรุปผลของปริญญาณิพนธ์ที่ได้ทำขึ้น

5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

สามารถแยกปัญหาที่พบออกเป็นสองส่วนคือ ปัญหาที่พบในส่วนวงจรภาคกำลังและปัญหาที่พบในส่วนวงจรควบคุม รายละเอียดแสดงได้ดังนี้

5.1.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไขในส่วนวงจรภาคกำลัง

1. การทดลองเบื้องต้น เราพบปัญหาในวงจรขับมอสเฟตกำลัง เนื่องจากข้อจำกัดของไอซี NE 5560 ที่ให้แรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ ได้สูงสุด 7 โวลต์ และจากการทำงานของไอซี จะพบว่าจำเป็นต้องใช้สัญญาณจากขาอิมิตเตอร์ในการขับมอสเฟตกำลัง ทำให้จำเป็นต้องใช้ไอซี CMOS มาใช้ในวงจรขับ ซึ่งไอซีควบคุมในปัจจุบันนี้ จะมีภาคเอาต์พุตเป็นวงจรขับโดยเฉพาะ ซึ่งจะใช้งานง่ายกว่า

2. การสูญเสียในวงจรแปลงผันจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ในวงจร เนื่องจากวงจรแปลงผันแบบซุกมีตัวเหนี่ยวนำถึงสองตัวทำให้มีการสูญเสียที่อุปกรณ์แม่เหล็กมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีหม้อแปลงด้วย แนวทางแก้ไขคือ เทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำร่วม และการนำเอาอุปกรณ์ในวงจรแม่เหล็กมารวมกัน เป็นการลดความสูญเสียในแกน ทั้งยังมีข้อดีอื่นๆด้วย (ภาคผนวก)

3. วงจรไม่สามารถทำงานได้ตามต้องการ เนื่องจากไม่ได้ออกแบบวงจรแปลงผันเพื่อกำลังสูญเสียไว้ ซึ่งการออกแบบวงจรต้องกำหนดประสิทธิภาพของวงจรไว้ก่อน รวมทั้งการออกแบบและการเลือกใช้อุปกรณ์ จำเป็นต้องกำหนดให้การสูญเสียในแต่ละตัวอุปกรณ์มีกำลังสูญเสียไม่เกินที่กำหนด เช่น การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ การเลือกใช้สวิตช์

4. การที่วงจรขยายความแตกต่างไม่สามารถทำงานได้ เนื่องจากค่าความต้านทานที่วงจรขยายมีค่ามากเกินไป โดยในตอนแรกได้กำหนดค่าความต้านทาน R_1 เท่ากับ 10,000 Ω ทำให้ได้ค่า R_2 เท่ากับ 1 M Ω ซึ่งปรากฏว่า วงจรไม่สามารถทำงานได้เหมือนกับว่าวงจรเปิดอยู่ แก้ไขโดยการเปลี่ยนค่า R_1 เท่ากับ 1,000 Ω จะได้ค่า R_2 เท่ากับ 100,000 Ω ปรากฏว่าวงจรทำงานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไขในส่วนวงจรควบคุม

1. การที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบซุกเป็นลบ ทำให้ต้องมีการกลับค่าแรงดันให้เป็นบวกเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง สามารถทำได้โดยมีวิธีให้เลือกใช้คือ การใช้วงจรขยายแบบผกผัน หรือใช้ตัวเชื่อมต่อผ่านแสง (Opto-coupler) ซึ่งยังสามารถใช้ในการชดเชยได้อีกด้วย

2. จากแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบซุก ซึ่งเราพบว่ามิมูมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 540 องศา จากผลของซีโรที่อยู่ด้านขวาของระนาบ ซึ่งทำให้ไม่สามารถออกแบบวงจรให้มีแบนด์วิธกว้างได้ แนวทางในการแก้ไขคือ การออกแบบวงจรโดยคำนึงถึงแบบจำลองที่ได้ ว่าจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนอย่างไร ซึ่งจะขัดกับแนวทางในการปฏิบัติที่เราต้องออกแบบวงจรตามการใช้งาน และ อีกวิธีคือการใช้วงจรชดเชยที่สามารถยกระดับมิมูมเฟสได้สูง

5.2 แนวทางในการพัฒนา

การที่เราจะได้เห็นถึงข้อดีของวงจรแปลงผันแบบซุกจริงๆนั้น จะอยู่ที่การใช้เทคนิคตัวการพันเหนี่ยวนำร่วม และการพันร่วมกันของอุปกรณ์แม่เหล็ก ซึ่งจะทำให้เกิดการลดลงของการกระเพื่อมที่เอาต์พุต และการลดลงของการสูญเสียที่อุปกรณ์แม่เหล็ก รวมทั้งการควบคุมโดยโหมดควบคุมกระแสเพื่อให้ผลตอบสนองดีขึ้น ซึ่งจะเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

5.3 บทสรุป

ในปริิณยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงถึงทฤษฎี การออกแบบ และแนวทางในการสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์โดยใช้วงจรแปลงผันแบบซุกเป็นภาคกำลัง การหาแบบจำลองโดยวิธีการหาแบบจำลองเฉลี่ยสแตต-สเปซ และวิธีวงจรสมมูลการนิตกระแส โดยเพื่อต้องการที่จะทราบถึงข้อดีของ วงจรแปลงผันแบบซุก ซึ่งสามารถจะเข้าใจถึงความต้องการในอุดมคติของการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งต้องพยายามเอาชนะข้อเสียในด้านการควบคุมให้ได้ผลตอบสนองตามต้องการ

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์ ดร. ชรินทร์ บุญลักษณะนาคุณ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้ข้าพเจ้าได้ทำโครงการนี้ ขอขอบคุณ อาจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำ และช่วยแก้ไขปัญหาต่างๆ ขอขอบคุณพี่เบ๊ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือตลอดเวลาที่ทำโครงการนี้ ขอขอบคุณพี่อรรถที่กรุณาให้ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ให้ความรู้แก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอดเวลา 4 ปี ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ พ่อ และแม่ของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาส และความช่วยเหลือข้าพเจ้าตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

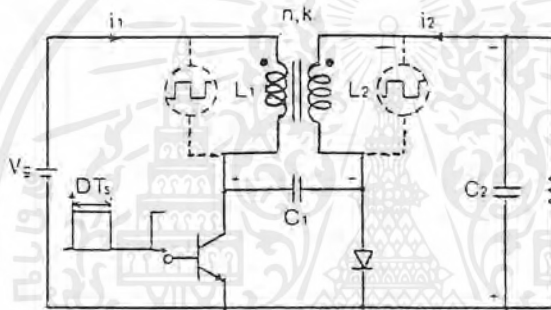
1. สุวัฒน์ ดัน , " สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย " , เอนเทลไทย , 245 หน้า , 2538
2. Abraham I.Pressman , "Switching power supply design" , McGraw-Hill , 540 p.,1991.
3. Marty Brown , "Power supply cookbook" ,Butterworth-Heinemann , 238 p., 1994.
4. Ned Mohan , Tore M.Undeland , William P.Roins , "Power electronics" , John Wiley & Sons , 667 p., 1989.
5. P.R.K. Chetty , "Switch-mode power supply design" , BPB Publications , 179 p., 1987.
6. Slobodan Cuk , "A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics" , IEEE Trans. on Magnetics , Vol. Mag-19 , No.2 , 1983 , pp 57-73
7. Slobodan Cuk , "Basics of switched-mode power conversion : topologise , magnetics and control" , 1981 , pp 265-313
8. Slobodan Cuk , "New magnetic structures for switching converters" , IEEE Trans. on Magnetics , Vol. Mag-19 , No.2 , 1983 , pp 75-83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

การพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกัน (Couple - Inductor Method)

การพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันมีจุดเริ่มต้นมาจาก เมื่อเราสังเกตรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะพบว่ามีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เป็นอัตราส่วน 1 : 1 ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นให้มีการนำตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 ตัว มาไว้รวมกันบนแกนเดียวกัน ดังแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 1 แสดงวงจรแปลงผันแบบซุกที่มีการพันตัวเหนี่ยวนำร่วม



รูปที่ 2 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

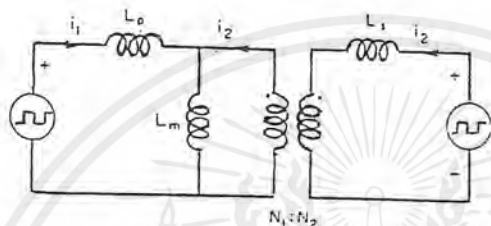
ซึ่งการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันนั้น จะมีลักษณะที่แตกต่างกับหม้อแปลงทั่วไป ก็คือ การที่มีกระแสไหลต่อเนื่องทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ ยิ่งกว่านั้น กระแสทุติยภูมิ จะไหลเข้าสู่ ดอต (dot terminal)

การเพิ่มการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันเข้ามาในวงจรแปลงผันแบบซุก ในครั้งแรก เป็นเพียงการนำตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 ขด มาพันร่วมกันและแต่ละขดยังคงมีค่าความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหนี่ยวนำเท่าเดิมและทำหน้าที่ของตัวเอง แต่จากการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบซุก ที่มี การพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันนี้ นอกจากจะมีการถ่ายเทพลังงานของตัวเก็บประจุ ระหว่างส่วนอินพุทและเอาต์พุทแล้ว ยังมีการถ่ายเทพลังงานระหว่างตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 ตัว เกิด ขึ้นพร้อมๆ กันด้วย ซึ่งอาจรู้สึกได้โดยสัญชาตญาณว่า จะทำให้เกิดการลดลงของกระแส กระเพื่อมได้ ซึ่งก็เกิดขึ้นจริงในกรณีนี้

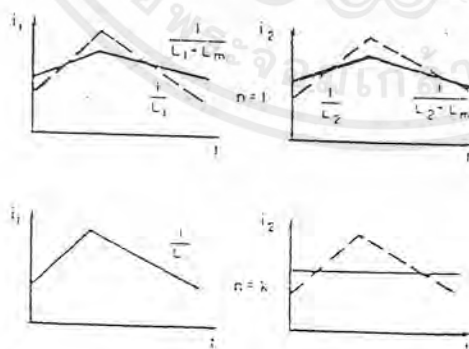
สาเหตุที่ทำให้กระแสกระเพื่อมลดลง สามารถวิเคราะห์ได้โดยง่ายตามรูป ดังนี้



รูปที่ 3 แสดง T-model ของการพันตัวเหนี่ยวนำร่วม

จากรูป เป็นรูปแสดงส่วนตัวเหนี่ยวนำที่พันร่วมบนแกนเดียวกัน ซึ่งประกอบด้วย ตัว เหนี่ยวนำรั่วไหล L_p และ L_s และตัวเหนี่ยวนำแมกนีไทซ์ซึ่ง L_m ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า กระแสแมกนีไทซ์ซึ่ง i_m จะเป็นผลรวมของกระแสปฐมภูมิกับกระแสที่ส่งผลมา จากทุติยภูมิ

ผลของการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกัน สามารถเกิดขึ้นได้ในหลายลักษณะ แต่ในที่นี้จะยกมากล่าวถึงแค่ 2 กรณี ซึ่งแสดงได้โดยรูป ดังนี้



รูปที่ 4 แสดงผลการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 1 การลดทอนกระแสกระเพื่อมแบบสมดุ

จากรูป ในกรณีที่ 1 สามารถอธิบายได้โดยสมการของการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบน

$$\text{แกนเดียวกัน เมื่อ } L_1 = L_2 \text{ (} n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = 1 \text{)}$$

ได้

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di_2}{dt} = \frac{V_s}{(1+k)L_2}$$

ซึ่งในกรณีที่ไม่มี การพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกัน ค่า $k = 0$ แต่เมื่อมีการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกัน ค่า k จะเข้าใกล้ 1 (tight coupling) กระแสกระเพื่อมจะลดลงครึ่งหนึ่ง อย่างไรก็ตาม กรณีที่ 1 นี้ เป็นกรณีที่ได้ประโยชน์จากการพันตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันน้อยที่สุด ยังมีกรณีอื่นที่น่าสนใจกว่านี้อยู่

กรณีที่ 2 การลดทอนกระแสกระเพื่อมลงเป็นศูนย์ แบบไม่สมดุ

การเปลี่ยนแปลงที่สัมพันธ์กันของ อัตราส่วนจำนวนรอบ (n) สัมพันธ์กับค่า k เป็นผลให้เกิดการย้ายของกระแสกระเพื่อมจากข้างหนึ่งสู่อีกข้างหนึ่ง เราเรียกกรณีนี้ว่าแมชชิงคอนดิชัน (matching condition)

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}, \quad k = \frac{L_m}{L_1 L_2}$$

สาเหตุที่เกิดการลดลงของกระแสกระเพื่อมลงเป็นศูนย์ที่กระแสต้านเอาท์พุทสามารถอธิบายได้ดังนี้

เราจะเห็นว่า แรงดันที่สวิตช์ด้านอินพุท V_s จะตกคร่อมแบบแบ่งแรงดันระหว่าง L_p กับ L_m แต่อย่างไรก็ตาม อัตราส่วนจำนวนรอบที่ $N_1 : N_2$ ที่เหมาะสม จะก่อให้เกิดการแปลงแรงดันขึ้น จากด้านปฐมภูมิไปยังด้านทุติยภูมิ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม L_s (ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านทุติยภูมิ) เป็นศูนย์ เนื่องจากเป็นเงื่อนไข $n = k$ นี้ เมื่อ $V_s = 0$, เป็นค่าที่จำกัด (finite value) จาก $V_1 = L \frac{di}{dt}$ จะทำให้เกิด $\frac{di}{dt} = 0$ เพราะฉะนั้น กระแสกระเพื่อมด้านทุติยภูมิจะถูกลดลงเป็นศูนย์

จากผลการทำตัวเหนี่ยวนำร่วมบนแกนเดียวกันทำให้เกิดการลดลงของกระแสกระเพื่อมที่ด้านเอาท์พุทนั้น มีความสำคัญในบางการใช้งาน ที่ต้องการลดกระแสกระเพื่อมให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยลงเท่าที่จะเป็นไปได้ เช่น งานเกี่ยวกับเครื่องขยายเสียง และแหล่งจ่ายไฟในเครื่องคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

โปรแกรมที่ใช้ในการออกแบบวงจรชดเชย

เป็นตัวอย่างโปรแกรมที่ใช้ช่วยในการออกแบบวงจรชดเชย และช่วยเราในการวาดกราฟ โบทพล็อตจากฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเขียนโดยโปรแกรมเมทแลปแสดงได้ดังนี้

สำหรับพล็อตกราฟมูมเฟส

```
C1 = 41.12e-6
C2 = 100e-6
L1 = 1.037e-3
L2 = 1.72e-3
D = 0.61
Vm = 5.6
Vg = 14
R = 136.36
A = [1./(C2.*L2.*(1-D)).*Vg./Vm (-D.*D.*D./C1./C2./L2./R./(1-D)./(1-D)-D.*D./C1./C2./L2./R./(1-D)).*Vg./Vm (D./C1./C2./L1./L2+(1-D)./C1./C2./L1./L2).*Vg./Vm]
B = [1 1./C2./R ((1-D).*(1-D)./C1./L1)+(1./C2./L2)+D.*D./C1./L2) (1-D).*(1-D)./C1./C2./L1./R+D.*D./C1./C2./L2./R (1-D).*(1-D)./C1./C2./L1./L2]
[z,p,k] = tf2zp(A,B)
w = logspace(0,5,5000);
[mli,pli]=bode(A,B,w);
% R2/(R1+R2) = 3.72/15 = GAIN_Rsen;
GAIN_Rsen = 3.72./15;
[mrs,prs]= bode(GAIN_Rsen,1,w);
semilogx(w,(pli)+(prs),'R');
hold on
fz1 = 200
fz2 = fz1
fp1=20000
fp2 = fp1
Gxo = -23
G1 = Gxo
A1 = 10.^(G1./20)
G2 = G1+20*log(fp2./fz1)
A2 = 10.^(G2./20)
R1 = 1000
cc1 = 1./(2.*pi.*R1.*fp1)
R3 = (1./(2.*pi.*fz2.*cc1))-R1
R2 = A1.*R3
cc2 = 1./(2.*pi.*R2.*fz2)
cc3 = cc2.*fz2./(fp2-fz2)
num1 = [R2.*cc2 1]
num = conv(((R1+R3).*cc1) 1),num1)
den1 =conv([R2.*R3.*(cc2.*cc3) R3.*(cc2+cc3)], [R1.*cc1 1])
den = conv([1 0],den1)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

[z,p,k] = tf2zp(num,den)
[mcp,pcp] = bode(num,den,w);
semilogx(w,(pcp))
hold on
semilogx(w,(pli)+(prs)+(pcp)-180,'g');
hold on
grid

```

สำหรับพล็อตกราฟอัตราขยาย

```

C1 = 41.12e-6
C2 = 100e-6
L1 = 1.037e-3
L2 = 1.72e-3
D = 0.61
Vm = 5.6
Vg = 14
R = 136.36
A = [1./(C2.*L2.*(1-D)).*Vg./Vm (-D.*D.*D./C1./C2./L2./R./(1-D)-/
(1-D)-D.*D./C1./C2./L2./R./(1-D)).*Vg./Vm (D./C1./C2./L1./L2+(1-
D)./C1./C2./L1./L2).*Vg./Vm]
B = [1 1./C2./R ((1-D).*(1-D)./C1./L1)+(1./C2./L2)+D.*D./C1./L2)
(1-D).*(1-D)./C1./C2./L1./R+D.*D./C1./C2./L2./R (1-D).*(1-
D)./C1./C2./L1./L2]
[z,p,k] = tf2zp(A,B)
w = logspace(0,5,5000);
[mli,pli]=bode(A,B,w);
% R2/(R1+R2) = 3.72/15 = GAIN_Rsen;
GAIN_Rsen = 3.72./15;
[mrs,prs]= bode(GAIN_Rsen,1,w);
semilogx(w,20*log10(mli)+20*log10(mrs),'R');
hold on
fz1 =200
fz2 = fz1
fp1 =20000
fp2 = fp1
Gxo = -23
G1 = Gxo
A1 = 10.^(G1./20)
G2 = G1+20*log(fp2./fz1)
A2 = 10.^(G2./20)
R1 = 1000
cc1 = 1./(2.*pi.*R1.*fp1)
R3 = (1./(2.*pi.*fz2.*cc1))-R1
R2 = A1.*R3
cc2 = 1./(2.*pi.*R2.*fz2)
cc3 = cc2.*fz2./(fp2-fz2)
num1 = [R2.*cc2 1]
num = conv([(R1+R3).*cc1 1],num1)
den1 =conv([R2.*R3.*(cc2.*cc3) R3.*(cc2+cc3)],[R1.*cc1 1])
den = conv([1 0],den1)
[z,p,k] = tf2zp(num,den)
[mcp,pcp] = bode(num,den,w);
semilogx(w,20*log10(mcp))
hold on
semilogx(w,20*log10(mli)+20*log10(mrs)+20*log10(mcp),'g');
hold on
grid

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้