

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์
(DC – DC CONVERTER)



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 36789
วัน, เดือน, ปี 29 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการได้มาซึ่งเอกสารฉบับนี้ให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์
(DC – DC CONVERTER)



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขา
วิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นางสาววรลักษณ์ สังขฤทธิ์
2. นางสาวรัญญา สุขวงศ์



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์สักรียา ชิตวงศ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

นางสาววรลักษณ์ สังขฤทธิ์

นางสาววรัญญา สุขวงศ์

อาจารย์ศักรียา ชิตวงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอการหาโมเดลต้นแบบของ Buck Converter ซึ่งควบคุมด้วยโหมดแรงดันและออกแบบฟังก์ชันการควบคุมสำหรับ Buck Converter ด้วยโมเดลแบบมอดูเลตความกว้างของพัลส์ เพื่อปรับค่าช่วงเวลานำกระแส โดยให้มีการควบคุมจาก 3 ส่วนด้วยกัน คือ แรงดันจากแหล่งจ่าย แรงดันเอาต์พุต และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแรงดันจากแหล่งจ่าย และกระแสของโหลด

DC – DC CONVERTER

MISS WORALUK SUNGKHARIT

MISS WARUNYA SOOKAWONG

MR. SAKREYA CHITWONG ADVISOR

1999

ABSTRACT

This thesis presents the converter model controlled the voltage load and designs the controlling function for the Buck converter with the PWM model for tuning up the duty cycle value.

This project is controlled by three parts consisted of the supply voltage, output voltage, and inductance voltage in order to eliminate noise from the supply voltage and the load current.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 เป้าหมาย	2
1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของคอนเวอร์เตอร์	
2.1 คอนเวอร์เตอร์	4
2.2 คอนเวอร์เตอร์ชนิด BUCK	5
2.2.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค	5
2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	12
2.3.1 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM)	12
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)	14
2.3.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	16
2.3.4 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	17
2.3.5 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	18
2.3.6 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ TD	19
2.3.7 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี	19
2.3.8 การวิเคราะห์ห้วงกั้นถ่ายโอนของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์	20
2.4 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)	21
2.4.1 คุณสมบัติของมอสเฟต	22
2.4.2 เพาเวอร์มอสเฟต	22
2.4.3 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	22
2.4.4 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	24
2.4.5 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)	24
2.4.6 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.7 วงจรขับมอเตอร์เฟดกำลัง	27
2.5 ไดโอดกำลัง (Power Diode)	28
2.5.1 คุณสมบัติของไดโอด	28
2.5.2 คุณสมบัติการฟื้นตัวย้อนกลับ	29
2.5.3 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	29
2.5.4 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุทราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	29
2.6 Sample and Hold	31
บทที่ 3 หลักการของระบบ	
3.1 ทฤษฎีและหลักการของระบบที่นำเสนอ	34
3.2 Function Control Law ของ Buck Converter	35
3.3 วิธีการแยกส่วนความถี่ต่ำของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	39
3.4 วิธีตรวจจับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	41
บทที่ 4 การออกแบบ	
4.1 การจำลองสัญญาณเพื่อทำการทดลอง	44
4.2 การออกแบบในส่วนการแยกส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	45
4.3 ส่วนของภาคกำลัง	55
บทที่ 5 สรุป	60
กิตติกรรมประกาศ	61
หนังสืออ้างอิง	62

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 2.1	วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค	5
รูปที่ 2.2	วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค	6
รูปที่ 2.3	วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่	13
รูปที่ 2.4	วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้	14
รูปที่ 2.5	แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	15
รูปที่ 2.6	แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณ	16
รูปที่ 2.7	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	17
รูปที่ 2.8	แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	17
รูปที่ 2.9	แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	18
รูปที่ 2.10	แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494	19
รูปที่ 2.11	รูปคลื่นสัญญาณ PWM	20
รูปที่ 2.12	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน	23
รูปที่ 2.13	แสดงตัวเก็บประจุแฟลชที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	24
รูปที่ 2.14	แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้น้ำกระแส	25
รูปที่ 2.15	แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	25
รูปที่ 2.16	(ก) แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ข) ผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟต	26
รูปที่ 2.17	วงจรขับมอสเฟตกำลัง	28
รูปที่ 2.18	(ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์รีคัพเวอร์ไดโอด (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอัลตราฟาสต์รีคัพเวอร์ไดโอด	30

รูปที่ 2.19	วงจร Sample & hold	31
รูปที่ 2.20	แสดงการสุ่มสัญญาณ	33
รูปที่ 2.21	Sample & Hold	33
รูปที่ 3.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์	35
รูปที่ 3.2	(ก) แสดง Buck converter topology (ข) Low frequency average model	36
รูปที่ 3.3	แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันควบคุม	39
รูปที่ 3.4	แสดงวงจรการแยกส่วนความถี่ต่ำของส่วนตัวเหนี่ยวนำ	41
รูปที่ 3.5	แสดงรูปคลื่นของวงจรตามรูปที่ 3.4	42
รูปที่ 4.1	แสดงสัญญาณที่นำมารวมกัน	45
รูปที่ 4.2	แสดงวงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส (V-I)	46
รูปที่ 4.3	แสดงวงจรกำเนิดพัลส์	47
รูปที่ 4.4	แสดงวงจร pulse shift	48
รูปที่ 4.4.1	(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณพัลส์และพัลส์ที่ถูก shift	49
รูปที่ 4.5	แสดงรูปวงจร Sampling and Hold	49
รูปที่ 4.5.1	แสดงผลจากวงจร Sampling and Hold	50
รูปที่ 4.6	แสดงวงจรบวก	50
รูปที่ 4.7	ตัวหาร AD534	51
รูปที่ 4.7.1	(ก) และ (ข) แสดงตัวอย่างผลที่ได้จากการนำสัญญาณมาหารกันโดยใช้ตัวหาร AD534	52
รูปที่ 4.8	แสดงวงจร PWM	52
รูปที่ 4.8.1	(ก) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 1 v (ข) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 2.4 v (ค) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 2.8 v (ง) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 3.4 v	54
รูปที่ 4.9	แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	55
รูปที่ 4.9.1	(ก) (ข) และ (ค) แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตเทียบกับสัญญาณจาก PWM ที่แรงดันอินพุตต่าง ๆ	56
รูป 4.10	(ก) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 15$ โวลต์ (ข) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 12$ โวลต์	

(ค) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 11$ โวลต์	58
รูปที่ 4.11 แสดงวงจรรวมทั้งระบบ	59



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิง (Switching Power Supply) นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในเครื่องจักรอุตสาหกรรม เครื่องใช้ไฟฟ้า อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และ คอมพิวเตอร์ เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบนี้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และ ประสิทธิภาพดีกว่า แหล่งจ่ายกำลังชนิดเชิงเส้นแบบเก่าเป็นอย่างมาก

แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิง ประกอบด้วยสองส่วนสำคัญ คือ คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันกระแสตรงระดับหนึ่งไปเป็นแรงดันกระแสตรงอีกระดับหนึ่งที่ต้องการ และ ตัวควบคุม (Controller) ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ให้คงที่ ปัญหาที่เกิดขึ้นในแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิง คือ ที่กระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยตัวควบคุมจะต้องใช้เวลาระยะหนึ่งเพื่อปรับแรงดันเอาต์พุตให้คืนสู่ค่าปกติ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันในระหว่างเวลานี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของโหลดบางประเภท เช่น ซีพียู ซีพียู เป็นต้น ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมให้สามารถตอบสนองต่อโหลดได้อย่างรวดเร็ว จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิงการออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสมสำหรับคอนเวอร์เตอร์นั้น จำเป็นต้องอาศัยโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่มีความถูกต้องแม่นยำ

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการแปลงแรงดันดีซีเป็นดีซี
2. ศึกษาเทคนิคการควบคุมในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
3. พัฒนา ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ชนิดบัค (Buck)

1.3 เป้าหมาย

สร้าง คิซึ-คิซึ คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ชนิดบัค (Buck) จนสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้

1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอทฤษฎีและการสร้าง คิซึ-คิซึ คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ชนิด Buck ที่ควบคุมด้วยโหมคแรงดัน ชนิดความถี่คงที่ ใช้หลักการของ การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation :PWM) เพื่อใช้ในการควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ โดยปริญญานิพนธ์เล่มนี้ ประกอบด้วยเนื้อหา 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ

ประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และ เป้าหมายของปริญญานิพนธ์ ขอบเขตของการทำปริญญานิพนธ์ และ เนื้อหาโดยสรุปที่เสนอในแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของคอนเวอร์เตอร์

ประกอบด้วยทฤษฎีพื้นฐานและหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค แบบควบคุมด้วยโหมคความดัน และ ส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบ

บทที่ 3 หลักการของระบบ

บทนี้จะกล่าวถึงการคำนวณและการสร้างในแต่ละวงจรที่เป็นส่วนประกอบของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีสองส่วนที่สำคัญ คือ ส่วนภาคกำลัง และ ส่วนภาคคอนโทรล

บทที่ 4 การออกแบบ

แสดงการทำงานของวงจรทั้งหมดในระบบ

บทที่ 5 บทวิจารณ์ และสรุป

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการของคอนเวอร์เตอร์

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงคงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย (Linear Power Supply) เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงขนาดในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ ทุกประเภท

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป

หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิวเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-2000 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่า

แรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของ แรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

2.1 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดัน คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวางวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่าง ๆ ขึ้นมามากมาย

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นหลักในตลาดอุตสาหกรรมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

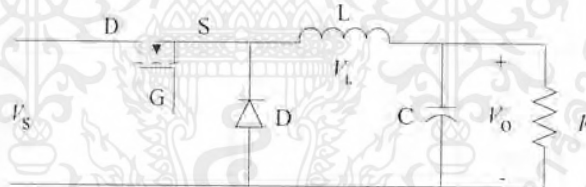
2.2 คอนเวอร์เตอร์ชนิด BUCK

การทำงานพอลิงเขป

รูปที่ 2.1 เป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค ซึ่งก็คือ เรกทูเลเตอร์ที่ผลิตแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_o) มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต (V_s) เสมอ เมื่อสวิตช์ปิดไดโอดทำงานในสภาวะป้อนกลับ ขดลวดมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและสะสมพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไว้ จนวงจรป้อนกลับตรวจสอบว่าแรงดันขาออกถึงระดับที่ตั้งไว้ วงจรควบคุมจึงจะสั่งให้เปิดสวิตช์เส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดขยุบตัวและยังคงรักษาระแสให้ไหลไปยังโหลดเช่นเดิม แต่จะกลับทิศทางการไหลไปไบแอสให้ไดโอดนำกระแสทำให้การทำงานครบวงจร ในทางทฤษฎีเราถือว่าแรงดันเอาต์พุตเรียบมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงเป็นค่าคงที่และจากสมการกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

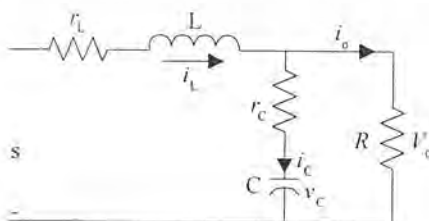
จึงได้ว่าไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ เพราะฉะนั้นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวดก็เป็นกระแสเดียวกันกับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลด ทำให้แรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าอินพุตเสมอ



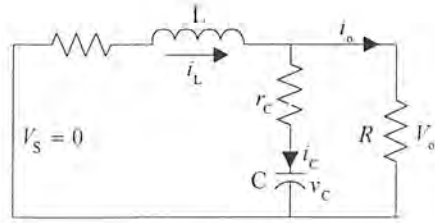
รูปที่ 2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค

2.2.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค

เขียนวงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัค ดังรูปที่ 2.2



(ก) สภาวะปิด



(ข) สภาวะเปิด

รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์ชนิดบัก

กรณีสเฟดนำกระแสหรือสวิตช์ปิด (dT_s)

พิจารณารูปที่ 2.2(ก) กำหนดตัวแปรสแตต

ให้ X_1 คือกระแสไหลผ่านตัวนำ (i_L) และ X_2 คือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C)

ใช้กฎ KVL ที่ลูปที่ 1

$$\begin{aligned} -V_s + v_L + v_C + V_o &= 0 & \text{โดยที่ } V_o &= (x_1 - C\dot{x}_2)R \\ -V_s + r_L x_1 + L\dot{x}_1 + (x_1 - C\dot{x}_2)R &= 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

ใช้กฎ KVL ที่ลูปที่ 2

$$\begin{aligned} -v_C + v_{r_C} + V_o &= 0 \\ -x_2 + Cr_C \dot{x}_2 + (x_1 - C\dot{x}_2)R &= 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

จากสมการ(2.2)

$$\begin{aligned} -x_2 + Cr_C \dot{x}_2 + Rx_1 - RC\dot{x}_2 &= 0 \\ -\dot{x}_2 (Cr_C + RC) - x_2 + Rx_1 &= 0 \\ \dot{x}_2 &= \frac{Rx_1 - x_2}{C(r_C + R)} = \frac{R}{C(r_C + R)} x_1 - \frac{1}{C(r_C + R)} x_2 \end{aligned}$$

แทน $\dot{x}_2$ สมการ(1)

$$\begin{aligned} -V_s + r_L x_1 + L\dot{x}_1 + Rx_1 - RC \left(\frac{Rx_1 - x_2}{C(r_C + R)} \right) &= 0 \\ -V_s + r_L x_1 + L\dot{x}_1 + Rx_1 - \frac{RCRx_1}{C(r_C + R)} - \frac{RCx_2}{C(r_C + R)} &= 0 \\ L\dot{x}_1 &= \left\{ \frac{R^2 C}{C(r_C + R)} - r_L - R \right\} x_1 - \frac{RCx_2}{C(r_C + R)} + V_s \\ &= \frac{(R^2 C - r_L(Cr_C + RC) - R(Cr_C + RC))}{C(r_C + R)} x_1 - \frac{RC}{C(r_C + R)} x_2 + V_s \\ \dot{x}_1 &= \frac{(R^2 - r_L r_C + R) - R(r_C + R)}{L(r_C + R)} x_1 - \frac{R}{L(r_C + R)} x_2 + \frac{V_s}{L} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{(R^2 - r_L r_C + R r_L - R r_C + R^2)}{L(r_C + R)} x_1 - \frac{R}{L(r_C + R)} x_2 + \frac{V_s}{L} \\
&= \frac{-(R r_C + R r_L + r_L r_C)}{L(r_C + R)} x_1 - \frac{R}{L(r_C + R)} x_2 + \frac{V_s}{L}
\end{aligned} \quad (2.3)$$

จากสมการ(2.2) และ (2.3) เขียนในเทอมเมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R r_C + R r_L + r_L r_C)}{L(r_C + R)} & \frac{-R}{L(r_C + R)} \\ \frac{R}{C(r_C + R)} & \frac{1}{C(r_C + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2.4)$$

นั่นคือ

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R r_C + R r_L + r_L r_C)}{L(r_C + R)} & \frac{-R}{L(r_C + R)} \\ \frac{R}{C(r_C + R)} & \frac{1}{C(r_C + R)} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

และ

$$B_1 \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

กรณีมอเตอร์หยุดกระแสหรือสวิตช์เปิด $[(1-d)T_s]$

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 (ข) สมการสเตตของวงจรเหมือนกับกรณีสวิตช์ปิด โดยกำหนดให้ $V_s = 0$

ดังนั้น

$$A_2 = A_1 \quad (2.6)$$

และ

$$B_2 = 0 \quad (2.7)$$

จะได้แรงดันเอาต์พุตทั้งสองสเตต คือ

$$v_o = R(x_1 - C\dot{x}_2)$$

แทน $\dot{x}_2$ จากสมการ(2.2)

$$\begin{aligned}
V_o &= R x_1 - R C \left[\frac{R}{C(r_C + R)} x_1 - \frac{1}{C(r_C + R)} x_2 \right] \\
&= R x_1 - \frac{R^2}{(r_C + R)} x_1 + \frac{R}{(r_C + R)} x_2 \\
&= \begin{bmatrix} \frac{R r_C}{(r_C + R)} & \frac{R}{(r_C + R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.8)$$

ดังนั้น

$$V_o = C_1 X \quad \text{ช่วงสวิตช์ปิด } (dT_s)$$

$$V_o = C_2 X \quad \text{ช่วงสวิตช์เปิด } [(1+d)T_s]$$

นั่นคือ

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(r_c + R)} & \frac{R}{(r_c + R)} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

จะได้เมตริกซ์เฉลี่ยและเวกเตอร์

$$\begin{aligned} \text{จาก} \quad A &= A_1 d + A_2 (1-d) \quad \text{เมื่อ } A_1 = A_2 \\ &= A_1 d + A_1 - A_1 d = A_1 \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \text{และจาก} \quad B &= B_1 d + B_2 (1-d) \quad \text{เมื่อ } B_2 = 0 \\ &= B_1 d \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \text{และจาก} \quad C &= C_1 d + C_2 (1-d) \quad \text{เมื่อ } C_1 = C_2 \\ C_1 d + C_1 - C_1 d &= C_1 \end{aligned} \quad (2.12)$$

ทำการลดรูปแบบจำลองในทางปฏิบัติ

$$R \gg (r_c + r_L) \quad (2.13)$$

ดังนั้น จากสมการ(5)

$$A = A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(r_c + r_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

จากสมการ(2.9)

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} r_c & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

และ

$$B_1 = B_1 d = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (2.16)$$

จากสมการ(2.14)

$$\begin{aligned} A^{-1} &= \frac{\begin{bmatrix} \frac{-1}{RC} & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & \frac{-(r_c + r_L)}{L} \end{bmatrix}}{\frac{(r_c + r_L)}{RLC} + \frac{1}{LC}} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC} & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & \frac{-(r_c + r_L)}{L} \end{bmatrix} \left[\frac{LC}{1 + \frac{(r_c + r_L)}{R}} \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

แทนสมการ(2.14) ถึง (2.17) ใน $\frac{V_o}{V_s} = -CA^{-1}B$ จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{V_o}{V_s} &= -\begin{bmatrix} r_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC} & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & -\frac{(r_c+r_L)}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} LC \\ 1+\frac{(r_c+r_L)}{R} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \\
 &= -\frac{LC}{\left[1+\frac{(r_c+r_L)}{R}\right]} \left[\left(-\frac{r_c}{RC} - \frac{1}{C} \right) \left(\frac{r_c}{L} - \frac{(r_c+r_L)}{L} \right) \right] \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \\
 &= -\frac{LC}{\left[1+\frac{(r_c+r_L)}{R}\right]} \left[-\frac{r_c}{RLC} - \frac{1}{LC} \right] d \\
 &= -\frac{LC}{\left[1+\frac{(r_c+r_L)}{R}\right]} \frac{1}{LC} \left(-\frac{r_c}{R} - 1 \right) d \\
 &= -\frac{1}{\frac{R+(r_c+r_L)}{R}} \frac{(-R-r_c)}{R} d \quad \text{เมื่อ } R \gg (r_c+r_L) \\
 &\approx d \\
 \frac{V_o}{V_s} &\approx d
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

ทำนองเดียวกัน แทนสมการ(2.14) ถึง (2.17) ใน

$$\begin{aligned}
 T_p(s) &= \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \\
 &= C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_s] + (C_1 - C_2)X \tag{2.19}
 \end{aligned}$$

คำนวณหา

$$\begin{aligned}
 [sI - A] &= s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{(r_c+r_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{s+(r_c+r_L)}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s+\frac{1}{RC} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [sI - A]^{-1} &= \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{(r_c + r_l)}{L} \end{bmatrix}}{-\left[s + \frac{(r_c + r_l)}{R}\right]\left[s + \frac{1}{RC}\right] + \frac{1}{LC}} \\
 &= \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{(r_c + r_l)}{L} \end{bmatrix}}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_l)}{L} + \frac{1}{RC}\right] s + \frac{(r_c + r_l)}{RLC} + \frac{1}{LC}}
 \end{aligned}$$

เมื่อ

$$R \gg (r_c + r_l)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{(r_c + r_l)}{L} \end{bmatrix}}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_l)}{L} + \frac{1}{RC}\right] s + \frac{1}{LC}} \\
 T_p(s) &= \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{(r_c + r_l)}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_s}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_l)}{L} + \frac{1}{RC}\right] s + \frac{1}{LC}} \\
 &= \frac{\begin{bmatrix} r_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(s + \frac{1}{RC}\right) \frac{1}{L} \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} V_s}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_l)}{L} + \frac{1}{RC}\right] s + \frac{1}{LC}} \\
 &= \frac{r_c \left(s + \frac{1}{RC}\right) \frac{1}{L} + \frac{1}{LC}}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_l)}{L} + \frac{1}{RC}\right] s + \frac{1}{LC}} V_s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{sr_c RC + r_c}{RLC} + \frac{1}{LC}}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_L)}{L} + \frac{1}{RC} \right] s + \frac{1}{LC}} V_s \\
&= \frac{\frac{sr_c RC + r_c + R}{RLC}}{s^2 \left[\frac{(r_c + r_L)}{L} + \frac{1}{RC} \right] s + \frac{1}{LC}} V_s
\end{aligned}$$

เมื่อ $R \gg (r_c + r_L)$ นั่นคือ $sr_c RC + r_c + R \approx sr_c RC + R \approx (sr_c C + 1)R$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{sr_c C + 1}{LC}}{s^2 \left[\frac{1}{RC} + \frac{(r_c + r_L)}{L} \right] s + \frac{1}{LC}} V_s
\end{aligned}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน

$$T_p(s) = V_s \frac{1 + r_c Cs}{LC \left(s^2 \left[\frac{1}{RC} + \frac{(r_c + r_L)}{L} \right] s + \frac{1}{LC} \right)} \quad (2.20)$$

เทียบตัวส่วนของสมการ(2.19) กับ $s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2$ จะได้

$$\begin{aligned}
\omega_o^2 &= \frac{1}{LC} \\
\omega_o &= \frac{1}{\sqrt{LC}}
\end{aligned} \quad (2.21)$$

และ

$$\begin{aligned}
2\zeta\omega_o &= \frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L} \\
\zeta &= \frac{\frac{1}{RC} + \frac{r_c + r_L}{L}}{2\omega_o}
\end{aligned} \quad (2.22)$$

จากสมการ(2.20) เขียนฟังก์ชันถ่ายโอน $T_p(s)$ ของสเตตกำลังและตัวกรองที่เอาต์พุตใหม่ คือ

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = V_s \frac{r_c C \left(s + \frac{1}{r_c C} \right)}{LC \left(s^2 \left[\frac{1}{RC} + \frac{(r_c + r_L)}{L} \right] s + \frac{1}{LC} \right)}$$

$$\begin{aligned}
&= V_s \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \right)^2 \frac{\left(s + \frac{1}{r_c C} \right)}{\frac{1}{r_c C} \left(s^2 \left[\frac{1}{RC} + \frac{(r_c + r_L)}{L} \right] s + \frac{1}{LC} \right)} \\
&= V_s \frac{\omega_o^2}{\omega_z} \frac{(s + \omega_z)}{(s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2)}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

โดยที่

$$\omega_z = \frac{1}{r_c C} \tag{2.24}$$

ซึ่งก็คือ ซีโรที่เกิดจากความต้านทานอนุกรมสมมูล (Equivalent Series Resistance; ESR) ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจึงนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation; PWM) เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1 การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM)

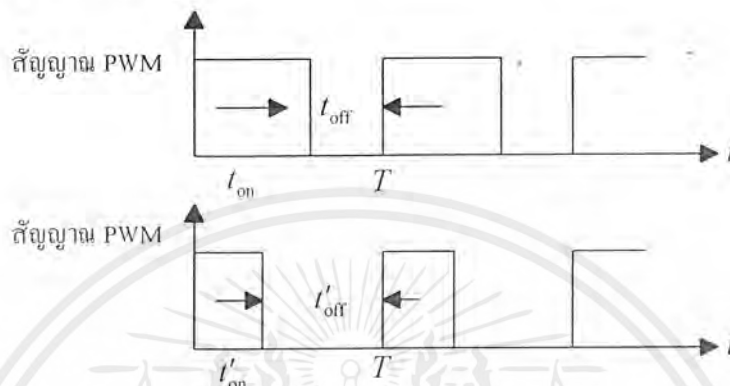
วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์

เทคนิคของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์เปิดและปิด(on/off)เพื่อป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตซ์เรียกว่า การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse-Width Modulation) หรือเรียกสั้นๆว่า PWM วัตถุประสงค์ของ PWM ก็คือแปรเปลี่ยนรอบทำงาน (duty cycle, d) นิยามของ d

$$d = t_{on} f_s = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \tag{2.25}$$

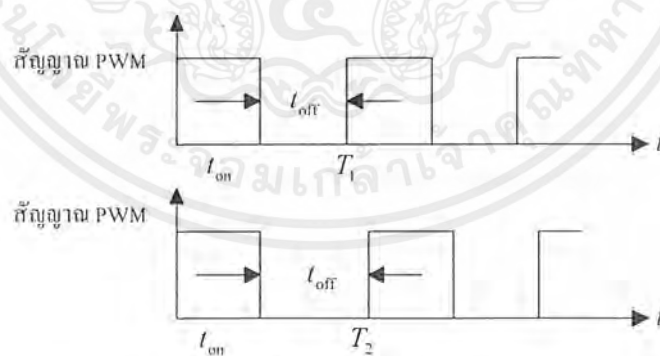
ปฏิกิริยาการแปรเปลี่ยนค่า d สามารถกระทำได้โดยการมอดูเลต t_{on} หรือ t_{off} หรือมอดูเลตทั้ง t_{on} และ t_{off} วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์มี 2 รูปแบบ

ก) ความถี่คงที่ (fixed frequency) โดยการเปลี่ยนแปลงทั้ง t_{on} และ t_{off} ในขณะที่ให้คาบเวลาสวิตช์คงที่ (ความถี่คงที่) ดังรูปที่ 2.3

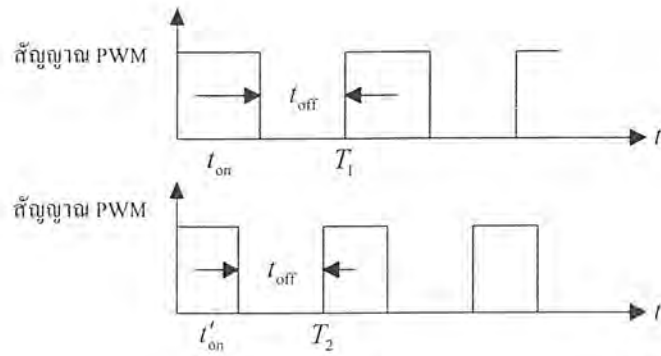


รูปที่ 2.3 วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่

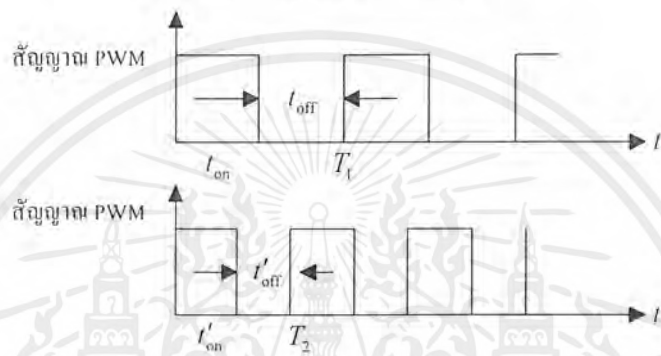
- ข) ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ (variable frequency) สามารถกระทำได้โดย
- กำหนดให้ t_{on} คงที่ และแปรเปลี่ยน t_{off} ดังรูปที่ 2.4(ก)
 - กำหนดให้ t_{off} คงที่ และแปรเปลี่ยน t_{on} ดังรูปที่ 2.4(ข)
 - แปรเปลี่ยนทั้ง t_{off} และ t_{on} ดังรูปที่ 2.4(ค)



(ก) t_{on} คงที่ แปรเปลี่ยน t_{off}



(ข) t_{off} คงที่ เปลี่ยน t_{on}



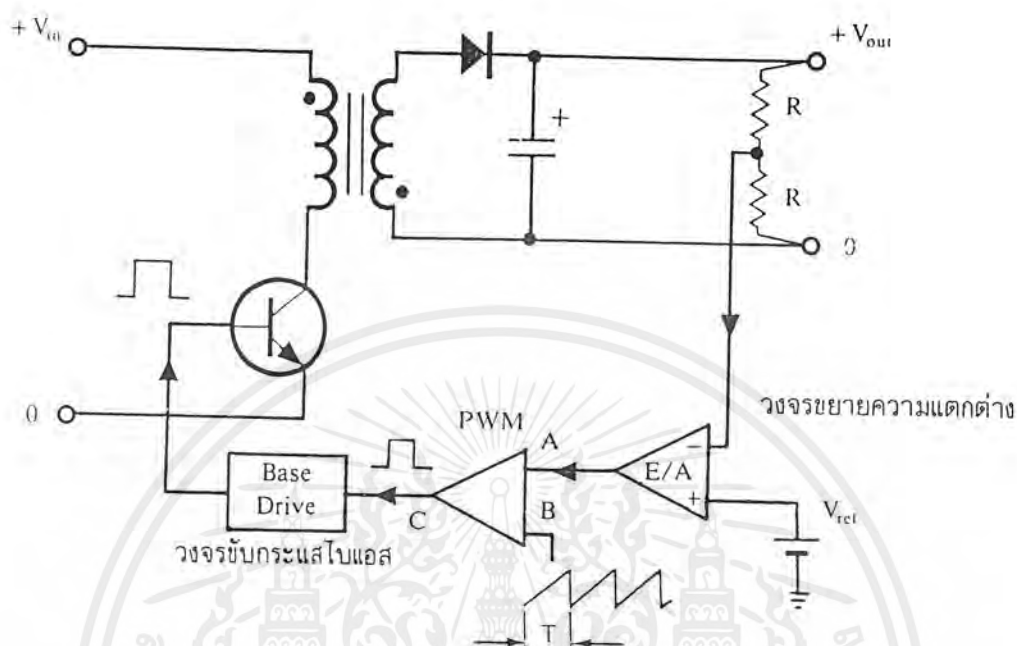
(ค) เปลี่ยนทั้ง t_{off} และ t_{on}

รูปที่ 2.4 วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้

ปัญหาของวิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่เปลี่ยนแปลงได้คือ ไม่สามารถทราบการรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (ElectroMagnetic Interference, EMI) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ดังกล่าว รูปแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ที่ได้รับความนิยมส่วนใหญ่นั้นก็คือ วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่ซึ่งทำให้สะดวกในการออกแบบวงจรกรอง EMI ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงมีการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเพื่อความสะดวกและเสถียรภาพสำหรับการใช้งาน ดังนั้นโครงงานที่จะนำเสนอต่อไปนี้ได้เลือกใช้วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบความถี่คงที่ โดยใช้ไอซีเบอร์ TL494 ของบริษัทโมโตโรลา

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้อาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันเอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันเป็นดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

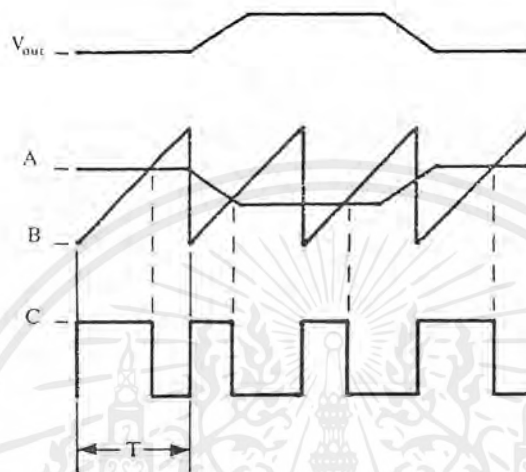
จากรูป 2.5 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM ด้วยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความยาวคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผล มอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง (Inverting) ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

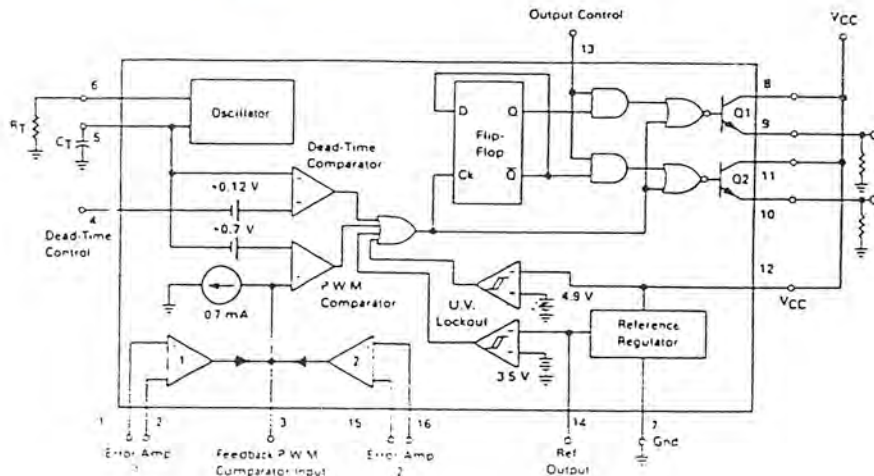
PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.6 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูป 2.5

2.3.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 2.7 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

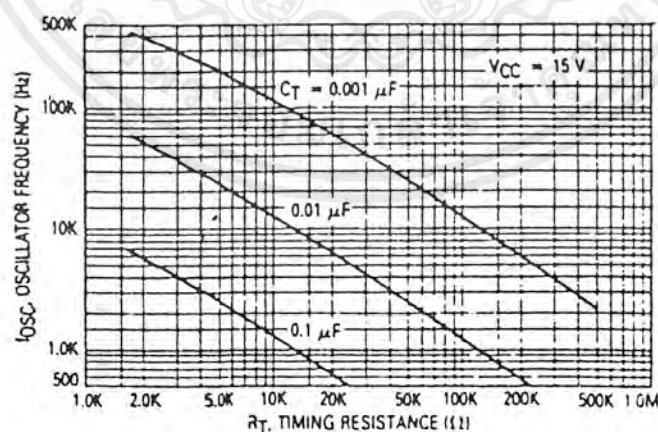


รูปที่ 2.7 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

2.3.4 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงาน กำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$

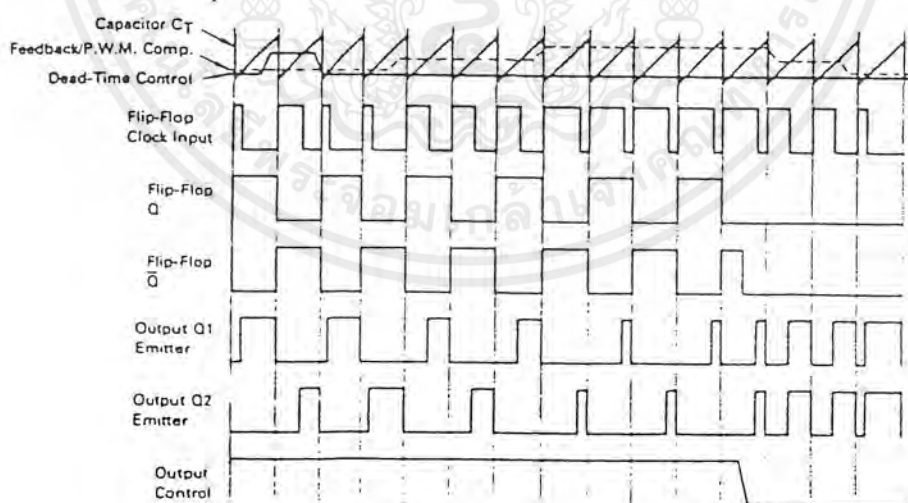


รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

2.3.5 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ ตัวเปรียบเทียบส่วน NOR เกท ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรขยายความแตกต่าง ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{CC} - 2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจ จับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตใน ลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM ตัวเปรียบเทียบ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรขยายความแตกต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้าง เอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



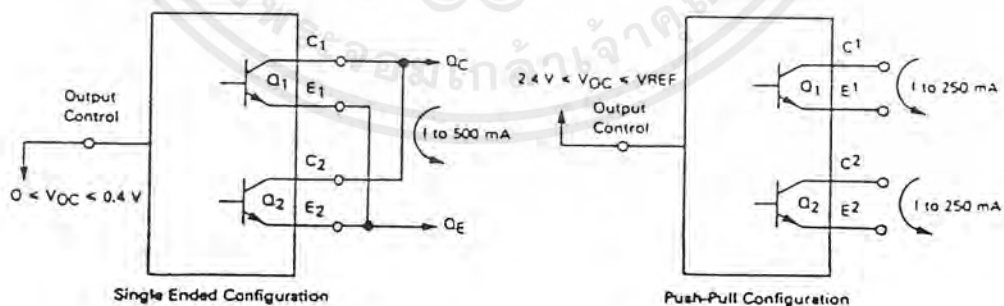
รูปที่ 2.9 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

2.3.6 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ TD

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้งานกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

2.3.7 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่ C_T คิซาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้น้ำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลาน้ำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

2.3.8 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์

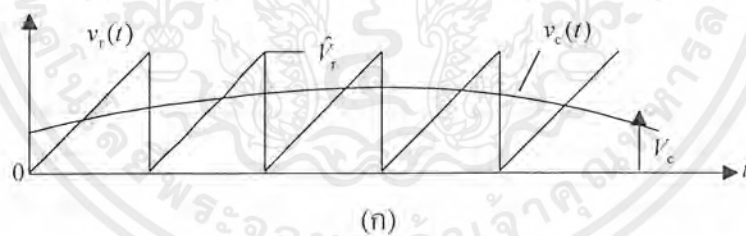
การสร้าง PWM โดยนำแรงดันควบคุม $v_c(t)$ ซึ่งก็คือ เอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณควบคุมมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นฟันเลื่อย (sawtooth) $v_r(t)$ ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่สวิตช์ f_s ดังรูป 2.11(ก) สามารถกำเนิด f_s เท่ากับ $\frac{1.1}{R_T C_T}$ แรงดันควบคุม $v_c(t)$ ประกอบด้วยองค์ประกอบดีซีและเอซีขนาดเล็กๆ นั่นคือ

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (2.26)$$

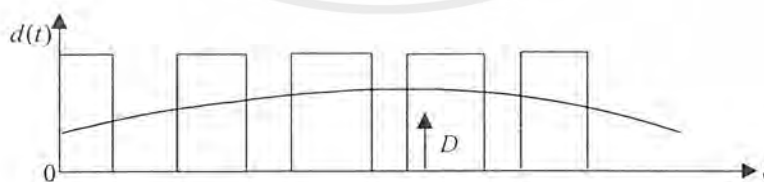
เมื่อ $v_c(t)$ มีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 0 และ $v_r(t)$ [ดูรูปที่ 2.11(ก)] ซึ่งมีลักษณะเป็นเอซีแบบไซน์-ซอว์ทึทความถี่ ω เมื่อ ω มีค่าต่ำกว่าความถี่สวิตช์มาก ๆ $\omega_s (\omega_s = 2\pi f_s)$ เขียนแรงดันควบคุมเฉพาะในส่วนของเอซีคือ

$$\tilde{v}_c(t) = a \sin(\omega t - \phi) \quad (2.27)$$

โดยที่ a คือแอมพลิจูด และ ϕ คือมุมเฟส



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.11 รูปคลื่นสัญญาณ PWM

จากรูปที่ 2.11(ข) อัตราส่วนการใช้งานสวิตช์ชั่วครู่ $d(t)$ คือ

$$\begin{aligned} d(t) &= 1 \quad \text{ถ้า} \quad v_c(t) \geq v_r(t) \\ &= 0 \quad \text{ถ้า} \quad v_c(t) < v_r(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

ทำนองเดียวกัน วิเคราะห์สัญญาณ PWM แบบไซน์ซอซด์ ด้วยอนุกรมฟูริเยร์

$$d(t) = \frac{V_c}{\hat{V}_r} + \frac{a}{\hat{V}_r} \sin(\omega t - \phi) + \text{องค์ประกอบความถี่สูงขึ้น} \quad (2.29)$$

องค์ประกอบความถี่สูงขึ้น ในแรงดันเอาต์พุต $v_o(t)$ เกิดจากองค์ประกอบความถี่สูงใน $d(t)$ จะถูกจำกัดออกไป เนื่องจากตัวกรองผ่านความถี่ต่ำที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นองค์ประกอบความถี่สูงในสมการ (2.29) สามารถตัดทิ้งได้ เขียนอัตราส่วนการใช้งาน $d(t)$ ในเทอมของค่าดีซีและเอซี ได้ดังนี้

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (2.30)$$

เปรียบเทียบสมการ (2.30) กับ (2.29) จะได้

$$D = \frac{V_c}{\hat{V}_r} \quad (2.31)$$

และ

$$\tilde{d}(t) = \frac{a}{\hat{V}_r} \sin(\omega t - \phi) \quad (2.32)$$

หารสมการ(2.32) ด้วย (2.27) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PWM คือ

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{a/\hat{V}_r}{a} = \frac{1}{\hat{V}_r} \quad (2.33)$$

จากสมการ(2.33) จะเห็นว่า ฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงทฤษฎีของ PWM ไม่มีการหน่วง แต่ในทางปฏิบัติจริง ๆ ผลตอบสนองมีการหน่วงเวลา ที่เกิดจากตัวเปรียบเทียบ

2.4 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

เป็นอุปกรณ์ประเภทใช้แรงดันในการควบคุม มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขั้วคือ ขั้วซอร์ส (Source: S) เดรน (Drain: D) และ เกท (Gate: G) แบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ มอสเฟตแบบดีพลีชัน (Depletion MOSFET) เรียกสั้น ๆ ว่า ดีมอสเฟต และ มอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET) หรือเรียกว่า อิมมอสเฟต แต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ แชนแนล n และ แชนแนล p

เนื่องจากมอสเฟตกำลังมีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (เป็นนาโนวินาที) จึงเหมาะกับการแปลงผันที่มีความถี่สูงและมีกำลังไฟฟ้าต่ำ

2.4.1 คุณสมบัติของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทใช้แรงดันในการควบคุมและมีอิมพีแดนซ์อินพุตสูงมาก ขั้วเกตจะดึงกระแสรั่วไหลต่ำมากแก่นาโนแอมป์และเราทราบว่า ทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance: g_m) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของ I_D ต่อแรงดันเกต (V_G) เป็นตัวกำหนดคุณลักษณะการถ่ายโอนของมอสเฟต

2.4.2 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์ เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมในปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ n-Channel และ p-Channel อย่างไรก็ตาม จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด n-Channel เท่านั้น

2.4.3 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต จะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ จำเป็นต้องนำกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับ

ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย โดย P_D มีค่าเท่ากับ

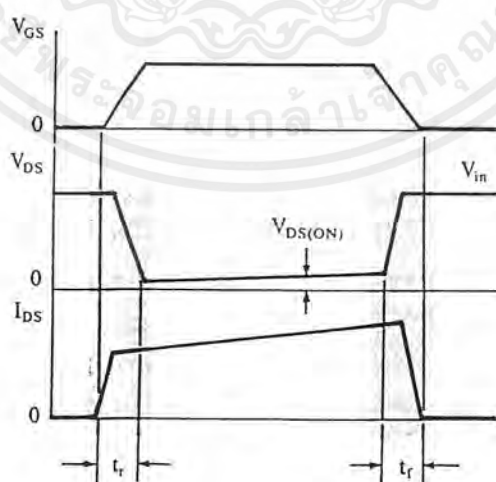
$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_C$$

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r}{T}$$

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_r}{T}$$

$$P_C = I_{Drms}^2 \times R_{DSon}(T_j) \quad (2.34)$$

เมื่อ	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(off)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	P_C	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{PK(on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{PK(off)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	I_{Drms}	คือ	ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
	$R_{DSon}(T_j)$	คือ	ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอบต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	T_r	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	T_f	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่เรากำลังจะดูจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

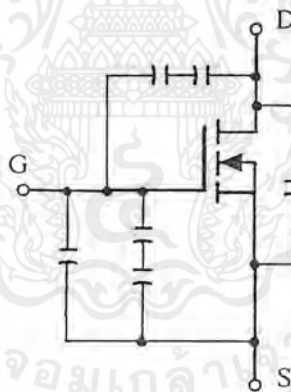
2.4.4 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเกรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดัน ดกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

2.4.5 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

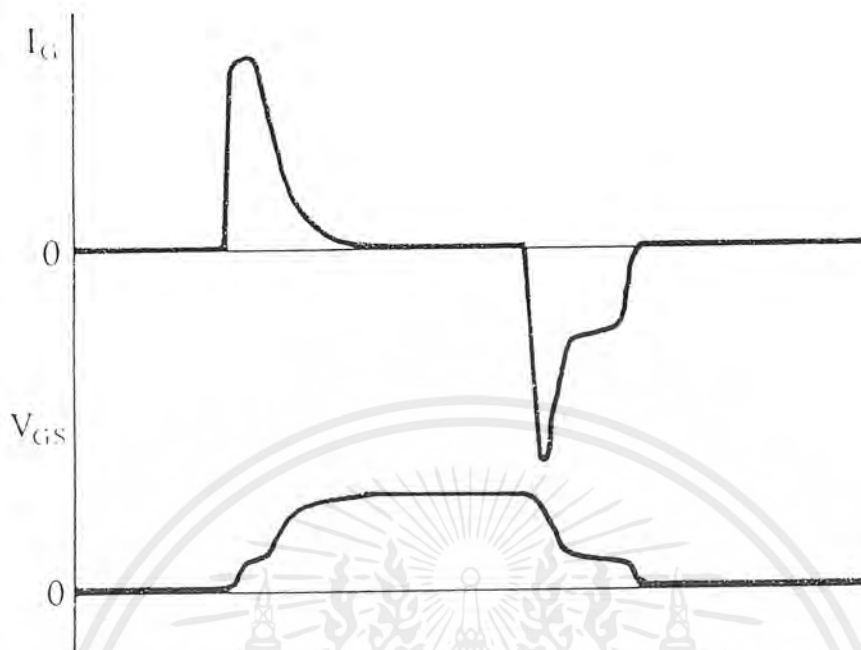
เนื่องจากลักษณะ โครงภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันดกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันดกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส

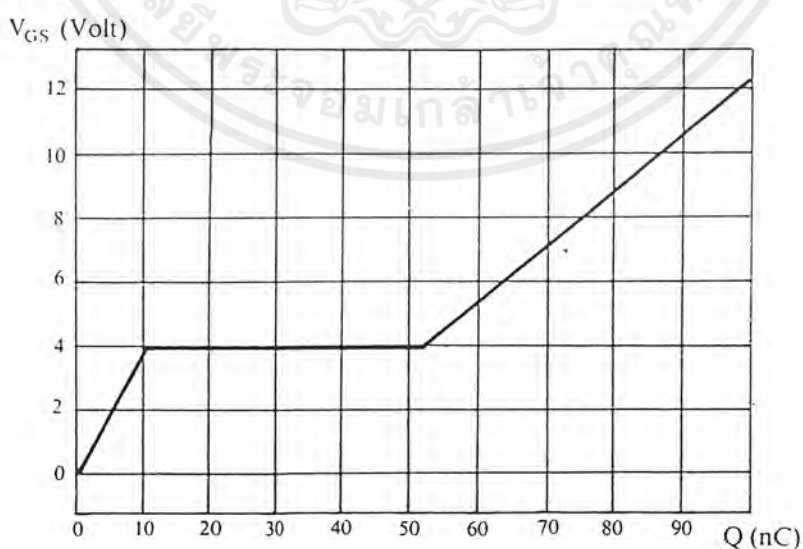
โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.4.6 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกแผนภูมิประจุที่เกต ตามรูป 2.15 กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



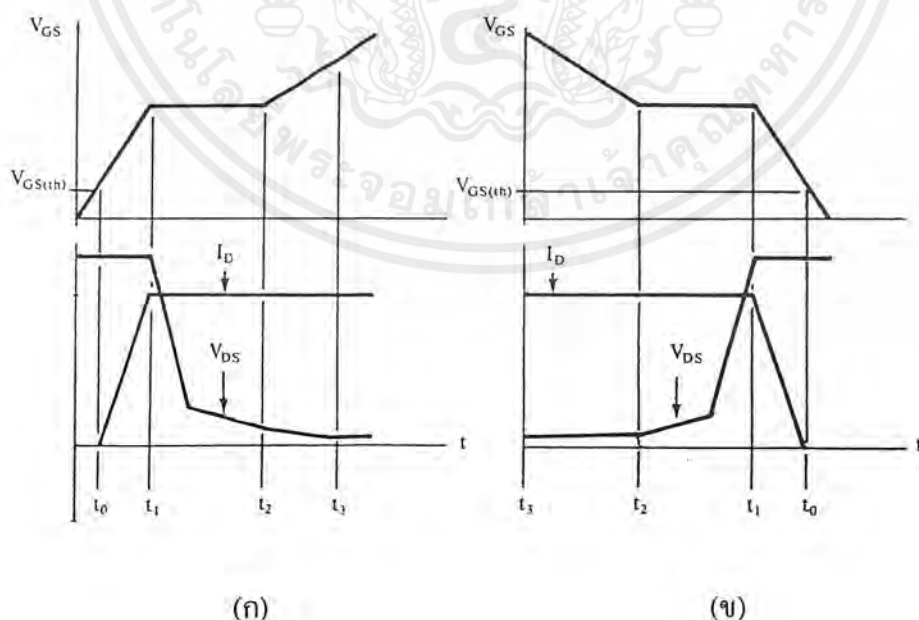
รูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างของแผนภูมิประจุที่เกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะที่ค่าลดลงได้เรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุ ส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ 2.15 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad (2.35)$$

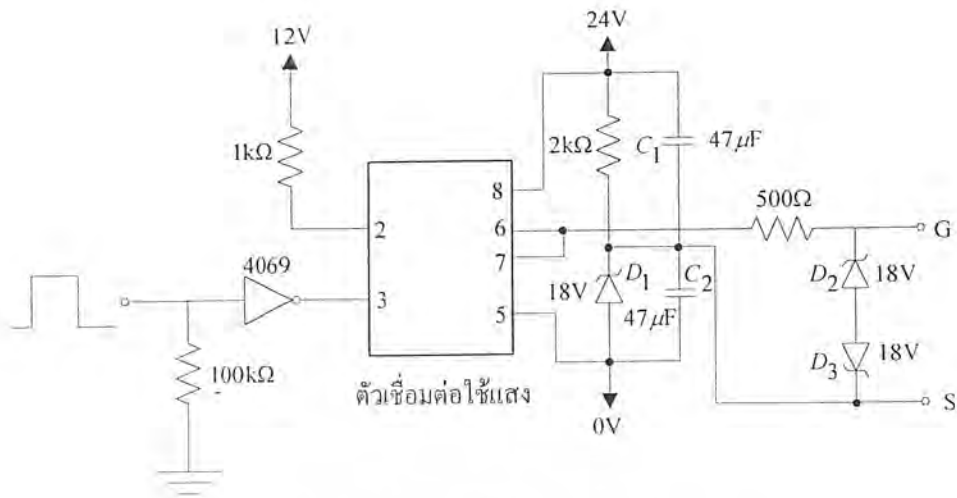
เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์
 I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่เป็นแอมป์

หมายเหตุ กราฟแผนภูมิประจุที่เกต ดังในรูปที่ 2.15 ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลในแผนภูมิประจุที่เกต ซึ่งจะไม่บอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (2.35) ก็นับว่าได้ใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (Source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันคกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

2.4.7 วงจรขับมอสเฟตกำลัง

เพื่อให้สอดคล้องกับส่วนควบคุมแยกจากกันทางไฟฟ้า ดังนั้นการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะใช้ตัวเชื่อมต่อใช้แสง (opto-coupler) และแหล่งจ่ายไฟดีซีจะต้องแยกออกกันอย่างอิสระด้วย นั่นคือจากรูปที่ 2.16 เป็นวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต แหล่งจ่ายดีซี 12 โวลต์ และ 24 โวลต์ จะต้องแยกออกจากกันทางไฟฟ้าอย่างอิสระ โดยการใช้ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงต่างขดกัน



รูปที่ 2.17 วงจรขับมอสเฟตกำลัง

2.5 ไดโอดกำลัง (Power Diode)

ไดโอดกำลัง เป็นไดโอดที่ออกแบบให้บริเวณรอยต่อมีช่วงกว้างมากกว่าไดโอดทั่วไป เพื่อนำไปใช้กับงานที่มีกำลังและกระแสไฟฟ้าสูง ไดโอดกำลังนี้ทนต่ออุณหภูมิได้

ไดโอดกำลังมี 2 ขั้วคือ แอโนด ซึ่งต่อกับสารกึ่งตัวนำชนิด p และคาโทดต่อกับสารกึ่งตัวนำชนิด n ซึ่งไดโอดกำลังแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ แบบใช้งานทั่วไป แบบฟื้นตัวเร็ว และแบบชอตต์กี้

ไดโอดแบบฟื้นตัวเร็ว มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time; เวลาสำหรับความพร้อมที่จะนำกระแสได้ใหม่ตามปกติ) ระหว่าง 0.1 ถึง 5 μs ใช้มากกับการปิดและเปิดสะพานไฟหรือในการสวิตช์ความถี่สูงของการแปลงผันกำลังไฟฟ้า

ไดโอดกำลังนิยมใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเช่น วงจรเรียงกระแสหรือใช้เป็นสวิตช์ในการถ่ายโอนพลังงานระหว่างองค์ประกอบในวงจรหยุดกระแสของไทรสเตอร์ เป็นต้น

2.5.1 คุณสมบัติของไดโอด

เมื่อต่อขั้วบวกของแบตเตอรี่เข้ากับสารกึ่งตัวนำ p และต่อขั้วลบเข้ากับสารกึ่งตัวนำ n ไดโอดจะได้รับไบอัสตรง (forward bias) เป็นผลให้ไดโอดนำกระแสและเกิดแรงดันตกคร่อม มีค่าตั้งแต่ 0.5 v ถึง 2 v แต่ถ้าต่อขั้วลบของแบตเตอรี่เข้ากับสารกึ่งตัวนำ p ไดโอดจะได้รับไบอัสกลับ (reverse bias) เป็นผลให้ไดโอดนำกระแสไม่ได้ มีเพียงกระแสรั่วไหลย้อนกลับ (reverse leakage current) เพียงเล็กน้อยเท่านั้นที่ไหลในไดโอด

2.5.2 คุณลักษณะการฟื้นตัวย้อนกลับ

ในทางปฏิบัติ ขณะใช้ไดโอดทำหน้าที่เป็นสวิตช์ความเร็วในการสวิตช์จะถูกจำกัดด้วยเวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (reverse recovery time : T_{rr}) กล่าวคือขณะไดโอดนำกระแสแล้วได้รับแรงดันไบอัสกลับ เป็นไปไม่ได้ที่ไดโอดจะหยุดนำกระแสและพร้อมที่จะนำกระแสได้ใหม่ในทันที แต่จะนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา T_{rr} จึงพร้อมที่จะนำกระแสได้หรือฟื้นตัวย้อนกลับเวลาดังกล่าวเกิดจากพาหะข้างน้อยที่บริเวณรอยต่อ pn ต้องการเวลาเพื่อเชื่อมกับประจุชนิดตรงข้าม

เราทราบว่า ปฏิกริยาของพาหะข้างน้อยที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำทั้งสอง ทำหน้าที่คล้ายกับคาปาซิเตอร์นั่นเอง ดังนั้น ในลำดับต่อไปถ้ากล่าวถึงคาปาซิเตอร์ที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ ย่อมหมายถึงปฏิกริยาของพาหะข้างน้อยที่บริเวณรอยต่อเหล่านี้

2.5.3 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

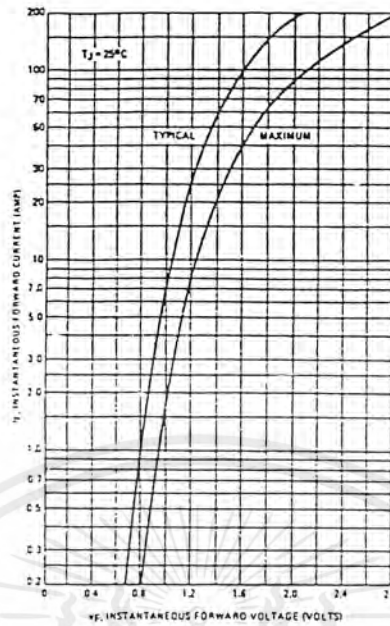
เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

1. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
2. มีช่วงเวลากินตัว t_{rr} สั้น
3. สามารถทนกำลัง ได้สูง

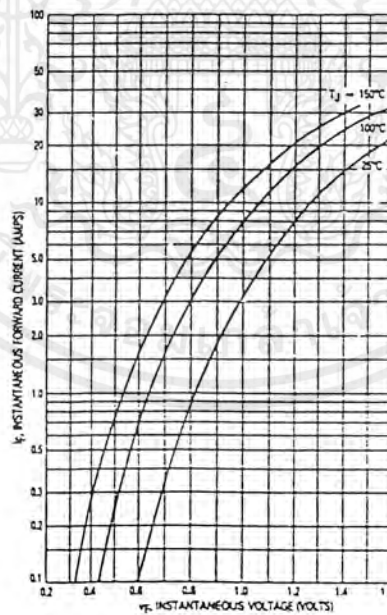
2.5.4 ฟอสต์-รีคัพเวอร์ีและอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ีไดโอด

ฟอสต์-รีคัพเวอร์ีไดโอดมีช่วงเวลากินตัว t_{rr} ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟอสต์-รีคัพเวอร์ีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ีไดโอดจะมีช่วงเวลากินตัว t_{rr} ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_F ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอร์ีและอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ี แสดงไว้ในรูปที่ 2.18

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอร์ี และอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ีไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



(ก)



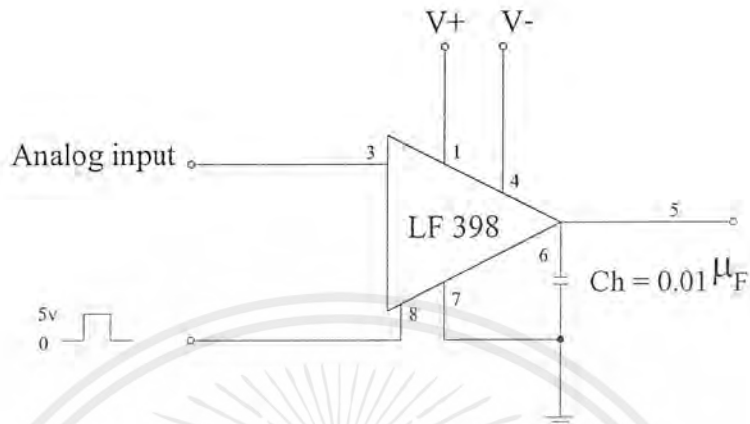
(ข)

รูปที่ 2.18 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสตริคท์เพอร์ไดโอด

(ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตราฟอสตริคท์เพอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและ 30 อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วงจรสุ่มและคงค่า (Sample and Hold)

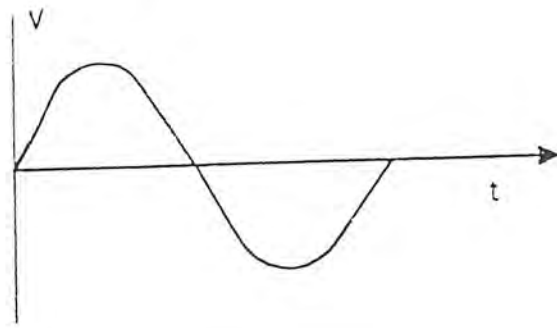


รูปที่ 2.19 วงจร วงจรสุ่มและคงค่า

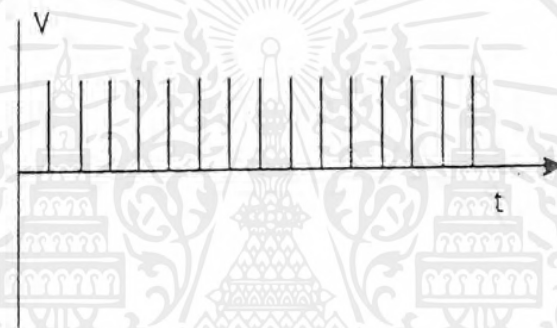
วงจรสุ่มและคงค่า จะทำหน้าที่สุ่ม (Sampling) สัญญาณอินพุตและนำสัญญาณที่สุ่มนั้นมาเก็บ (Hold) ไว้ ในช่วงเวลาหนึ่งได้ ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้เวลาประจุนแค้นนั้นไว้ในตัวเก็บประจุที่รั่วไหลต่ำ

ในการสุ่มสัญญาณอนาลอกจะถูกสุ่มเป็นระยะ ๆ คงที่ตามรูปที่ 2.20(ค) การสุ่มจะเป็นการตัดต่อสัญญาณอนาลอกในช่วงเวลาอันสั้นด้วยสวิตช์ที่ทำงานด้วยความเร็วสูงผลของการสุ่มสัญญาณด้วยความเร็วจะเหมือนกับการคูณขบวนสัญญาณอนาลอกซึ่งจะได้เป็นสัญญาณที่มีมอดดูเลทระหว่างขบวนพัลส์กับสัญญาณอนาลอกโดยเหมือนว่าสัญญาณอนาลอกจะขี่มาบนขบวนพัลส์ดังรูปที่ 2.20(ค) ถ้าหากสัญญาณอนาลอกที่ถูกสุ่มถูก Hold จนกว่าสัญญาณค่าใหม่ถูกสุ่มเข้ามา ซึ่งจะได้อัตลักษณ์ของเอาพุตดังรูปที่ 2.20(ง)

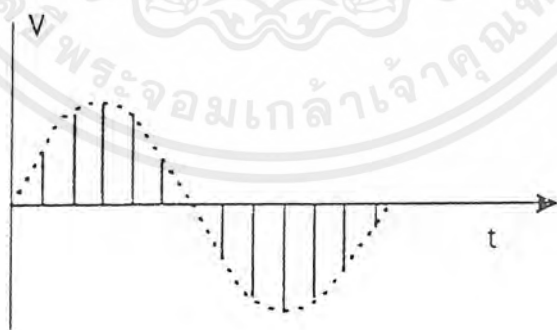
ปัญหาที่ว่าอัตราการสุ่มสัญญาณนั้นควรมีขนาดเท่าใดจึงจะไม่ทำให้ข้อมูลสูญหายไป เมื่อสัญญาณนั้นถูกเปลี่ยนกลับมาเป็นเช่นเดิม (reconstruction) คำตอบคือ ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณอนาลอก ทฤษฎีของการสุ่มกล่าวไว้ว่า “ถ้าสัญญาณต่อเนื่องซึ่งมีความถี่และฮาโมนิกส์ไม่เกิน f_s ถูกสุ่มด้วยอัตราการสุ่มไม่น้อยกว่า $2 f_s$ แล้วสัญญาณดังกล่าวจะสามารถเปลี่ยนกลับมาได้อย่างเดิมไม่สูญเสีย รายละเอียดหรือผิดเพี้ยนไป”



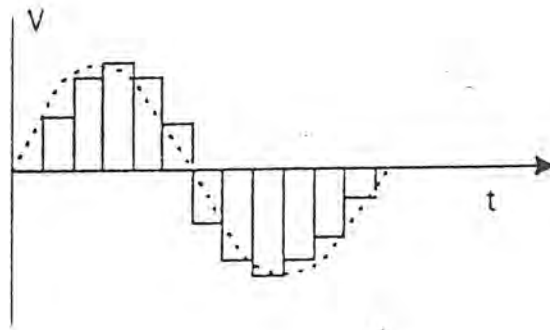
ก) สัญญาณอนาล็อกอินพุต



ข) พัลส์ที่มารวมสัญญาณ



ค) สัญญาณอนาล็อกหลังการสุ่ม



(ง) สัญญาณอนาล็อกหลังการสุ่มและ hold ไว้

รูปที่ 2.20 แสดงการสุ่มสัญญาณ

วงจรการสุ่ม โดยทั่วไปนิยมใช้สองแบบคือ วงจรสุ่มขาเกท และ วงจรสุ่มและคงค่า ซึ่งวงจรสุ่มและคงค่า จะตัดต่อสวิตช์สุ่มช้ากว่าแบบวงจรสุ่มขาเกท โดยมีลักษณะการทำงานเป็น สองขั้นตอนคือ ในขณะที่ตัดสัญญาณออกวงจรจะมีสัญญาณตามอินพุต จนกว่าจะมีการสุ่มสัญญาณและคงค่า อินพุตค่าที่สุ่มครั้งสุดท้ายจะถูกเก็บไว้เมื่อเข้าสู่โหมด hold



(ก) เอาต์พุตจาก วงจรสุ่มขาเกท



(ข) เอาต์พุตจาก วงจรสุ่มและคงค่า

รูปที่ 2.21 วงจรสุ่มและคงค่า

บทที่ 3

หลักการของระบบ

3.1 ทฤษฎีและหลักการของระบบที่นำเสนอ

สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีแรงดันเอาต์พุตที่คงที่ ต้องมีการออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตลอดทั้งตอนสถานะอิ่มตัว และตอนที่สัญญาณรบกวนจากแหล่งอื่น โดยวิธีแรกคือการใช้การควบคุมสัดส่วน duty (duty ratio) ที่แรงดันเอาต์พุตป้อนกลับและเทียบกับแรงดันอ้างอิงและเอาต์พุตของวงจรขยายความผิดพลาด เพื่อควบคุม duty ratio แต่โซครายที่สัญญาณรบกวนจากแรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด ไม่สามารถถูกแยกออกได้ด้วยวิธีนี้

อีกวิธีคือ ควบคุมกระแส (current programming) แต่มันก็ไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนจาก กระแสของโหลดได้

วิธีการต่าง ๆ ถูกสร้างขึ้นเพื่อกำจัดผลจากการรบกวนของ กระแสของโหลด และ แรงดันจากแหล่งจ่าย วิธีที่ได้ผลใกล้เคียงที่สุดคือ ใช้การป้อนไปข้างหน้า ของกระแสเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุตมีปัญหาสองอย่างคือ อย่างแรกคืออยู่บนพื้นฐานของการควบคุมกระแส hysteretic โดยความถี่สวิตช์จะเปลี่ยนซึ่งเราไม่ต้องการ อีกอย่างหนึ่งคือ เป็นการยากที่จะตรวจสอบกระแสเอาต์พุตและกระแสสูญเสียที่เพิ่มขึ้นได้ เป็นการยากมากที่จะแยก กระแสของโหลด ในสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์ เพราะการรบกวนของการสวิตช์ตามที่แรงดันเอาต์พุตจะไว้มากจากพารามิเตอร์จากภาคไฟฟ้กำลัง ผลจากสัญญาณรบกวนจาก แรงดันจากแหล่งจ่าย ไม่สามารถแยกออกได้โดยเทคนิคนี้

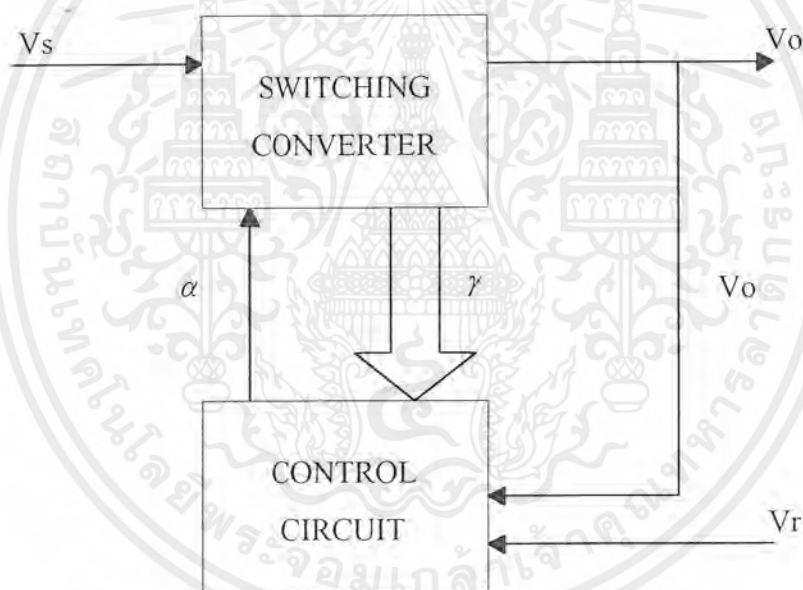
หรืออีกอย่างหนึ่งคือ แรงดันจากแหล่งจ่าย ถูกป้อนไปข้างหน้า และสวิตช์ถูกปิดเมื่อ แรงดันจากแหล่งจ่าย มีค่าเข้าใกล้แรงดันอ้างอิงสัญญาณรบกวนจาก แรงดันจากแหล่งจ่าย จะถูกกำจัดออก แต่เทคนิคนี้ก็ยังไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนจาก กระแสของโหลด ได้เลย

การที่ต้องการให้ความเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ เราจึงมุ่งไปที่ Function Control Law แต่วิธีนี้ทำให้วงจรเกิดเปลี่ยนแปลงได้ โดยจำกัดความเสถียรของระบบโดยจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ของ แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด จะทำให้ระบบกลายเป็นไม่เสถียร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด มีเพียงตัวควบคุมที่ถูกใช้ในทางทฤษฎีและทำให้มีความเสถียรได้ของลูปปิดแต่ก็ไม่ได้ถูกวิเคราะห์

ในทฤษฎีนี้ Function Control Law ของคอนเวอร์เตอร์แบบBuck ถูกพิสูจน์ และอธิบาย โดยการที่ทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์ เป็นวิธีใหม่ที่จะแยกส่วนของความถี่ต่ำของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำวิเคราะห์ สัญญาณขนาดใหญ่ในรูปปิดกฎวิเคราะห์เพื่อให้ระบบ มีความเสถียรและศึกษาผลจากสัญญาณรบกวนของ แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด โดย คอนเวอร์เตอร์แบบBuck ที่จะทำให้ ได้รับผลตามที่ต้องการนั้นจำเป็นต้องออกแบบ duty ratio ให้ดีที่สุดเพื่อควบคุมให้ได้ผลตามต้องการ

3.2 Function Control Law ของ คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายประกอบด้วยส่วนพื้นฐาน 2 ส่วนคือภาคของไฟฟ้ากำลังหรือสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์ และส่วนของการควบคุม



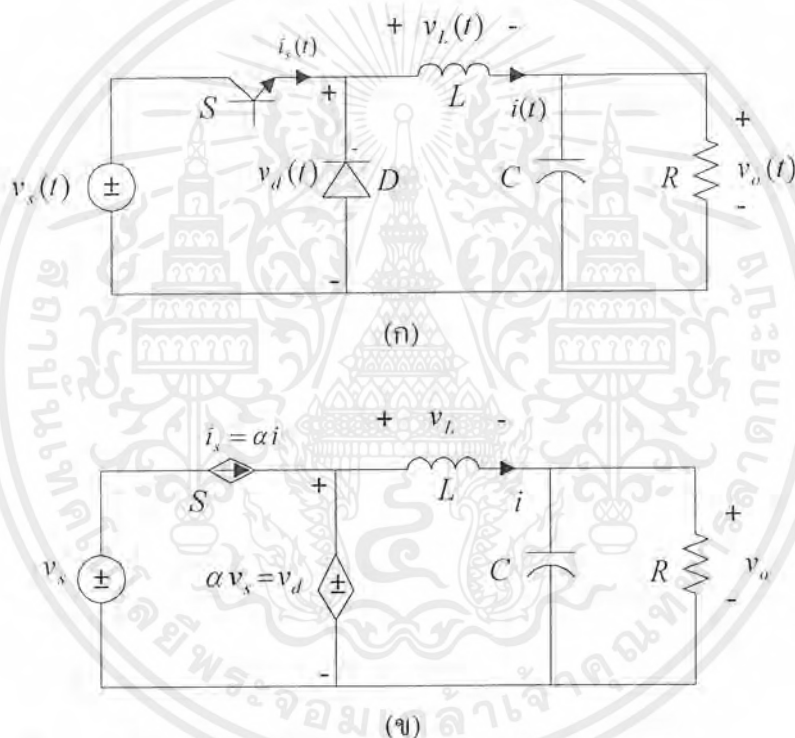
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของสวิตชิงคอนเวอร์เตอร์

V_r	คือ	แรงดันอ้างอิง
γ	คือ	รวมกันป้อนกลับ
α	คือ	duty ratio
V_s	คือ	แรงดันแหล่งจ่ายไม่สม่ำเสมอ
V_o	คือ	แรงดันเอาต์พุต

สัดส่วน duty มีเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด

การที่จะคงค่าแรงดันให้ได้นั้นเราต้องกำจัดผลจาก แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของ โหลด โดยการควบคุมนั้นควรจะกำหนดรายละเอียดของโครงสร้างและเลือกลักษณะของการป้อนกลับให้ได้ เพราะฉะนั้นวงจรควบคุมต้องสามารถทำให้ได้ค่า duty ratio ที่แน่นอนตามที่ต้องการ โดยที่ภาคไฟฟ้ากำลังและแรงดันเอาต์พุตของลูปปิดต้องเป็นอิสระต่อกันกับ แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด กำหนดได้โดยแรงดันอ้างอิง

การที่จะทำให้เป็นจริงได้นั้นต้องใช้ Function Control Law กับ คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ตามรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 (ก) แสดงรูปแบบของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck
(ข) แบบจำลองค่าเฉลี่ยความถี่ต่ำ

จากวงจรสมมูลนั้น สวิตช์ถูกกำหนดเป็นแหล่งจ่ายกระแส โดยค่ากระแสเฉลี่ยที่เท่ากับ กระแสเมื่อผ่านสวิตช์ใน 1 รอบการสวิตช์คือ

$$i_s = \alpha i$$

เมื่อ i คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

ไดโอดถูกกำหนดโดยแหล่งจ่ายแรงดันโดยมีค่าที่เท่ากับแรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมสวิตช์ในหนึ่งรอบการสวิตช์ คือ

$$v_d = \alpha v_s$$

จากรูป 3.2(ข)

$$v_o = \alpha_p v_s - v_L \quad (3.1)$$

เมื่อ v_L คือ ค่าแรงดันเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำและ α_p คือ duty ratio ที่สวิตช์คอนเวอร์เตอร์ต้องการโดย

$$\alpha_p = \frac{v_o + v_L}{v_s} \quad (3.2)$$

สมการที่ (3.2) duty ratio ที่บัคคอนเวอร์เตอร์ต้องการกำหนดโดย v_o , v_L , และ v_s วงจรรควบคุมสามารถถูกสร้างเพื่อกำหนด duty ratio โดย

$$\alpha_c = \frac{k(v_r - v_o) + v_L}{v_s} \quad (3.3)$$

เมื่อ v_r คือ แรงดันอ้างอิง

k คือ ค่า gain ของ error amplifier

α_c คือ duty ratio ที่เกิดจากวงจรรควบคุม

ในวงจรที่ใช้จริงนั้นเอาต์พุตของวงจรรควบคุมถูกคั่นกับเกทของสวิตช์ในภาคไฟฟ้ากำลังโดย

$$\alpha_c = d_c$$

ดังนั้นรูปปิดสามารถเกิดได้จาก สมการที่ (3.2) = (3.3) คือ

$$\frac{v_o + v_L}{v_s} = \frac{k(v_r - v_o) + v_L}{v_s} \quad (3.4)$$

$$V_o = \alpha_c = \frac{kv_r}{k+1} \quad (3.5)$$

โดยแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากสมการ (3.5) นั้นไม่ใช่ค่าที่สถานะคงที่ แต่มีค่า V_o คือ

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o$$

โดยแรงดันเอาต์พุตรูปปิดเฉลี่ยจะเป็นไปตามแรงดันอ้างอิง V_r ซึ่งมีค่าคงที่ ผลที่ได้เป็นแรงดันเอาต์พุตที่แยกอิสระจาก แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด นั่นคือแรงดันเอาต์พุต

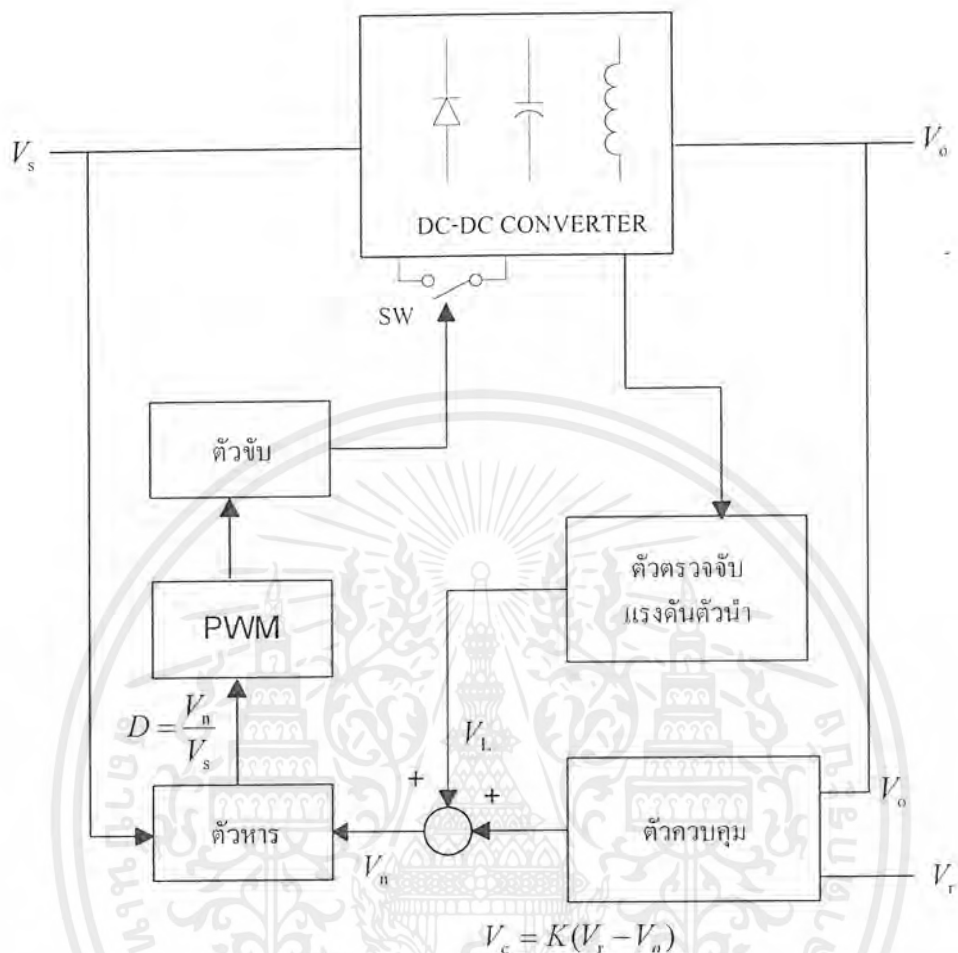
ไม่เปลี่ยนแปลงตาม แรงดันจากแหล่งจ่าย และ กระแสของโหลด เพราะฉะนั้นเราจะได้แรงดันเรกทูเลตเป็นศูนย์

เมื่อแรงดันจากแหล่งจ่าย เปลี่ยนแปลงไป duty ratio จะทำการกำจัดผลจาก แรงดันจากแหล่งจ่าย เพื่อคงให้ค่าแรงดันเอาต์พุตไม่เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย และ การป้อนกลับของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ จะใช้กับผลของการเปลี่ยนแปลง กระแสของโหลด แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับกระแสของตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีค่าเท่ากับผลบวกของกระแสจากตัวเก็บประจุและ กระแสของโหลด

$$V_L = L \frac{d_i}{d_t} \quad \text{และ} \quad i = i_c + i_o$$

ในขณะที่ก่อนที่จะ กระแสของโหลด จะมีการเปลี่ยนแปลงจะเกิดการทํางานที่วงจรควบคุมการกําเนิด duty ratio จะต้องมีความแม่นยำแน่นอนเพียงพอที่จะทำให้ค่าเฉลี่ยเอาต์พุตความถี่ดํ่าจะไม่เปลี่ยนแปลงไป

จากรูป 3.3 ส่วนประกอบความถี่ดํ่าของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะถูกแยกออกมาพร้อมกับเอาต์พุตของวงจรควบคุมเพื่อกําหนดเป็นค่าให้ control law โดยอาจใช้การควบคุมแบบ proportional controller , proportional – integral หรือ proportional – differential ก็ได้ในการควบคุมตัวหาร (divider) มีเพื่อให้กําเนิด duty ratio (α_c) ตามที่ต้องการ โดย duty ratio ของวงจรมันจะเท่ากับอัตราส่วนของ v_o และ v_s ($d = v_o/v_s$) โดย ตัวหารนี้สามารถสร้างได้ง่าย ๆ จากอปแอมป์และคอมแพเรเตอร์ ในการพิจารณานั้นเราสนใจเฉพาะค่าเฉลี่ยดังนั้นการวิเคราะห์จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณมีขนาดใหญ่



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันควบคุม

3.3 วิธีการแยกส่วนความถี่ต่ำของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

จากหัวข้อที่แล้ว ค่าของส่วนความถี่ต่ำของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจำเป็นในการใช้ Function Control Law ในหัวข้อนี้จะแสดงแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่สามารถแสดงออกมาในรูปผลบวกของส่วนความถี่ต่ำและส่วนความถี่สวิตช์ของค่าใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ วงจรสามารถแยกส่วนความถี่ต่ำออกมาและกำจัดส่วนความถี่สูงของการสวิตช์ได้ที่สถานะต่อเนื่อง

$$v_L(t) = K(t)v_s - v_o \quad (3.6)$$

เมื่อ $k(t)$ กำหนดโดย

$$\begin{aligned} k(t) &= 1 && \text{เมื่อ} && S \text{ เปิด} \\ k(t) &= 0 && \text{เมื่อ} && S \text{ ปิด} \end{aligned} \quad (3.7)$$

สวิตชิ่งฟังก์ชัน $k(t)$ ประกอบด้วยส่วนความถี่ต่ำ α และความถี่การสวิตช์

$$K(t) = \alpha + k_1 \sin(\omega_s t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} k_n \sin(n\omega_s t + \varphi_n) \quad (3.8)$$

เมื่อ α คือ duty ratio ของสวิตช์และ $\omega_s = 2\pi f_s$ และ

$$k_n = \frac{2}{\pi n} |\sin n\alpha\pi|, \quad \varphi_n = \frac{\pi}{2} - \pi\alpha n, \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.9)$$

เนื่องจากความถี่เอาต์พุตมากกว่าความถี่การสวิตช์ การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่ดีนั้น ส่วนของความถี่สูงกว่าความถี่การสวิตช์นั้นต้องถูกกำจัดออกไปดังนั้น

$$v(t) = \alpha v_s - v_o + k_1 v_s \sin(\omega_s t + \frac{\pi}{2} - \varphi_1) \quad (3.10)$$

v_s ไม่เปลี่ยนแปลงใน 1 คาบการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำดังนั้นได้

$$v_L(t) = \alpha v_s - v_o + A \sin(\omega_s t + \frac{\pi}{2} - \varphi_1) \quad (3.11)$$

เมื่อ $A = k_1 v_s$ ไม่เปลี่ยนแปลงใน 1 คาบการสวิตช์

สมการ (11) คือ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $v_L(t)$ ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนของความถี่ต่ำที่เปลี่ยนค่าแอมพลิจูด และส่วนความถี่การสวิตช์ที่แอมพลิจูดคงที่ ใน 1 คาบการสวิตช์ แต่ที่ต้องการคือส่วนความถี่ต่ำตาม Function Control Law ดังนั้นส่วนของความถี่สูงต้องถูกกำจัดออกไป

วิธีที่ง่ายที่สุดคือใช้ วงจรความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) แต่ไม่ใช่วิธีที่ดีการแยกส่วนของความถี่ต่ำของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำนั้นเป็นตามรูป 3.4

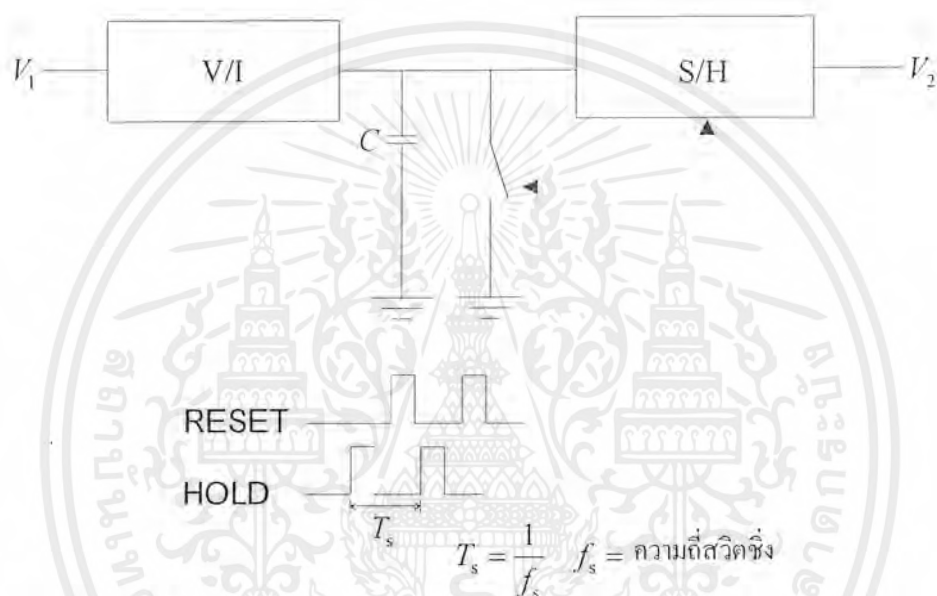
v_1 ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนของความถี่สวิตช์ (v_{sw}) และความถี่สัญญาณ (v_{sig})

$$v_1 = A_1 \sin \omega t + A_2 \sin(\omega_s t + \varphi) = v_{sig} + v_{sw} \quad (3.12)$$

เมื่อ ω คือความถี่สัญญาณ และ ω_s คือความถี่สวิตช์

แรงดันอินพุตทำให้เกิด $i = v_i/R$ โดยกระแส i จะชาร์จตัวเก็บประจุ C และแรงดันเอาต์พุต v_2 เป็นค่าตัวอย่างของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ทุก ๆ การสวิตช์ 1 รอบ ($T_s = 2\pi/\omega_s$) ตัวเก็บประจุจะถูกรีเซ็ตหลังการสุ่ม เพราะฉะนั้นจะไม่มีข้อมูลถูกเก็บไว้เลย เนื่องจากค่าเฉลี่ยของส่วนความถี่สูง v_{sig} เมื่อถาปสุ่มเป็นศูนย์ แรงดันเอาต์พุตยังคงค่าไว้เป็นค่าความถี่ต่ำของสัญญาณอินพุต (v_{sig})

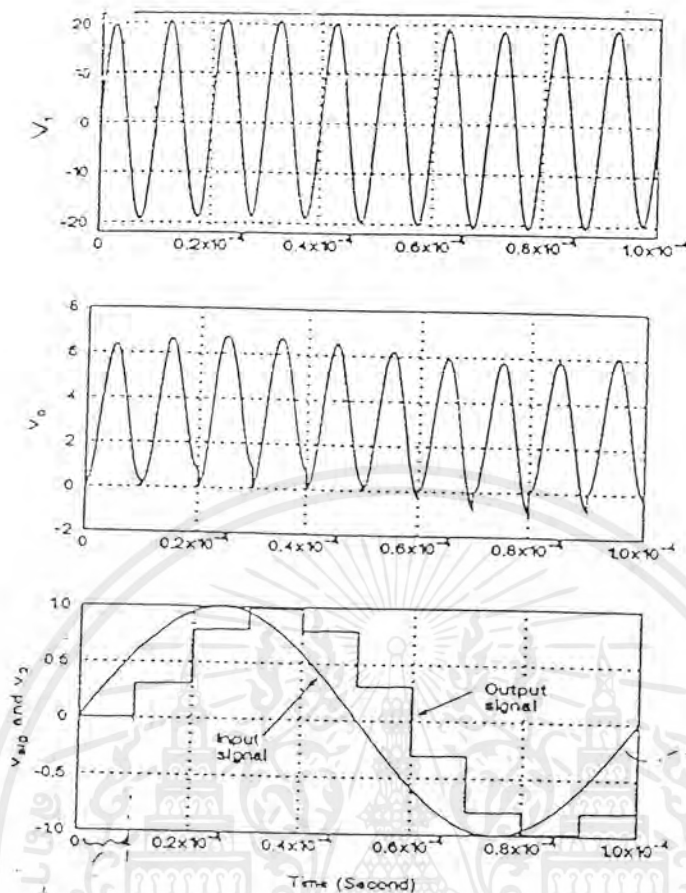
3.4 วิธีตรวจสอบแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรการแยกส่วนความถี่ต่ำของส่วนตัวเหนี่ยวนำ

เมื่อแอมพลิจูดของส่วนของความถี่สูง $A_2 = 20v$ และแอมพลิจูดส่วนสัญญาณ $A_1 = 1v$ เป็นเพียง 5% ของ A_2 ความถี่สวิตช์เท่ากับ 100 kHz และความถี่สัญญาณเท่ากับ 10 kHz รูป 3.5 สัญญาณอินพุตถูกแยกจากสัญญาณความถี่สูง

รูป 3.5 แอมพลิจูดของความถี่ต่ำและความถี่การสวิตช์คือ $A_1 = 1$, $A_2 = 2$ นั่นคือส่วนความถี่สูงจะสูงกว่าสัญญาณตามความถูกต้อง ความถี่สวิตช์ซึ่งเลือกที่ 100 kHz เมื่อความถี่สัญญาณ v_{sig} ตอบสนองตามวงจรตามรูป 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นของวงจรตามรูปที่ 3.4

จากการสุ่มและรีเซต ส่วนความถี่สูงถูกทำให้น้อยลงอย่างมาก ตัวอย่างที่ความถี่สัญญาณ 10 kHz ส่วนที่ความถี่สูงที่ 90 kHz และ 110 kHz แอมพลิจูดของส่วนความถี่สูง $V_{90kHz} = 0.1074$ โวลต์ และ $V_{110kHz} = 0.08677$ โวลต์ แอมพลิจูดที่ใหญ่ที่สุดของส่วนความถี่สูงเพียง $0.1074/20 = 0.00537 = -45.4 \text{ (dB)}$ ของอินพุตและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ใช้คือ 0.9658 โวลต์ ด้วยเฟสดีเลย์เพียง -36 องศา ดังนั้นรูป 3.4 สามารถลดส่วนความถี่สูงได้อย่างมาก แยกเฉพาะส่วนของสัญญาณที่ใช้เท่านั้น

รูป 3.4 ผลตอบสนองความถี่ $H(s) = e^{-sT_c}$ ที่ $T_s = 10 \mu s$

จาก รูป 3.4 ได้
$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_{sig}(s)} = e^{-sT_c} \quad (3.13)$$

และ
$$v_2(t) = v_{sig}(t - T_s) \quad (3.14)$$

เมื่อพิจารณาส่วนความดีที่สูงกว่าความดีการสวดิษฐ์ สมการก็ยังไม่เปลี่ยนแปลงเพราะค่าเฉลี่ย
ของส่วนนี้ที่ 1 คาบการสวดิษฐ์เป็นศูนย์

ดังนั้นวงจร รูป 3.4. สามารถแยกส่วนความดีต่ำของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำออกมา
ได้ตาม Function Control Law

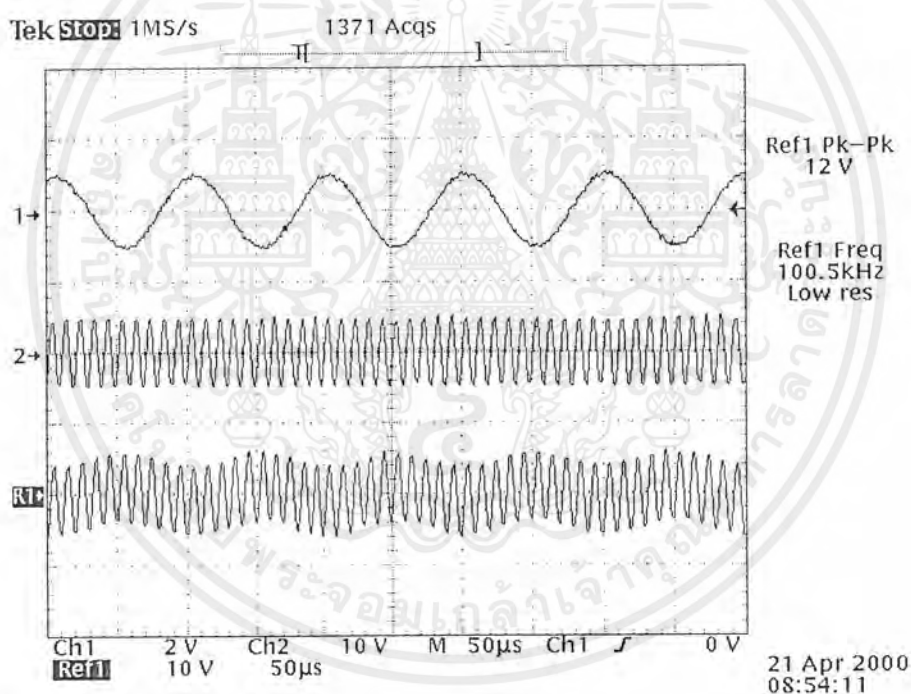


บทที่ 4

การออกแบบ

การออกแบบทำโดยการจำลองสัญญาณ โดยนำสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันและแรงดันต่างกันมารวมเข้ากันด้วยวงจรบวก เนื่องจากสัญญาณจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่จะทำการป้อนกลับ (feedback) เพื่อควบคุมระบบนั้นจะมีสัญญาณความถี่และแรงดันที่ต่างกันรวมกันอยู่ ดังนั้นเพื่อแทนแรงดันจากสัญญาณและแรงดันจากสวิตช์ ได้ทำการจำลองสัญญาณดังนี้

4.1 การจำลองสัญญาณเพื่อทำการทดลอง



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่นำมารวมกัน

สัญญาณรวมของ 2 สัญญาณที่มีความถี่และแรงดันที่ต่างกันนั้น ผลที่ได้จะได้สัญญาณที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณความถี่สูง และแรงดันที่ได้จะใกล้เคียงกับแรงดันของสัญญาณความถี่สูง เนื่องจากที่สัญญาณความถี่ต่ำนั้นมีค่าแรงดันต่ำมาก เมื่อเทียบกับแรงดันของสัญญาณความถี่สูง

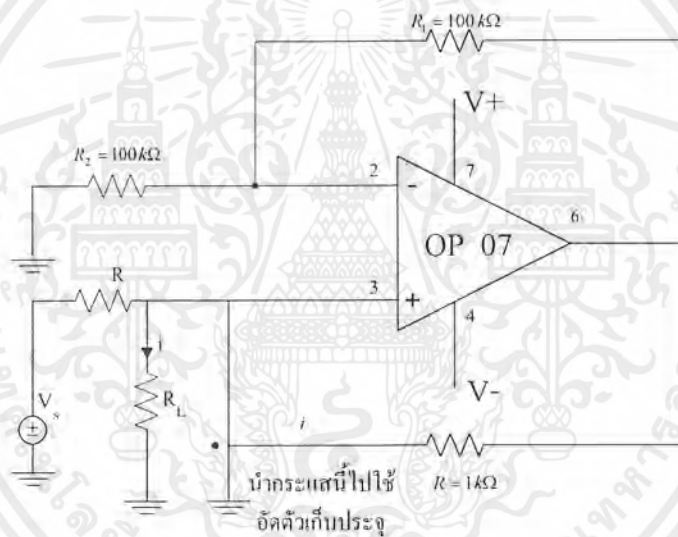
4.2 การออกแบบในส่วนการแยกส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

จากนั้นนำแรงดันที่ได้ผ่านเข้าวงจร V-I เพื่อเปลี่ยนแรงดันดังกล่าวเป็นกระแส แล้วส่งผ่านไปยังตัวเก็บประจุ โดยแรงดันและกระแสที่ได้ของวงจร V-I (รูป 4.2) เป็นดังนี้

$$v + \frac{v}{R_1} R_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v$$

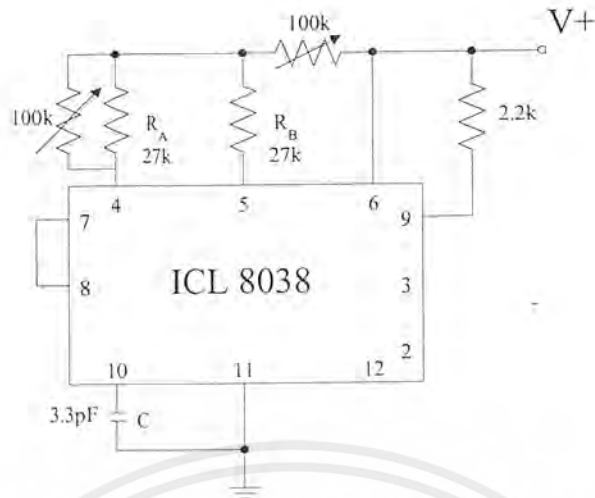
$$i = \frac{v(1 + R_2/R_1) - v}{R} = v \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R}$$

$$i = -\frac{v}{R} \frac{R_2}{R_1}$$



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแส (V-I)

กระแสดังกล่าวจะมาอัดตัวเก็บประจุ และจะมีสวิตช์ โดยเมื่อสวิตช์ on ตัวเก็บประจุจะต้องคายประจุให้หมดและเริ่มอัดประจุ ก่อนที่สัญญาณพัลส์ที่จะใช้ทริกวจรสุ่มและคงค่าถูกถัดไป จะมาเพื่อให้การทำงานของวงจรสุ่มและคงค่า เป็นไปตามสเตตการทำงานที่เหมาะสม



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรกำเนิดพัลส์

จากรูป 4.3 เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการทริกวจรสุ่มและคงค่า ซึ่งเป็นวงจรที่เกิดจากไอซีเบอร์ ICL 8038 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณซึ่งมีความเที่ยงตรงสูง สามารถเลือกย่านความถี่ได้ตั้งแต่ 0.001 Hz ถึงมากกว่า 300 kHz โดยสามารถควบคุมค่าความถี่และ duty cycle ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน โครงการนี้เลือกใช้ความถี่สวิตช์ที่ 50kHz ซึ่งคำนวณได้จาก

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{R_A C \left[1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right]}$$

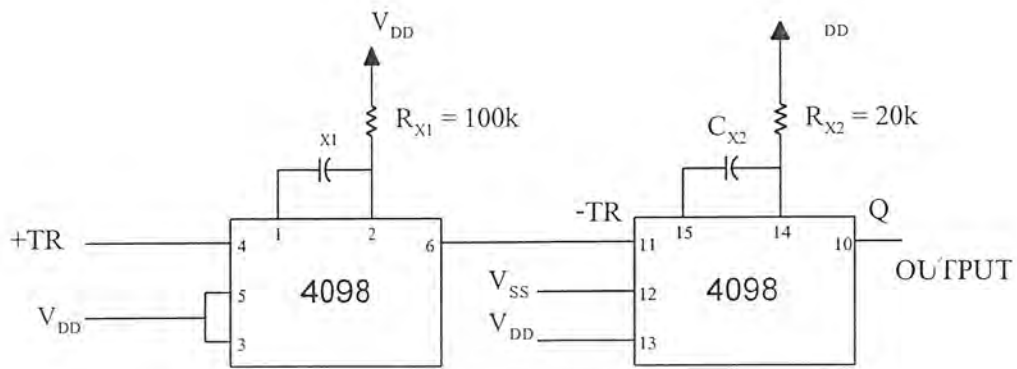
หรือถ้า

$$R_A = R_B = R$$

จะได้

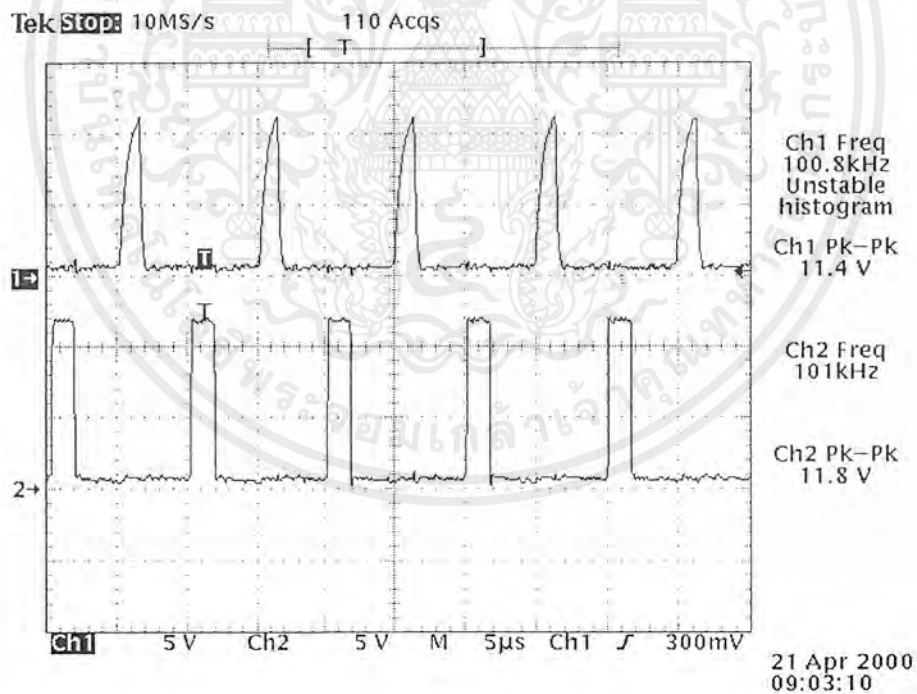
$$f = \frac{0.33}{RC}$$

เมื่อได้สัญญาณพัลส์แล้วทำการเลื่อน (shift) ให้ห่างจากพัลส์ตัวแรก เพื่อนำสัญญาณพัลส์ที่ถูกเลื่อนนี้ไปทริกสวิตช์ ส่วนพัลส์ตัวแรกดังที่กล่าวมาแล้วนั้น ถูกนำไปทริกวจรจรรวจรสุ่มและคงค่าให้สามารถทำงานได้ การทำเช่นนี้ก็เพื่อให้ตัวเก็บประจุให้มีช่วงเวลาในการอัดและคายประจุที่พอเพียง โดยสัญญาณพัลส์ที่ถูกเลื่อน (shift) ได้จากวงจรดังรูป 4.4

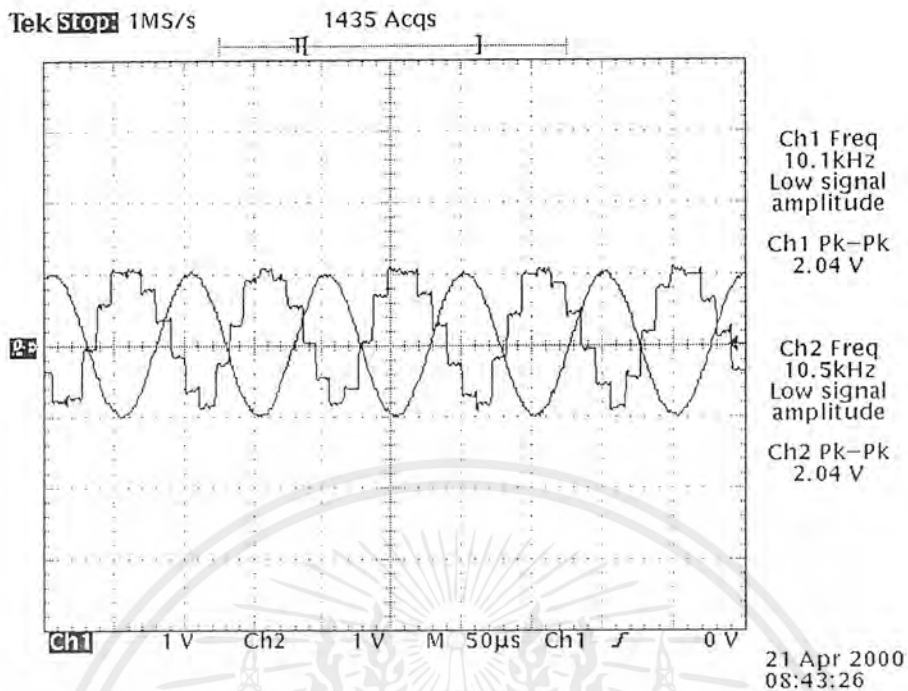


รูปที่ 4.4 แสดงวงจรเลื่อนเฟส

รูปแสดงผลของสัญญาณพัลส์ และสัญญาณพัลส์ที่ถูกเลื่อน โดยสัญญาณที่ถูกเลื่อน สามารถปรับค่า duty cycle ให้ช่วงเวลานำกระแสมีค่าเพียงพอที่ตัวเก็บประจุสามารถที่จะคายประจุได้หมด และ เริ่มที่จะอัดประจุใหม่ได้ทันดังแสดงเปรียบเทียบให้ดูในรูป 4.4.1(ก) และ 4.4.1(ข)

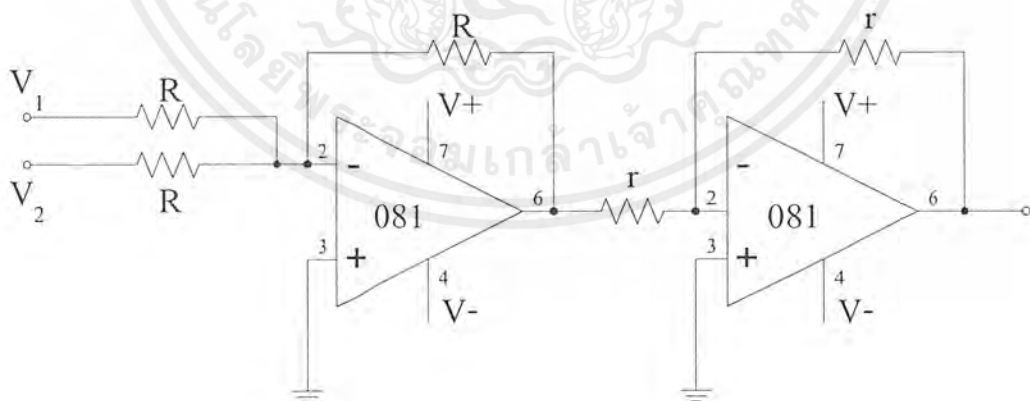


(ก)



รูปที่ 4.5.1 แสดงผลจากวงจรวงจรคู่และคงค่า

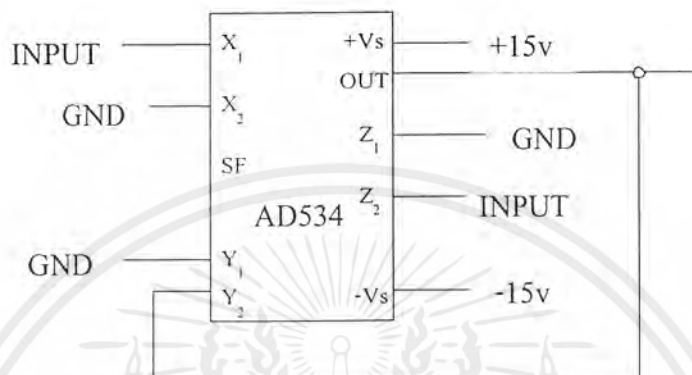
จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกนำมารวมกับสัญญาณป้อนกลับ ที่มาจากเอาต์พุตของระบบ และผ่านวงจรควบคุม นำมารวมกันด้วยวงจรบวก (รูปที่ 4.6) จะได้สัญญาณออกมามีสัญญาณที่ได้ จากส่วนของภาคควบคุมนั่นคือ V_{in} (ดูรูปที่ 3.3 ประกอบ)



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรบวก

เมื่อได้สัญญาณจากภาคควบคุมแล้ว นำสัญญาณที่ได้นี้มาหารกับสัญญาณที่มาจากแหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุต V_s (ดูรูปที่ 3.3 ประกอบ)

รูปต่อไปนี้จะแสดงตัวอย่างของวงจรและผลที่ได้จากการหาร โดยตัวหารนี้ใช้ไอซีเบอร์ AD534 ซึ่งมีคุณสมบัติใช้เป็นตัวหารและสเกลวอร์ทได้

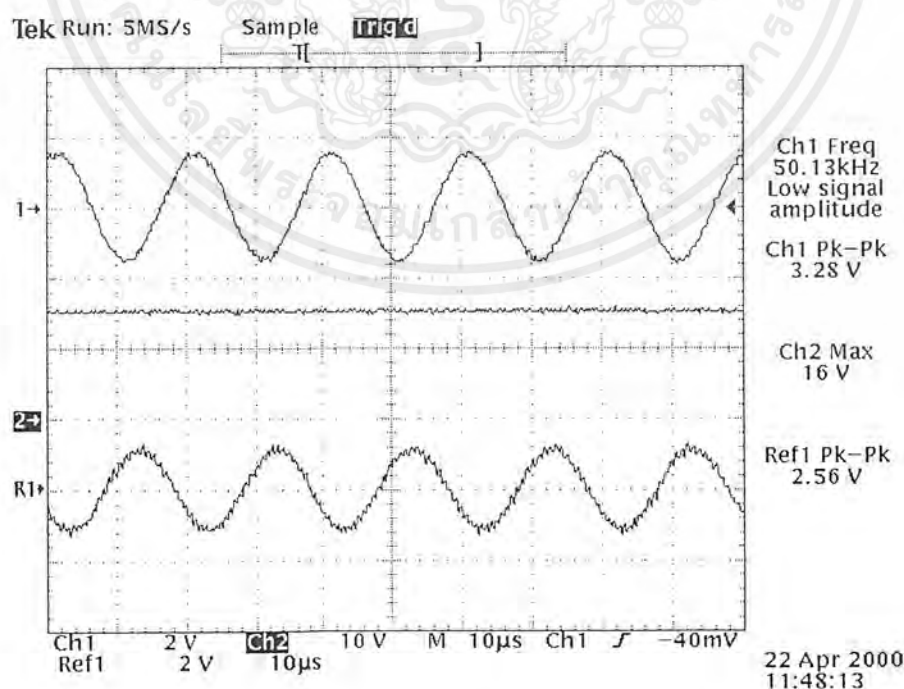


รูปที่ 4.7 ตัวหาร AD534

โดยผลการที่ได้คำนวณจาก

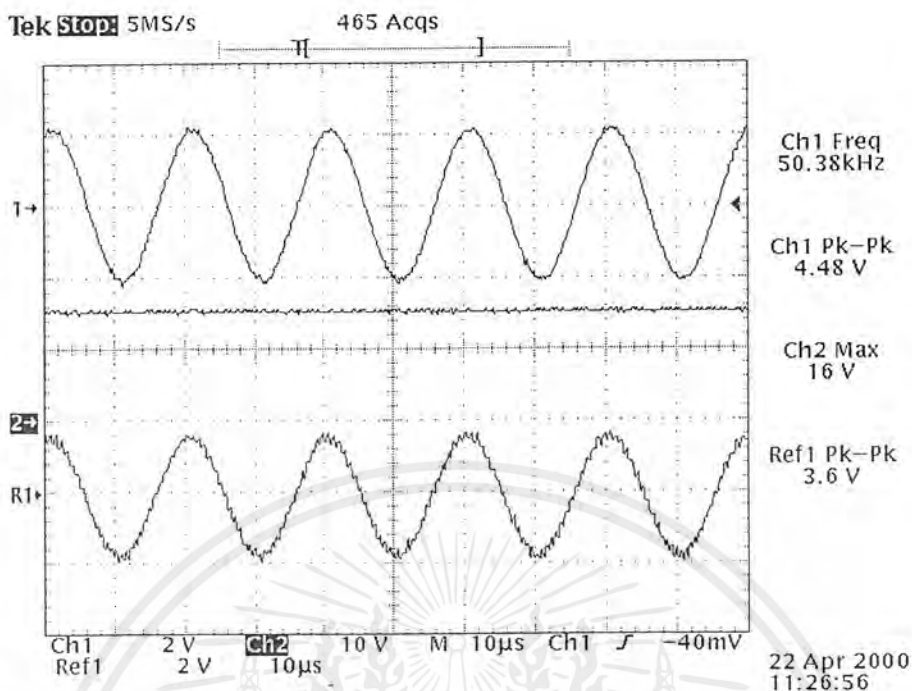
$$10V \frac{Z_2 - Z_1}{X_1 - X_2} + Y_1$$

แต่ให้ Z_1 , X_2 และ $Y_1 = 0$



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

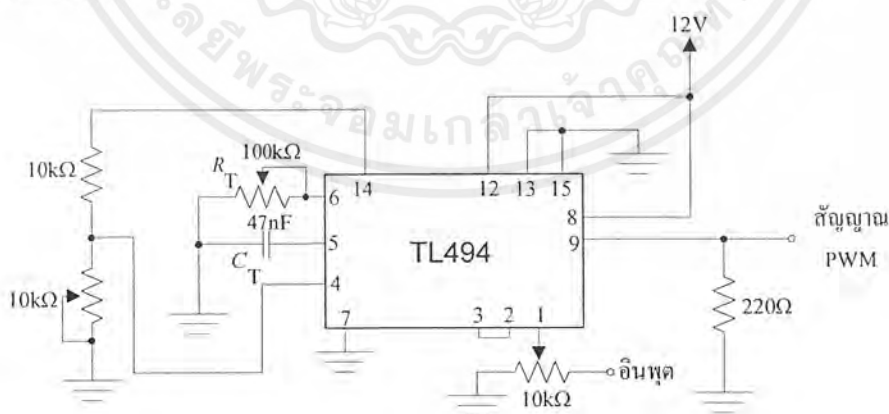


(ข)

รูปที่ 4.7.1 (ก) และ (ข) แสดงตัวอย่างผลที่ได้จากการนำสัญญาณมาหารกันโดยใช้ตัวหาร AD534

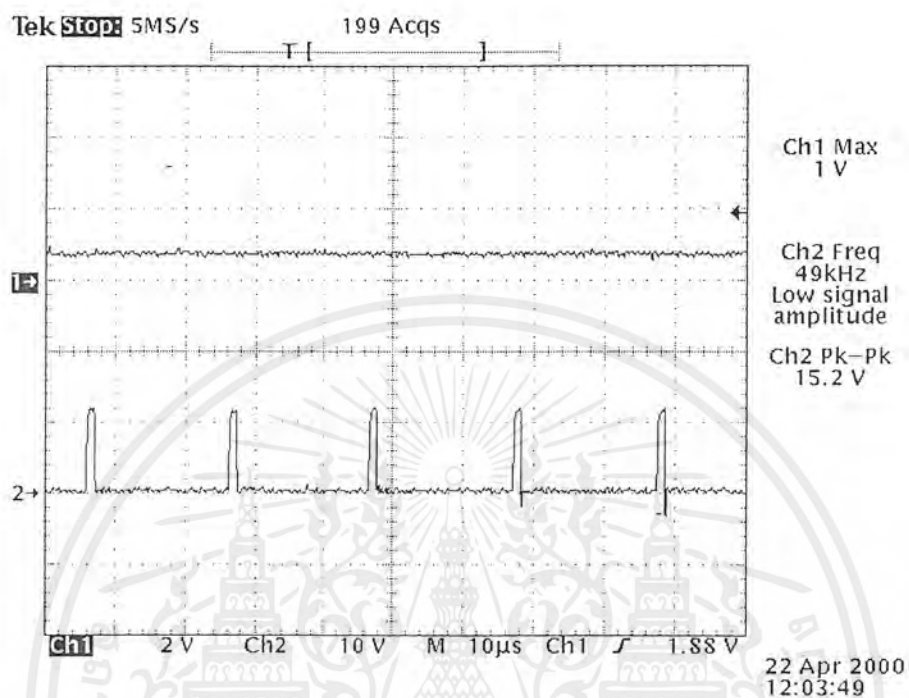
สัญญาณที่ผ่านตัวหารแล้วจะเป็นตัวที่ใช้เข้าไปควบคุมช่วงของ duty cycle โดย $d = V_n/V_s$ (ดูรูป 3.3 ประกอบ)

จากนั้นจะเป็นส่วนของภาคกำลังโดยสัญญาณที่นำไปกำหนด duty cycle นี้เพื่อให้เมื่อผ่านวงจร PWM (รูปที่ 4.8) แล้วนำไปขับวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต (จากรูปที่ 4.9) ให้ได้ค่า duty cycle ตรงตามที่ต้องการ

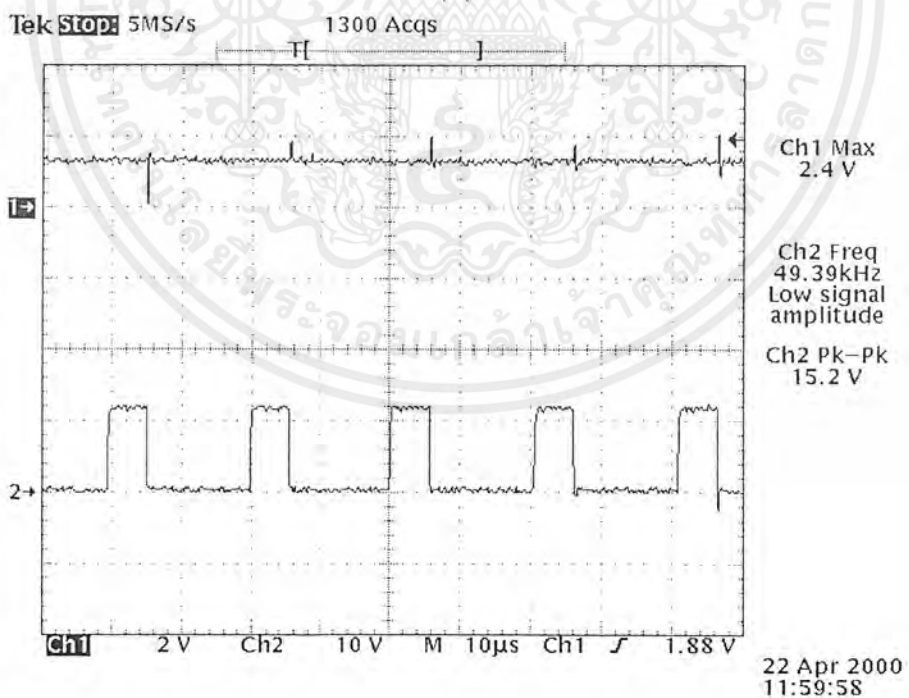


รูปที่ 4.8 แสดงวงจร PWM

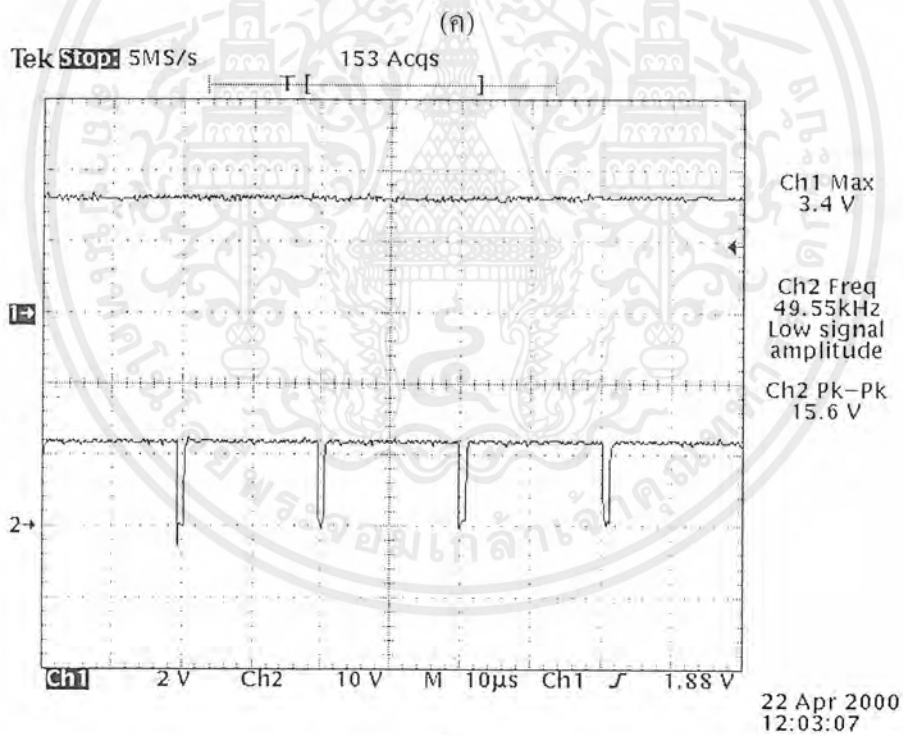
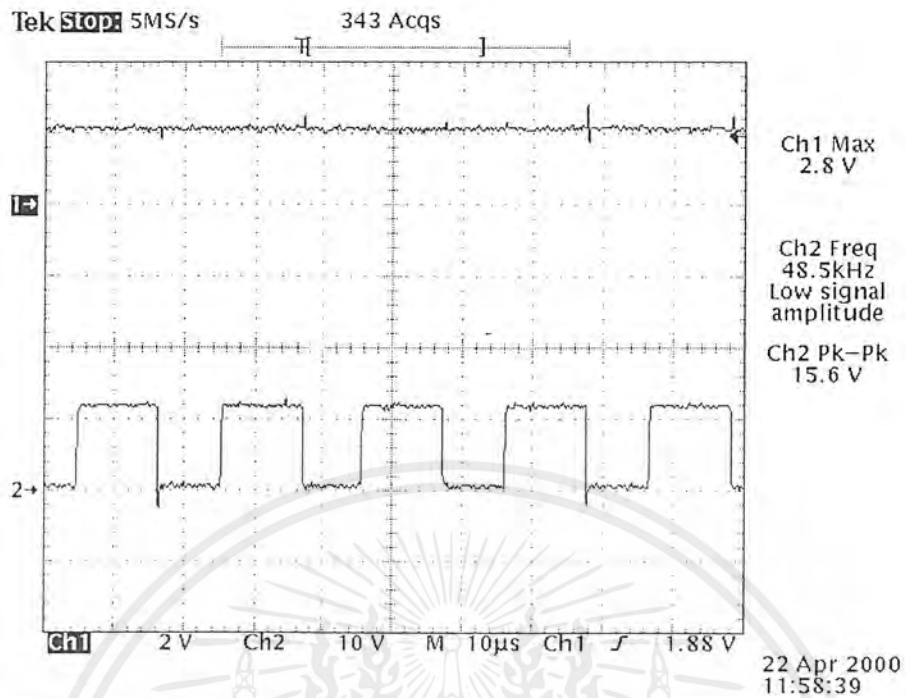
รูปต่อไปนี้จะแสดงสัญญาณที่ผ่านวงจร PWM ที่ค่าอินพุตต่าง ๆ กัน เพื่อแสดงช่วงเวลา on และ off ในการควบคุม duty cycle



(ก)



(ข)

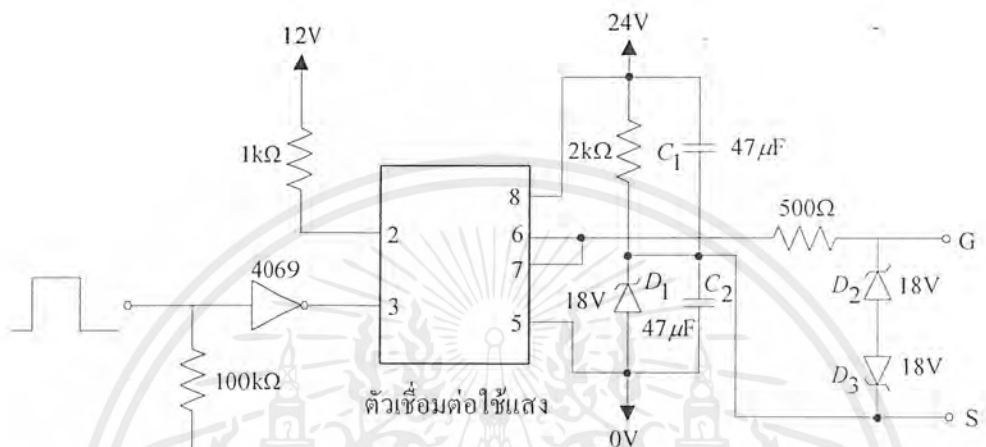


(ง)

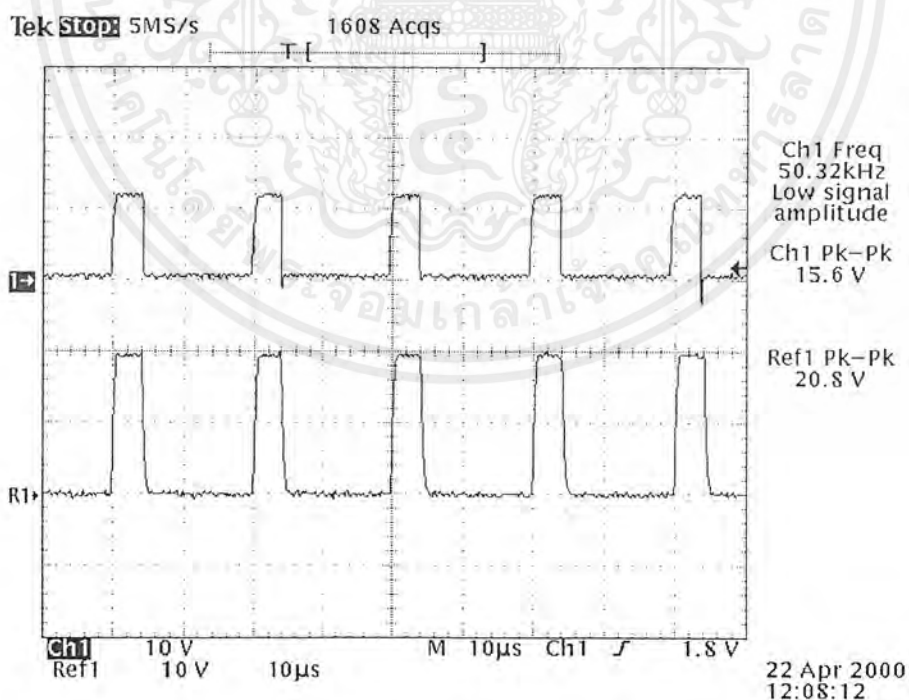
- รูปที่ 4.8.1 (ก) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 1 v
(ข) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 2.4 v
(ค) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 2.8 v
(ง) แสดงสัญญาณที่ได้จาก PWM ที่อินพุต 3.4 v

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

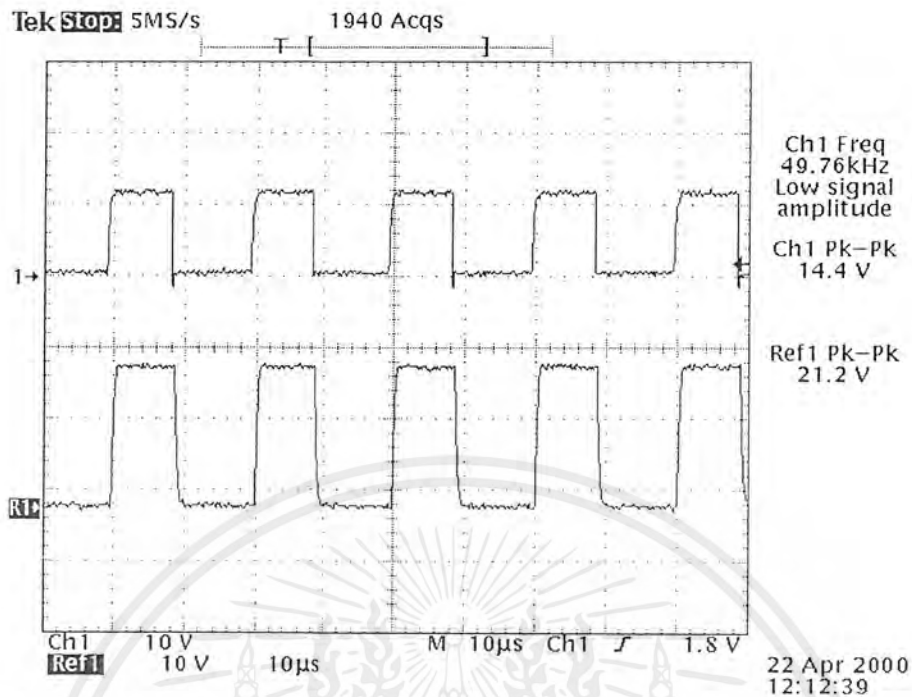
รูปต่อไปนี้จะแสดงวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟต และ สัญญาณที่ผ่านวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว เพื่อนำไปจับเพาเวอร์มอสเฟตของวงจร Buck ที่แสดงในรูปที่ 2.1 (ดูรูปที่ 3.3 ประกอบ)



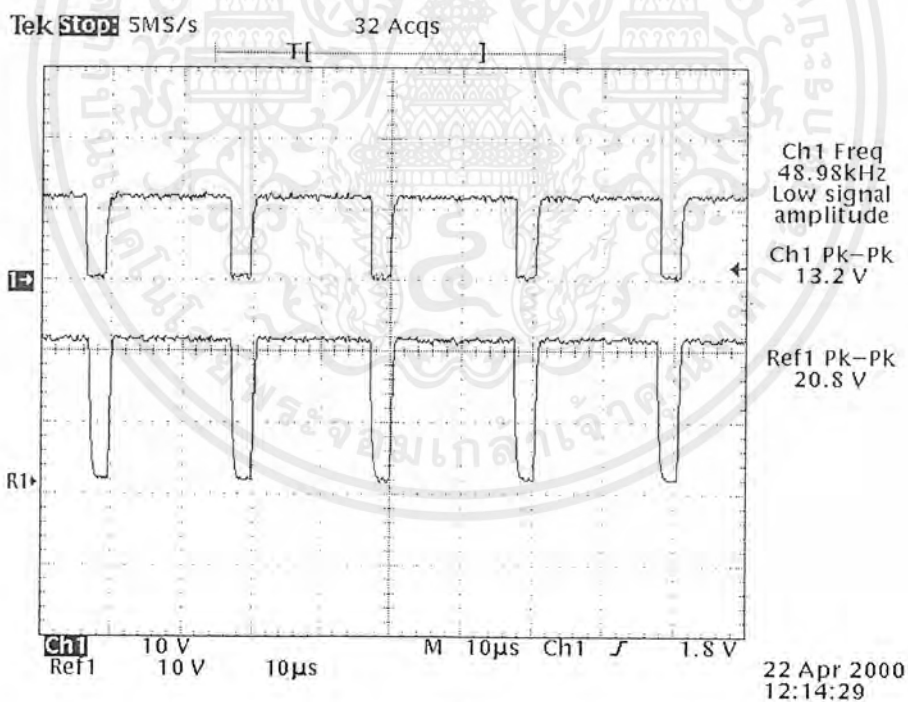
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต



(ก)



(ข)

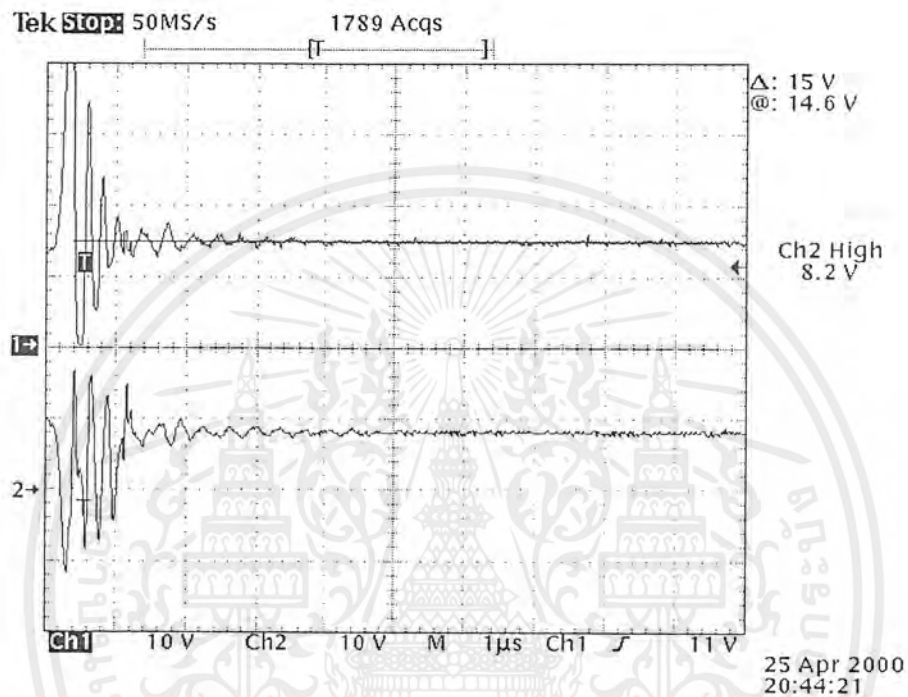


(ค)

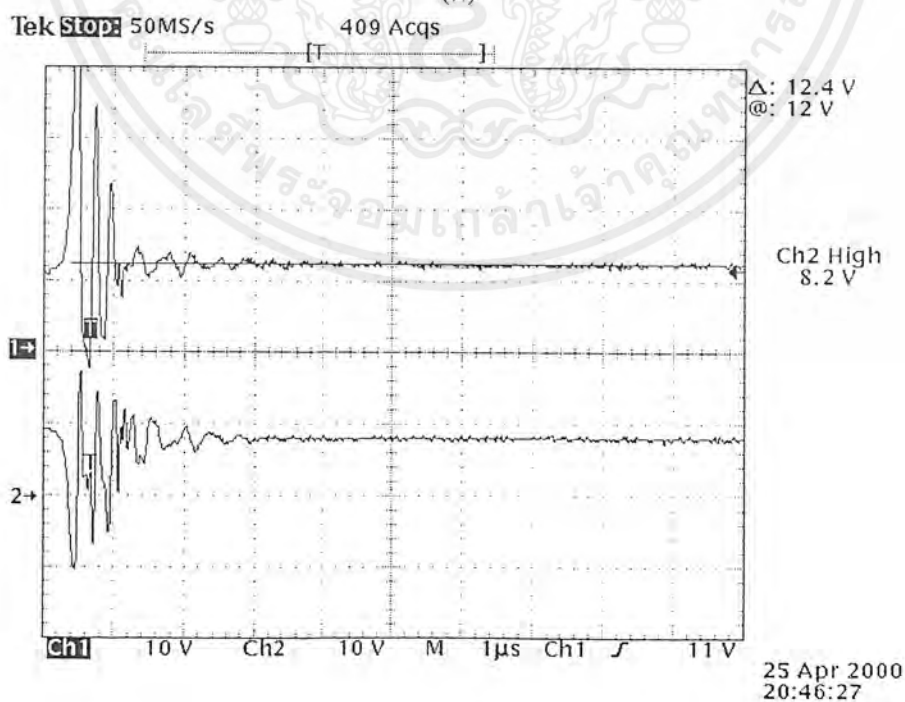
รูปที่ 4.9.1 (ก) (ข) และ (ค) แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตเทียบกับสัญญาณจาก PWM ที่แรงดันอินพุตต่าง ๆ

รวมส่วนควบคุมเข้ากับส่วนกำลัง

หลังจากการทำการทดลองทั้ง 2 ส่วนเพื่อให้ได้สัณตการทำงานที่ถูกต้องแล้วทำการนำทั้ง 2 ส่วนมารวมกันคือทำการป้อนกลับ ดังบล็อกไดอะแกรมรูป 3.3 จะได้วงจรตามรูป 4.11 และจะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูป 4.10

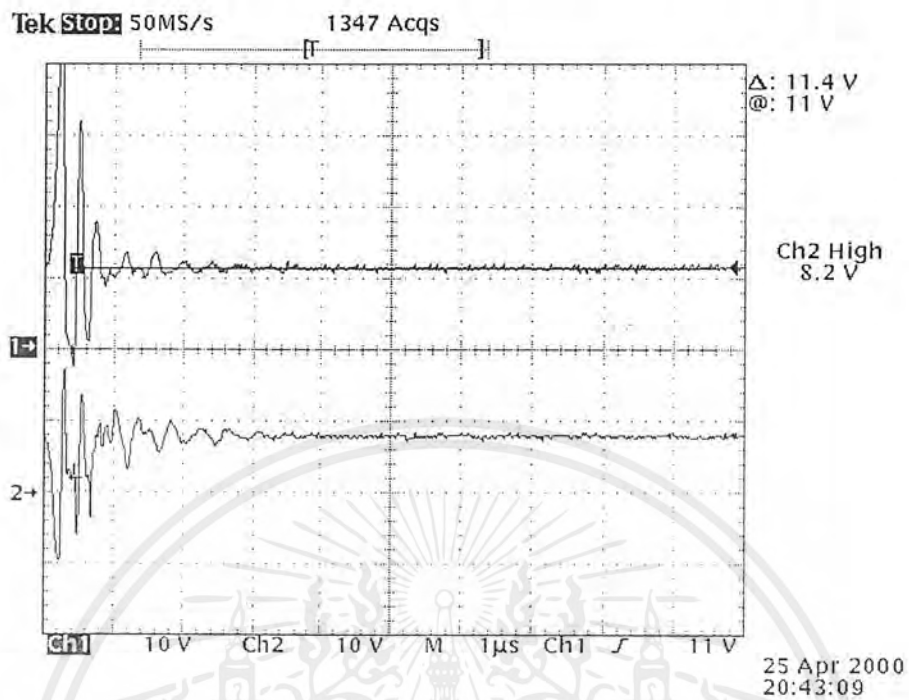


(ก)



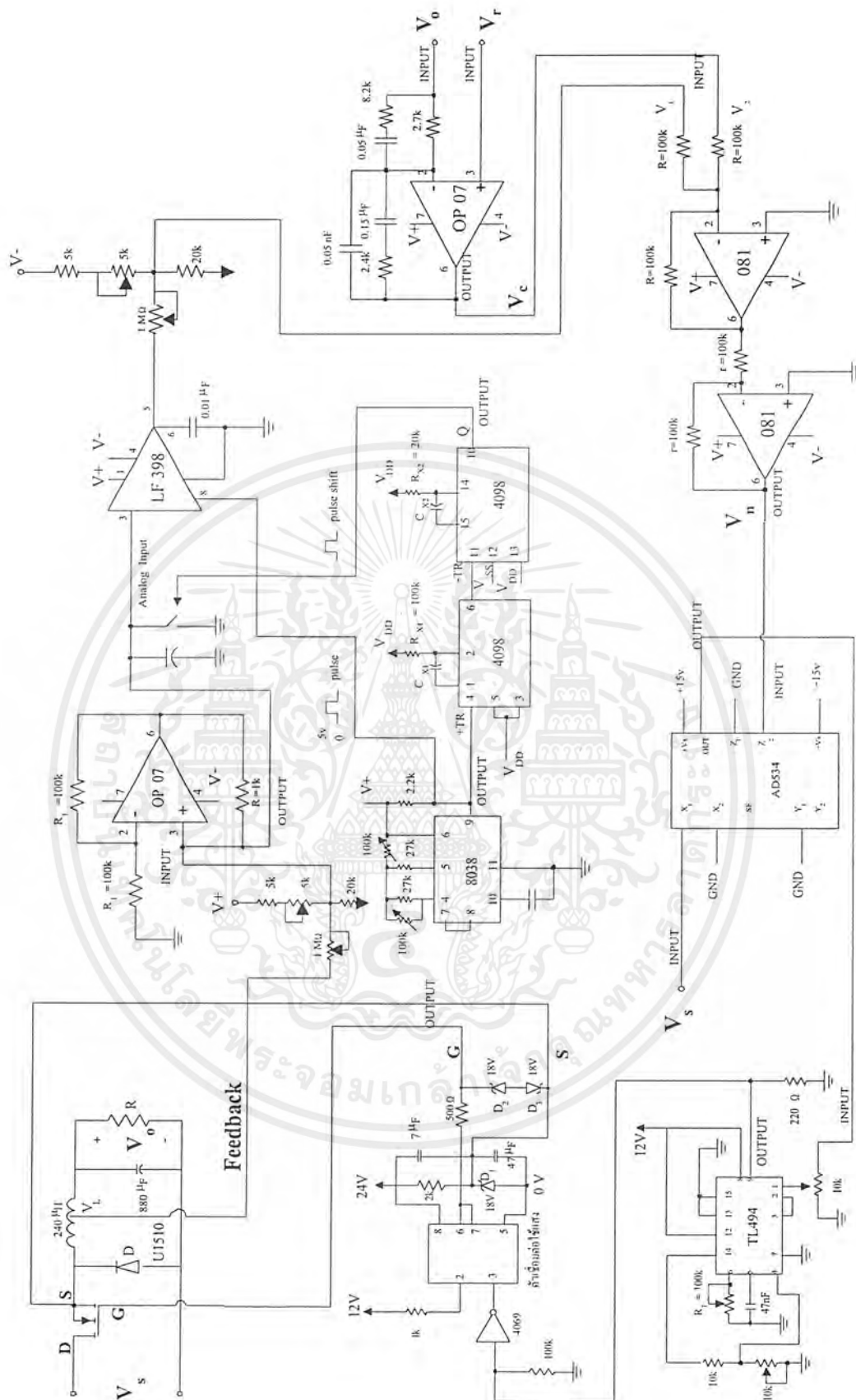
(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

- รูป 4.10 (ก) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 15$ โวลต์
 (ข) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 12$ โวลต์
 (ค) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เมื่อ $V_r = 8$ โวลต์ $V_s = 11$ โวลต์



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรรวมทั้งระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป

ผลการทดลองจากส่วนต่าง ๆ ในทุกส่วนของระบบมีผลที่ทำให้ระบบสามารถควบคุมแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟตรงได้ตามที่ต้องการ การออกแบบระบบจึงต้องมีการจำลองและทำการทดลองให้ได้ผลที่ถูกต้องตามสเตตการทำงานของวงจรแต่ละส่วนของระบบ แล้วทำการแก้ไขข้อผิดพลาด เพื่อให้ได้สเตตการทำงานที่ถูกต้องเสียก่อน จึงนำทุกส่วนมารวมกันได้เป็นผลสำเร็จ ทำให้สามารถควบคุมค่าแรงดันไฟตรงได้ตามต้องการ

เป็นการสร้าง DC-DC Converter ชนิด Buck ที่นำทฤษฎี Function Control law มาใช้เพื่อทำการกำจัดการรบกวนของแรงดันจากแหล่งจ่าย และกระแสของโหลด



กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์สักรียา ชิตวงศ์ และ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่านที่ให้คำปรึกษา และคำแนะนำต่างๆ จนช่วยให้การทำปริญญานิพนธ์สำเร็จ ลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบพระคุณอาจารย์โกศล ที่ให้ยืมสโคปเพื่อเก็บผลการทดลอง และคอยช่วยเหลือมา โดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกคนที่คอยอยู่ช่วยเป็นกำลังใจและคอยช่วยเหลือในทุกๆเรื่อง

สุดท้ายนี้ คุณความดีที่พึงมีจากการทำปริญญานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอบอบแด่ บิดา-มารดา ครู-อาจารย์ และ ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นางสาววรลักษณ์ สัตยฤทธิ์
นางสาววรัญญา สุขวงศ์

เอกสารอ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”, เอนเทลไทย, 2538
2. N. Mohan, T.M. Undeland and W. P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications and Design”, New York: John Wiley, 1989.
3. M. H. Rashid, “Power Electronics: Circuits, Devices and Applications”, Englewood Cliffs, NK: Prentice Hall, 1988.
4. C. W. Deisch, “Simple switching control method changes power converter into a current source”, IEEE PWSC Record, 1978, pp. 300-306.
5. Bracke, L.P.M., and Geerings, F.C., “Switched – Mode Power Supply Magnetic Component Requirements”, 3C85 Handbook, Philips, 1986.
6. Chryssis, G., “High – Frequency Switching Power Supplies – Theory and Design”, McGraw Hill, 1989.
7. Fisher, M.J., “Power Electronics”, PWS – Kent, Boston, 1991.
8. Kilgenstein, O., “Switch – Mode Power Supplies in Practice”, John Wiley & Sons, 1989.
9. Motorola, “Switchmode – Designer’s Guide for Switching Power Supply”, Motorola Designer Guide, 1992.
10. Motorola, “TMOS Power MOSFET Transistor Data”, Motorola Data Book, DL135/D, Rev 4, 1992.
11. Alleva, C., “Power Supplies – Make the Specs Work for You”, Evaluation Engineering, Apr.1988.
12. Billings, K.H., “Handbook of Switchmode Power Supplies”, McGraw – Hill, 1989.
13. Kenneth, C. Smith, “Microelectronic Circuits”, Third edition, pp.73-76