



การศึกษาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
Power Electronics Education



โดย
นาย ชูขง ศรีบุญเรือง
นาย ต่อพงษ์ สาหร่ายวัง

วัน เดือน ปี.....5.คค 2541
เลขทะเบียน.....038465
เลขเรียกหนังสือ.....T.4000566/6ก

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038465

ปีการศึกษา 2540

การศึกษาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

Power Electronics Education



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ดร.วีระเชษฐ ขันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ผู้จัดทำ

1. นายชุง ศรีบุญเรือง
2. นายต่อพงษ์ สาหรัยวัง



(คร. วีระเชษฐ จันเงิน)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีวงจรอินเวอร์เตอร์	2
2.1 ประเภทของการอินเวอร์เตอร์	3
2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์	5
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการออกแบบอินเวอร์เตอร์	6
2.4 อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้เป็นสวิตช์	12
2.5 วงจรควบคุม	13
2.6 ออปโตคัปเปิลเตอร์ในวงจรควบคุม	20
2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	21
บทที่ 3 ดีซี-ดีซี สวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์	27
3.1 บทนำ	27
3.2 การควบคุมดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์	28
3.3 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	30
3.4 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	41
3.5 คอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสต์	46
บทที่ 4 ส่วนประกอบและการทำงานของโครงการ	54
4.1 ดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์	54
4.2 ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	60
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	63
5.1 การทดลองโครงการคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	63
5.2 การทดลองโครงการคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	64
5.3 การทดลองเรื่องดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์	70

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	75
6.1 บทวิจารณ์อินเวอร์เตอร์	75
6.2 บทสรุปอินเวอร์เตอร์	75
6.3 บทวิจารณ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์	75
6.4 บทสรุปดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์	76

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. แสดงคุณลักษณะของอุปกรณ์

ภาคผนวก ข. ภาพถ่ายของโครงการ

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

นาย ชูขง ศรีบุญเรือง

นาย ต่อพงษ์ สาหร่ายวัง

ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการศึกษาทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ในเรื่องที่เกี่ยวข้องกับดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์โดยใช้หลักการของ พัลส์วิดมอดคูเลชันเป็นตัวควบคุม ซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ เต็มรูปคลื่น (Full Bridge Inverter) และใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) เป็นตัวสวิตช์ และวงจรขับเคลื่อนที่เป็น ไอซีสำเร็จรูป เบอร์ IR 2113 ซึ่ง IR 2113 รับสัญญาณจากวงจรขยายที่สร้าง จาก TTL 7406 ซึ่งต่อแบบคอลเลกเตอร์เปิด (Open Collector) และก่อนหน้านั้นสัญญาณได้ผ่านมาจากวงจรอปโตไอโซเลท (Opto-Isolate) ซึ่งใช้ ไอซี เบอร์ 6 N136 เป็นไอซี ออปโตไอโซเลเตอร์ และวงจรที่เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลชัน คือ TL 494. จะสร้างสัญญาณพัลส์

ส่วนอีกเรื่องที่ศึกษาก็คือ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) เป็นการศึกษาการ เปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้ สูงขึ้นหรือต่ำลง โดยใช้หลักการของบัค-บูสท์ คอนเวอร์เตอร์ (Buck-Boost Converter) ซึ่งใช้อุปกรณ์สวิตช์ในการเพิ่มระดับแรงดัน หรือลด ระดับแรงดัน สำหรับตัวสวิตช์ในโครงงานนี้ใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตช์ ทำการสวิตช์ที่ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต โดยสัญญาณที่จะมาทริกขาเกตมาจาก ไอซี TL 494. ผลที่ได้ทั้งสองหัวข้อนี้ สามารถนำมาใช้เพื่อการศึกษาเรื่องคอนเวอร์เตอร์ที่มีแหล่งพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงได้ดี

POWER ELECTRONICS EDUCATION

Shooyong Sriboonruang

Torpong Saraiwang

Dr. Werachet Khan-ngern Advisor

1997

ABSTRACT

This thesis is the power electronics education in subject of the inverter and converters. Pulse width modulation technique is used as a control for an inverter. The object is to study in dc-ac inverter and dc-dc converter

The dc-ac inverter in this project is a PWM full-bridge type. It is used IC IR2113 for gate drive circuit. PWM signal is generated by TL494, when switching frequency at 20 kHz.

The dc-dc converters in this project are step-down converter (buck converter) and step-up converter (boost converter). The study is how to convert dc input into controlled dc output at a desired voltage level by switch-mode technique. TL494 is also a control signal for driving MOSFET at switching frequency at 10 kHz.

Finally, the study of the converters, power dc, is achieved.

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆของอินเวอร์เตอร์	5
รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพหุพูล	5
รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	6
รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	6
รูปที่ 2.5 วงจรแบบพหุพูลและรูปคลื่นที่จุดต่างๆ	7
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นคัทคาและกระแสสไปค์	8
รูปที่ 2.7 การต่อวงจรสับเบรเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปค์	9
รูปที่ 2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	9
รูปที่ 2.9 แสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรแบบฮาร์ฟบริดจ์	10
รูปที่ 2.10 แสดงพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์และรูปคลื่น	12
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	14
รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะเอาต์พุตของพีดีบีลิวเอ็ม	15
รูปที่ 2.13 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	15
รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	16
รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	17
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494	18
รูปที่ 2.17 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส	19
รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปลอร์ซึ่งประกอบด้วยLED และโฟโตทรานซิสเตอร์	20
รูปที่ 2.19 แสดงการต่อขั้วเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซีTTL ที่มีเอาต์พุต เป็นแบบคอลเลคเตอร์เปิด	21
รูปที่ 2.20 แสดงการต่อขั้วเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS โดยตรง	22
รูปที่ 2.21 แสดงการต่อขั้วเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสด้วยหม้อแปลง	22
รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณการกำเนิดทริกเกอร์	23
รูปที่ 2.23 แสดงสัญญาณการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบหลายพัลส์	24
รูปที่ 2.24 การมอดดูเลตตามกว้างของพัลส์แบบซายน์	26
รูปที่ 3.1 ระบบดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 3.2 การแปลงคิซี - คีซี ในสวิทช์โหมค	29
รูปที่ 3.3 พัลส์วิทโมคูลุชัน	29
รูปที่ 3.4 คีซี - คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	32
รูปที่ 3.5 แสดงสถานะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	33
รูปที่ 3.6 กระแสช่วงนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง	35
รูปที่ 3.7 การนำแบบต่อเนื่องของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	36
รูปที่ 3.8 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง ที่รักษา V_d คงที่	37
รูปที่ 3.9 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง ที่รักษา V_o คงที่	40
รูปที่ 3.10 รีปเปิลของแรงดันเอาต์พุตในคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	40
รูปที่ 3.11 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	42
รูปที่ 3.12 โหมคการนำแบบต่อเนื่อง	42
รูปที่ 3.13 ขอบเขตการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	43
รูปที่ 3.15 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น ที่รักษา V_o คงที่	45
รูปที่ 3.16 ผลกระทบแฝงที่เกิดขึ้นบนอัตราส่วนของแรงดัน	47
รูปที่ 3.17 แรงดันรีปเปิลทางเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	47
รูปที่ 3.18 คอนเวอร์เตอร์แบบบัค - บุกส์	48
รูปที่ 3.19 คอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บุกส์ ($i_L > 0$)	49
รูปที่ 3.20 ขอบเขตของการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บุกส์	50
รูปที่ 3.21 รูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บุกส์ในโหมคการนำแบบไม่ต่อเนื่อง	51
รูปที่ 3.22 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บุกส์เมื่อให้ V_o คงที่	52
รูปที่ 3.23 ผลกระทบของส่วนประกอบแฝงที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บุกส์	53
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของโครงการอินเวอร์เตอร์	54
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วย TL 494	55
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ TL 494	56

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรแยกกราวด์ด้วยไอซีเบอร์ 6N136	56
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก 6N136 เมื่อมีการต่อวงจรช่วย	57
รูปที่ 4.6 แสดงวงจรขยายสัญญาณด้วยวงคอตเลคเตอร์เปิด	57
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก TTL 7406 เมื่อมีการต่อวงจรช่วยในการทำงาน	58
รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ IR 2113	59
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก IR 2113	59
รูปที่ 4.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น	60
รูปที่ 4.11 แสดงส่วนวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มหนึ่งเอาต์พุตด้วย TL494	61
รูปที่ 4.12 แสดงการต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	62
รูปที่ 4.13 แสดงการต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	62
รูปที่ 5.1 การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	63
รูปที่ 5.2 การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	64
รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง	69
รูปที่ 5.4 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น	69
รูปที่ 5.5 การต่อชุดการทดลองอินเวอร์เตอร์	71
รูปที่ 5.6 แสดงลำดับการสร้างสัญญาณขับ	71
รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะ ไม่มีโหลด	73
รูปที่ 5.8 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ โหลดความต้านทาน	73
รูปที่ 5.9 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ โหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์	74

บทที่ 1

บทนำ

ในเนื้อหาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังนี้ เราสามารถแบ่งออกเป็นส่วนหลักๆ ได้ 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ทางด้านดีซี และทางด้านเอซี ซึ่งการศึกษาทั้ง 2 ส่วนนี้ ได้ทำการศึกษาทางด้านทฤษฎี และเพื่อให้เข้าใจเนื้อหายิ่งขึ้น ในโครงการนี้จึงได้ทำการสร้างชุดทดลองเพื่อการศึกษาในบางส่วนของทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังขึ้นมา ซึ่งเป็นชุดทดลองทางด้านดีซี แบ่งออกเป็น

1. ดีซี - เอซี อินเวอร์เตอร์ ใช้หลักการของพัลส์วิดคมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation)

2. ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ใช้หลักการของบัคและบูสต์ (Buck-Boost Converter)

วงจรดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์นี้ จะใช้ต่อกำเนิดสัญญาณพีคดับลิวเอ็มจาก ไอซี TL 494 ซึ่ง TL 494 จะสร้างสัญญาณที่มีความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต มาสองสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกัน 180 องศา จากนั้น นำสัญญาณที่ได้ไปเข้า 6N136 ซึ่งเป็นออปโตไอโซเลเตอร์แบบโฟโต้ทรานซิสเตอร์ เพื่อแยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรกำลังออกจากกัน สัญญาณที่ผ่านการแยกกราวด์จะเข้าไปในวงจรคอลเลคเตอร์เปิด (Open collector) เพื่อขยายสัญญาณ และวงจรขยายสัญญาณได้ทำการสร้างจาก TTL 7406 หลังจากนั้นจึงไปผ่านวงจรจับเกท ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ IR 2113 เพื่อจะนำไปขับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น (Full Bridge Inverter) ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟต IRF 450 เป็นตัวสวิทช์ในวงจรกำลัง ซึ่งต่อกับแรงดันดีซีขนาด 48 โวลต์ (ขอด-ขอด) และลักษณะสัญญาณก็จะขึ้นอยู่กับโหลด

ส่วนวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์นี้ เราจะแบ่งชุดทดลองออกเป็นสองชุดคือคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง (Buck Converter) และคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น (Boost Converter) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานของการศึกษาเรื่อง ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ TL494 เป็นตัวสร้างสัญญาณทริกเกท โดยการจะสร้างสัญญาณพีคดับลิวที่มีขนาดความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต เพื่อขับอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งในโครงการนี้ใช้มอสเฟต และใช้แรงดันดีซีลิคที่มีขนาด 12 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุตที่มานั้นจะขึ้นอยู่กับการควบคุมค่าควิดีไซเคิล ที่จ่ายให้กับอุปกรณ์สวิทช์ของวงจร

บทที่ 2

ทฤษฎีวงจรอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยสามารถเปลี่ยนแปลงหรือควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้า และความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับได้ ซึ่งนำไปใช้ประโยชน์ต่างๆ ได้ เช่น จ่ายกระแสไฟฟ้า ในกรณีที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักเกิดผิดปกติที่เรียกว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองหรือยูทีเอส โดยที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองนี้จะทำการโอนย้ายภาระไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักให้มาต่อกับระบบของอินเวอร์เตอร์ เมื่อเกิดภาวะผิดปกติดังกล่าวในระยะเวลาเพียงไม่กี่วินาที โดยแปลงไฟจากแบตเตอรี่ที่ประจุไว้ขณะที่มีแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลัก หรือการนำเอาอินเวอร์เตอร์มาใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ เมื่อความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับเกิดการเปลี่ยนแปลงความเร็วของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์มีค่า คงที่ทุก ๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

หลักการของอินเวอร์เตอร์จะอาศัยการตัดต่อของสวิทช์ที่เป็นสารกึ่งตัวนำ เป็นตัวตัดต่อไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่ออยู่กับภาระไฟฟ้า เช่น ทรานซิสเตอร์, เอสซีอาร์, เพาเวอร์มอสเฟต ไอจีบีที เป็นต้น เพื่อที่จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมภาระไฟฟ้าเป็นสัญญาณไฟกระแสสลับ ซึ่งในโครงการนี้เป็นการศึกษาโดยการนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตมาทำหน้าที่เป็นตัวสวิทช์ของวงจรทางด้านกำลังที่จะเป็นตัวต่อแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ต่ออยู่กับภาระไฟฟ้ากระแสสลับที่มีรูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยมคอวี (Quasi square wave) แล้วนำมาผ่านวงจรกรองความถี่จะรูปคลื่นเป็นแบบขายนการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้า มี 3 วิธีคือ

1. ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ สามารถทำได้โดยใช้วงจรตัดไฟ(Rectifier) ที่สามารถควบคุมระดับแรงดันได้หรือใช้วงจรช้อปเปอร์
2. ควบคุมแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยใช้พัลส์มอดดูเลชัน (Pulse Modulation) มีหลายแบบ เช่น พัลส์วิดค์มอดดูเลชัน (Pulse Width Modulation), ซิงค์เกิ้ลพัลส์มอดดูเลชัน (Single Modulation) ทำให้เอาท์พุทมีรูปร่างเปลี่ยนไป
3. ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทโดยใช้ หม้อแปลงสเตปปีง(Stepping Transformer) วิธีการควบคุมแบบนี้ให้การตอบสนองช้าไม่ค่อยนิยม

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์กับการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้อินเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 วิธีนิยมใช้กันมาก

ซึ่งในโครงการนี้ จะใช้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์ซึ่งอินเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นมีหลายแบบ โดยแต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับว่าจะใช้โพลชนิดใดต้องการสัญญาณแบบไหน ดังรายละเอียดดังนี้

1. แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave)

เป็นอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้สัญญาณเอาต์พุต เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นชนิดที่สร้างได้ไม่ยากแต่จะให้เอาต์พุตเป็นคลื่นไซน์เวฟ

2. แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี (Quasi square wave)

แบบนี้ได้รับการปรับปรุงมาจากแบบแรก ซึ่งจะกรองเอาสัญญาณขาขึ้นออกมาได้ง่ายขึ้นและแบบนี้สามารถใช้ได้เฉพาะโพลเท่านั้น เพราะว่าในเอาต์พุตแบบนี้ยังมีฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก

3. แบบ 6 ขั้นและแบบ 12 ขั้น (Six step, Twelve step)

ทั้งสองชนิดนี้ใช้สัญญาณควอซีมารวมกัน โดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า โดยใช้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ จึงสามารถลดอุปกรณ์กรองความถี่ได้เพราะฮาร์โมนิกส์ลดลงแต่การสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ยุ่งยาก จะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเพราะต้องใช้ควอซีหลาย ๆ ตัวมาต่อขนานกัน และยังคงใช้หม้อแปลงเพิ่มขึ้นด้วยทำให้มีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมากซึ่งวิธีการแบบนี้ใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดสูง

4. แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation)

แบบนี้จะให้ไม่เหมือนแบบอื่น โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเกิดขึ้นจากการมอดูเลทระหว่างคลื่นไซน์กับคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งผลที่ได้จะมีฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ต่ำน้อยมาก อุปกรณ์กรองความถี่ที่ใช้จึงมีขนาดเล็กแต่สัญญาณแบบนี้มีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบและแบบนี้มีความเหมาะสมกับอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังไม่ใหญ่มากนัก

2.1 ประเภทของการอินเวอร์เตอร์

การแบ่งอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งได้กว้าง ๆ เป็น 2 ประเภทคือ

1. การอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว
2. การอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส

1. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter;VSI) ซึ่งแบ่งเป็นกลุ่มย่อยๆ ได้ 4 กลุ่มดังนี้

1.1 อินเวอร์เตอร์แบบ การมอดคูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation (PWM)Inverter)

1.2 อินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนซ์

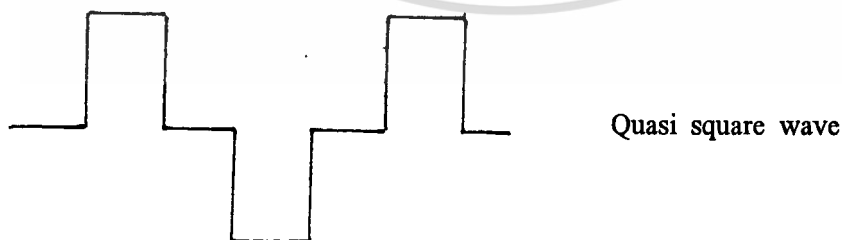
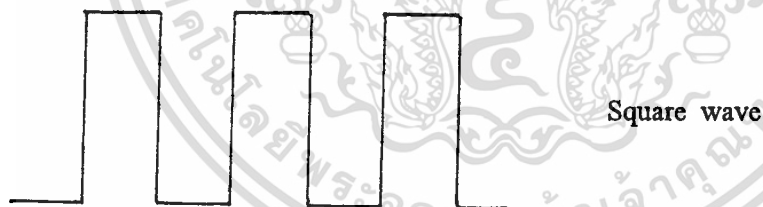
1.3 อินเวอร์เตอร์แบบแมคเมอร์รี่(McMurry)

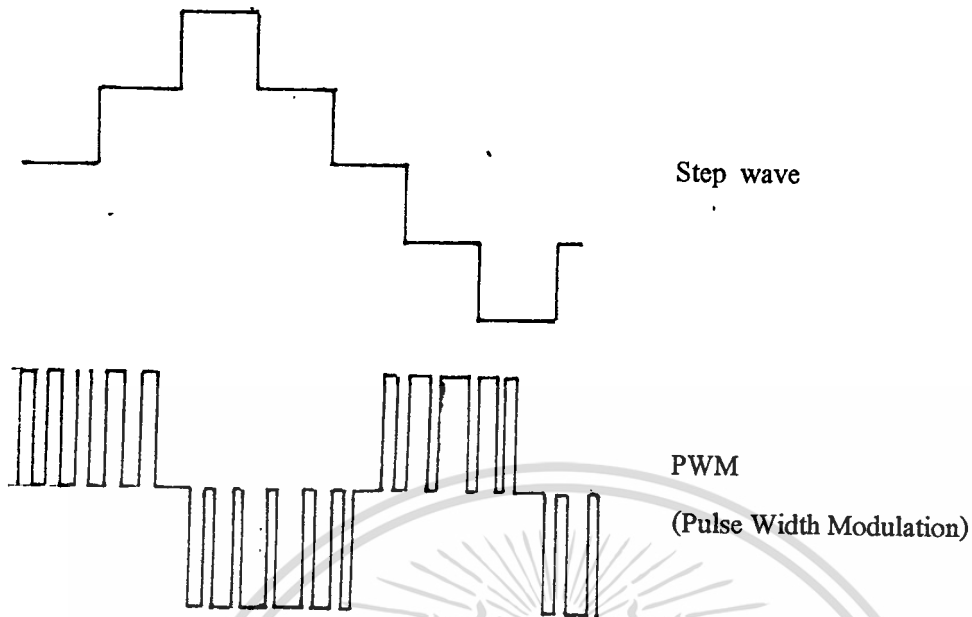
1.4 อินเวอร์เตอร์แบบแมคเมอร์รี่-เบคฟอร์ด(McMurry-Bedford)

2. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter;CSI) สำหรับในโครงการนี้เราจะศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฉพาะแบบป้อนแรงดันเท่านั้น

นอกจากนี้วงจรอินเวอร์เตอร์นั้นเอาท์พุทที่ได้จากวงจรยังไม่ได้เป็นรูปคลื่นไซน์ที่สมบูรณ์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่ ซึ่งรูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วยผลรวมระหว่างคลื่นความถี่หลักมูล กับองค์ประกอบฮาร์โมนิคที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล

ดังนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาตามลักษณะรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีอยู่ด้วยกันหลายแบบดังแสดงในรูป

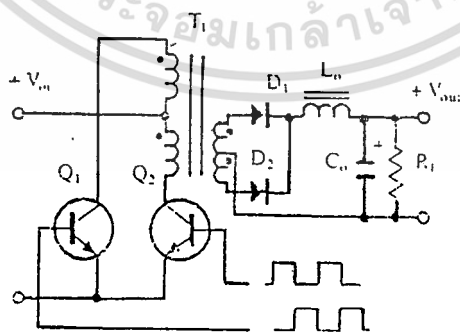




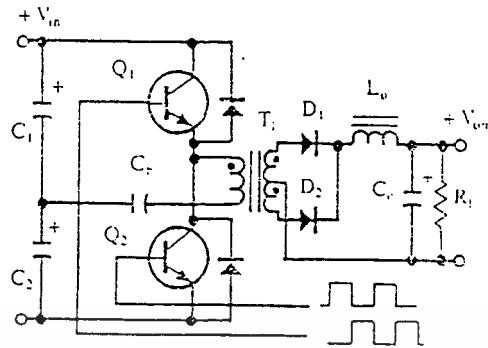
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุต แบบต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

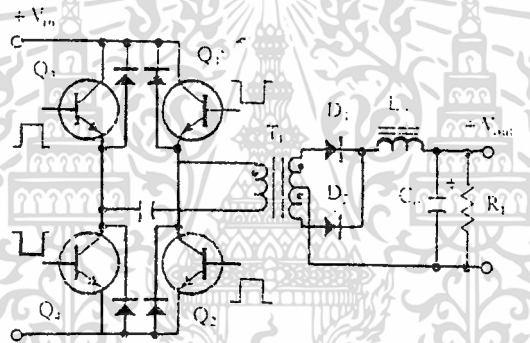
วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมีอยู่หลายรูปแบบ แต่ละแบบมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจรและขนาดของอุปกรณ์ที่แตกต่างกันออกไปด้วย ส่วนวงจรที่นิยมใช้กัน ได้แก่ วงจรแบบพุชพูล (Push Pull) วงจรแบบฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) และวงจรแบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge)



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์



รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการออกแบบอินเวอร์เตอร์

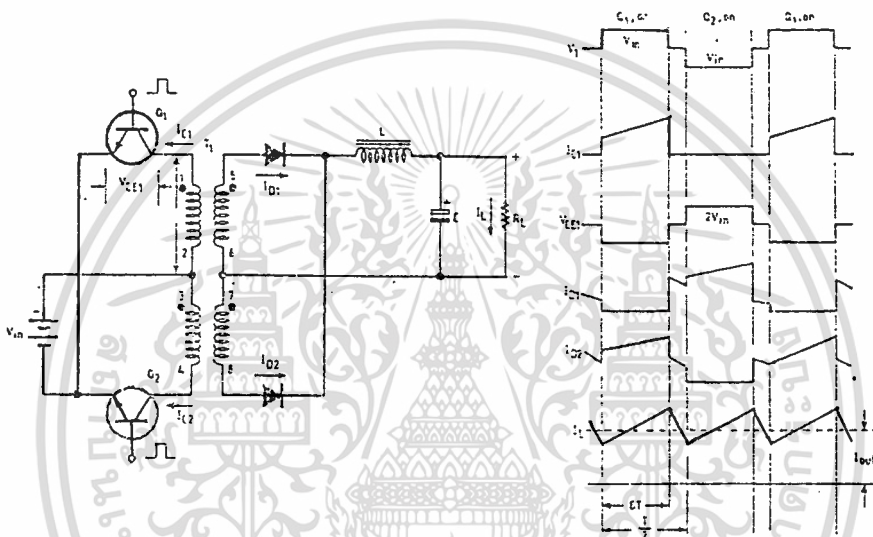
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทํางานพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้วานรวมถึงคุณสมบัติ และความเหมาะสมของวงจรแต่ละชนิดด้วย วงจรที่นิยมใช้งานทั่วไปได้แก่ วงจรพุกพุก วงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์

1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุกพุก

วงจรแบบพุกพุกนี้ การทํางานจะเสมือนว่ามีวงจรฟอร์เวิร์ด(Forward) 2 วงจรผลัดกันทํางานคนละครึ่งไซเคิล ดังในรูป 2.5 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจร

กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์(Forward Converter) ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ก็จะต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

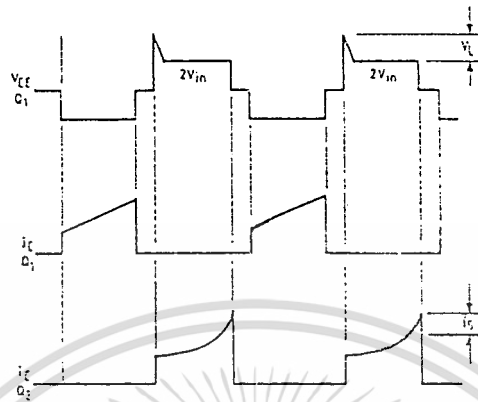
ข้อดีของวงจรพุกพุกนั้น จะมีวงจรที่ไม่ยุ่งยาก วงจรใครที่จะไม่ซับซ้อน และไม่ต้องการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสพิกัด จะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่ง



รูปที่ 2.5 วงจรแบบพุกพุก และรูปคลื่น ที่จุดต่างๆ

ข้อจำกัดของวงจรพุกพุก

1. ข้อจำกัดทางด้านขนาดของอุปกรณ์ เช่น การทนต่อพิกัดแรงดัน สำหรับวงจรพุกพุก พิกัดแรงดันของอุปกรณ์ที่เป็นตัวสวิตช์จะต้องทนได้ประมาณ 2 เท่า ของแรงดันอินพุต และกรณีทำให้อุปกรณ์นั้นต้องทนแรงดันสูงขึ้นไปอีก
2. ปัญหาการอิมิตัวของแกนหม้อแปลง การเกิดปัญหาแกนหม้อแปลงอิมิตัวมาจากเมื่ออุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์เริ่มนำกระแส ฟลักซ์จะเพิ่มขึ้นในทิศทางของ B-H Curve และจะกลับทิศเมื่ออุปกรณ์ตัวแรกหยุดนำกระแส ตัวที่สองก็จะนำกระแสแทน



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของสั๊กคาและกระแสไปค้

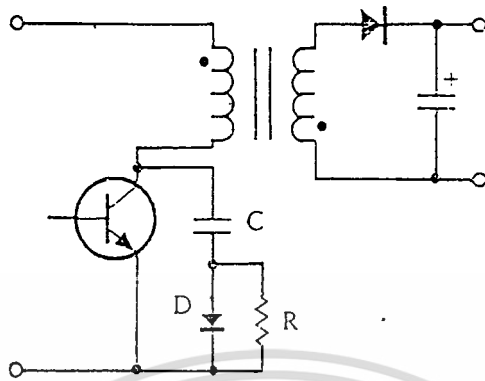
การที่บริเวณ 2 บริเวณของความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก จะเท่ากันได้ อุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ จะต้องมีความสมบัติในการสวิตช์ซึ่งเหมือนกัน เพราะถ้าหากคุณสมบัติในการสวิตช์ไม่เหมาะสมดีแล้วจะเกิดทางเดินเส้นแรงแม่เหล็ก ไปในทิศทางหนึ่งของ B-H Curve ซึ่งจะทำให้แกนอิ่มตัวได้ กรณีที่เป็นทรานซิสเตอร์กำลังแกนอิ่มตัวจะหมายถึง เกิดกระแสไปค้ของคอลเลกเตอร์ ทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังนั้นคุณสมบัติต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์จะเสียไป หรือพังไปในที่สุด (Thermal runaway)

การแก้ปัญหาในส่วนที่เกิดขึ้นนี้ สามารถทำได้โดย

1 สร้างแกปให้หม้อแปลง (Gap Core) เพื่อเป็นการลดลิตเกจอินดักแตนส์ แต่จะมีผลให้การถ่าย พลังงานลดลง

2 ติดวงจรสนับเบอร์ (Snubber) เพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปค้

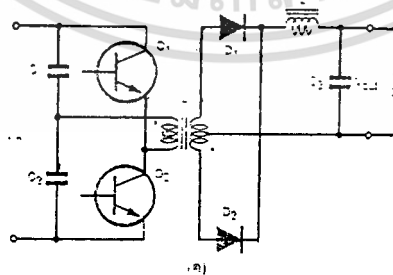
3 ใช้วงจรซึ่งทำให้การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งสมดุลกัน แต่วิธีนี้จะใช้เฉพาะวงจรที่พิเศษ เพราะจะเป็นการเพิ่มราคาและความยุ่งยากซับซ้อนให้กับวงจร ส่วนในการศึกษาและออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้จะใช้วิธีติดวงจรสนับเบอร์เพื่อเป็นการจำกัดขนาดของสั๊กคาสไปค้ จากรูปที่ 2.7 ข้างล่างนี้เป็นตัวอย่างของวงจรสนับเบอร์



รูปที่ 2.7 การต่อวงจรสับเบอร์ เพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปค์

2 วงจรอินเวอร์เตอร์ฮาร์ฟบริดจ์

วงจรฮาร์ฟบริดจ์จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งไซเคิลของรูปอุปกรณ์สวิทช์ โดยที่หม้อแปลงไม่มีแทป แรงดันที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท การที่สวิทช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางตรงกันข้ามกับตอนแรก ทำให้ไฟสลับไปมาเป็น ไซเคิล



รูปที่ 2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.8 a ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ได้รับการออกแบบให้ทำงานที่เวลาต่างกัน นั่นคือเมื่อ Q_1 เปิดที่เวลา $t=0$ และปิดที่เวลา $t=T_0/2$ ทำให้แรงดันชั่วขณะตกคร่อมโหลด $V_o = V_s$ และเมื่อ Q_2 เปิดที่เวลา $t=T_0/2$ และปิดที่เวลา $t=T_0$ ทำให้แรงดันชั่วขณะตกคร่อมโหลด $V_o = -V_s/2$ ดังรูป 2.8 b

กรณีในวงจรรูป 2.8 a ถ้าต่อกับโหลดอินดักทีฟ กระแสที่ไหลไม่สามารถเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเอาต์พุตได้ทันที (ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของโหลด) นั่นคือ

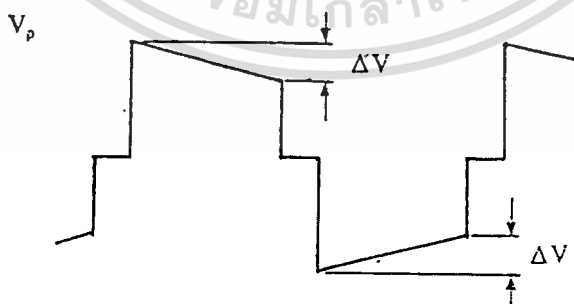
ถ้า Q_1 ปิดที่เวลา $t = T_0/2$ กระแสที่ไหลจะไม่เป็นศูนย์และยังคงไหลผ่านไดโอด D_2 โหลด และแหล่งจ่ายแรงดันดีซี ด้านล่าง (จนกระทั่งกระแสตกลงเป็นศูนย์)

ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 ปิดที่เวลา $t = T_0$ กระแสที่ไหลยังคงไหลผ่านไดโอด D_1 โหลด และแหล่งจ่ายดีซีด้านบน ดังนั้นขณะไดโอด D_1 หรือ D_2 นำกระแสจะมีการป้อนพลังงานที่เก็บไว้ใน (L) ของโหลด กลับไปยังแหล่งจ่าย (dc) และไดโอดเหล่านี้เรียกว่าไดโอดป้อนกลับ (FEEDBACK DIODE).

ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

นอกจากสามารถลดขนาดหม้อแปลง เนื่องจากสวิตช์คาถลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของสวิตช์อินพุตแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้สวิตช์ของเอาต์พุตเกิดความสมดุลกันได้อีก แต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะสูงขึ้นกว่าปกติ

ในกรณีที่เกิดสวิตช์ไม่สมดุลกัน แล้วนำไปผ่านเข้าหม้อแปลง จะทำให้เกิดทางเดินแม่เหล็ก ซึ่งจะมีผลต่อไปทำให้หม้อแปลงเกิดอิ่มตัว และกระแสจำนวนมากมายจะเกิดขึ้นเช่นเดียวกับวงจรพหุผล



รูปที่ 2.9 แสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาร์ฟบริดจ์

การแก้ไข

1 เราสามารถแก้ไขการเกิดปัญหานี้ โดยการต่อ C คัปปี้ง(Coupling) เข้าไปดังแสดงในรูป 2.9 โดยต่ออนุกรมเข้าไปกับหม้อแปลงด้านไพรมารีซึ่งจะยกระดับแรงดันคัสซึ้นมา

2 การลดเวลา เทิร์นออฟหลอดทรานซิสเตอร์โดยการใช้เบคเกอร์แคลมป์ไดโอด(Baker clamp diode) ในวงจรขับเบส

การคำนวณค่า C คัปปี้ง

การคำนวณจะเกี่ยวข้องกับค่าอินดักแตนส์ในส่วนของวงจรทางด้านทุติยภูมิ ของหม้อแปลง ดังแสดงในสูตร

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_R C})$$

เมื่อ f_r = Resonance Frequency , kHz

C = คัปปี้งคาปาซิแตน

L_r = รีเฟล็กต์ฟิลเตอร์อินดักแตนส์(Reflected filter)

โดยที่

$$L_r = L(N_p/N_s)^2$$

N_p/N_s = อัตรารอบ(Turn ratio)

L = เอาท์พุทอินดักแตนส์(Output inductance)

เมื่อแทนค่า L ลงในสมการจะได้

$$C = 1/(4\pi^2 f_r^2 (N_p / N_s)^2 L)$$

เพื่อที่จะให้การชาร์จประจุของ C คัปปี้ง เป็นไปอย่างเชิงเส้น จึงควรเลือกความถี่รีโซแนนซ์ ประมาณ 1/4 เท่า ของความถี่ในการสวิทชิง หรือ

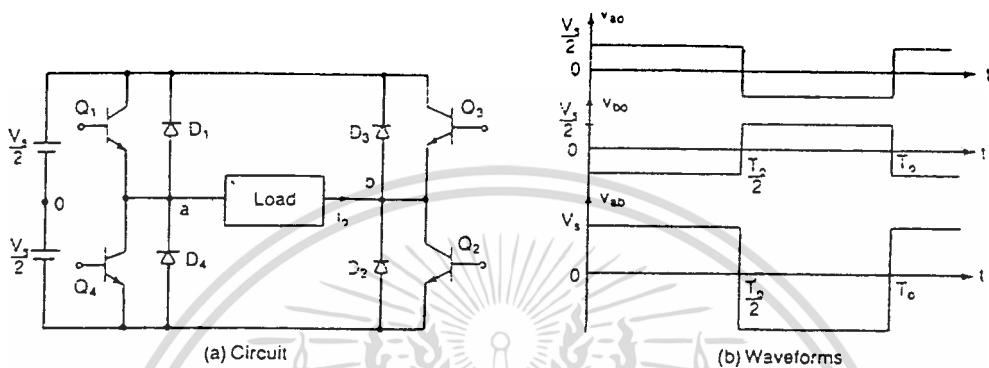
$$f_r = 0.25f_s$$

โดยที่ f_s = ความถี่ที่ใช้ในการสวิทชิง

สำหรับการคำนวณค่า C_1 , C_2 หรืออินพุทฟิลเตอร์คาปาซิแตนส์ เราสามารถจะคำนวณได้จากสูตร เพื่ออ้างอิงสำหรับการเลือกใช้งานจริงต่อไป

3. วงจรฟูลบริดจ์

วงจรฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการสวิตช์ที่พิกัดสูงขึ้น เพราะถ้าใช้วงจรพหุขั้วหรือฮาร์ฟบริดจ์ ปัญหาจะมีมากกว่า ลักษณะการทำงานของวงจรคือวงจรสวิตช์จะผลัดกันนำกระแสที่ละคู่ ดังแสดงในรูป 2.8 (a)



รูปที่ 2.10 แสดงพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์ และ รูปคลื่น

เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เปิดในเวลาเดียวกัน จะเกิดแรงดันอินพุท (V_s) ตกคร่อมขั้วเป็น $-V_s$

จากรูป 2.8 a ขณะทรานซิสเตอร์ แต่ละคู่เปิด จะเกิดแรงดันย้อนกลับเป็น $+V_s$ ซึ่งจะหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการข้างล่างนี้

สำหรับ ไดโอด D_1, D_2, D_3 และ D_4 จะทำหน้าที่เป็น ไดโอดย้อนกลับ

2.4 อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้เป็นสวิตช์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power transistor)

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ซึ่งได้ โดยนำมาต่อให้ทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation region) โดยทำหน้าที่เหมือนกับสวิตช์เปิด-ปิด แต่สัญญาณที่นำมาขับขาเบส จะต้องมียุติกลับ เพื่อให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถหยุดทำงานได้เร็วขึ้นและทำงานที่ความถี่สูงได้ และมีข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกอย่างหนึ่ง คือ ไม่ต้องมีวงจรช่วยหยุดนำกระแสทำให้การควบคุมไม่ยุ่งยาก เพียงแค่ควบคุมกระแสที่จ่ายเข้าขาเบส ก็สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ และนอกจากนี้

ตัวมันยังมีฟริววลิ่งไดโอดต่อขนานกับขาคอลเลคเตอร์ และอีมิเตอร์ เพื่อให้ทางเดินของกระแสไหลอย่างต่อเนื่องเมื่อโหลดเป็นชนิดอินดักทีฟโหลด

เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)

เป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้ ซึ่งตัวมันมีลักษณะเด่น คือ ขาเกต (Gate) จะถูกแยกออกจากขาซอส (Source) และขาเดรน (Drain) ดังนั้น จึงมีผลให้กระแสไหลไม่มากที่ขาเกต และมอสเฟตยังมีเวลาสวิตซ์ (Switch time) ต่ำกว่าทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับขนาดเดียวกัน ส่วนผลตอบสนองของเวลาในเบื้องต้นจะถูกกำหนดโดยคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาเกตและขาซอส แม้ว่าในสภาวะเริ่มต้น กระแสอินพุทจะมีเพียงกระแสรั่วไหลน้อยมาก ส่วนกระแสซาร์จและดิสซาร์จจะไหลเนื่องจากการเทิร์นออน และเทิร์นออฟ ในช่วงเวลาที่แน่นอนจะมีผลกระทบต่อความเร็วในการสวิตซ์ซึ่ง

ไอจีบีที (IGBT ; Insulated-Gate Bipolar Transistor)

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีลักษณะเด่น คือ มีความหนาแน่นกระแสสูง ในขณะที่มอสเฟตมีการพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ที่มีผลตอบสนองด้านแรงดันสูง ซึ่งเหมาะสมในการเชื่อมต่อไมโครโพรเซสเซอร์ (Microprocessor) ดังนั้น ไอจีบีทีจึงเป็นอุปกรณ์ที่รวมเอาข้อดีของทั้งทรานซิสเตอร์และมอสเฟต

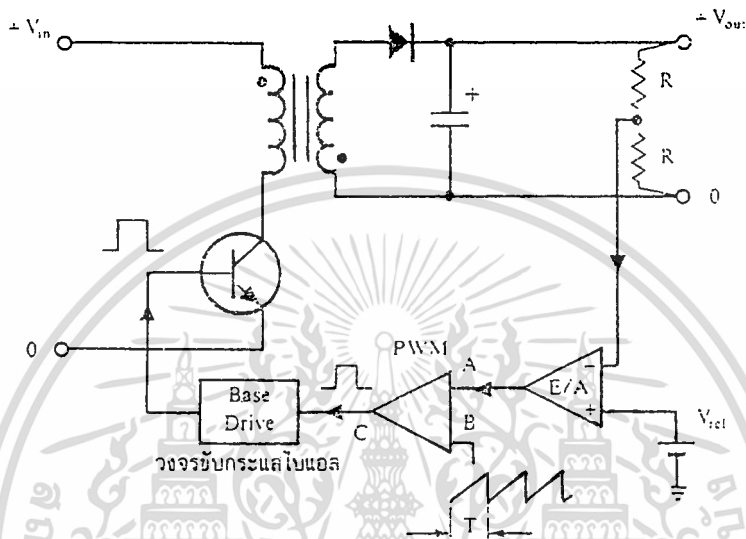
2.5 วงจรควบคุม

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน หรือพีดีบีทีเอ็ม (PWM)

วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดันจะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรในโหมคควบคุมเป็นดังรูปที่ 2.11

วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจร เพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรพีดีบีทีเอ็ม โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของพีดีบีทีเอ็มอีกครั้งหนึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพีดีบีทีเอ็ม จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของ

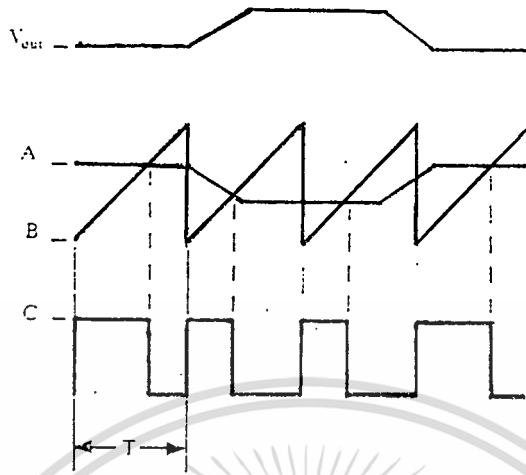
พัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามค่ามอดดูเลชันของแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เอง ที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์



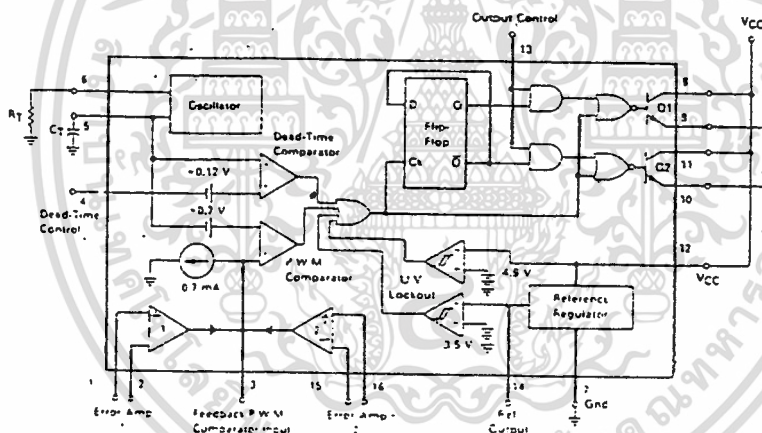
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลงความกว้างพัลส์เอาต์พุตของวงจร ที่ดับบลิวเอ็ม จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{on} ก็จะมีค่าลดลง

ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายใน และการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 2.13 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะเอาต์พุตของ PWM

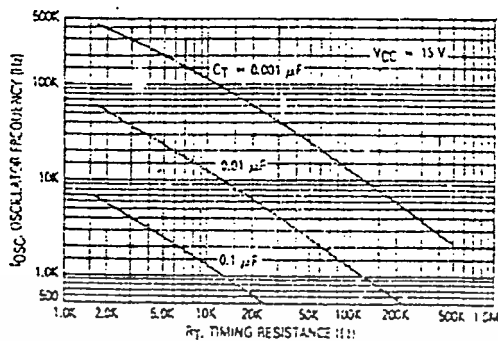


รูปที่ 2.13 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL 494 (ที่มา: MOTOROLA)

การกำหนดควเวลการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจรพีดับลิเวียม ที่มีความถี่คงที่คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

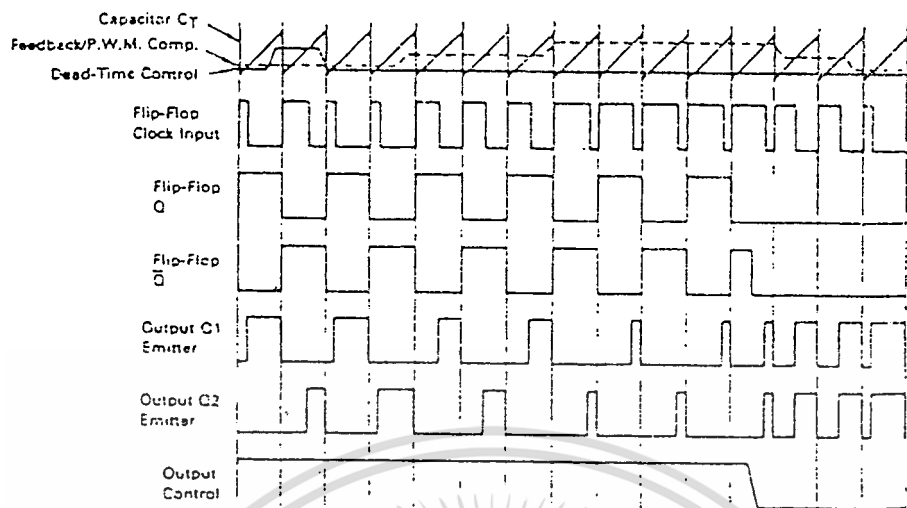
$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้ วงจรขยายความแตกต่าง ทั้ง 2 ตัวที่ ที่ตัวเปรียบเทียบพีคบัปทิวเอ็ม ส่วนนอร์เกต(Nor gate) ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อเอา C_T ของฟลิป-ฟล็อป อยู่ในสถานะ “0” เท่านั้น ซึ่ง C_T จะเป็น “0” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจขยายความแตกต่าง ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจขยายความแตกต่างทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตของคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{CC}-2)$ โวลต์และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้วงจขยายความแตกต่าง ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุต ในลักษณะให้สถานะ “1” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะออ(OR) ที่ขาอินอินเวอร์ตติ้ง ของตัวเปรียบเทียบพีคบัปทิวเอ็ม การต่อกันในลักษณะนี้ วงจขยายความแตกต่าง ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

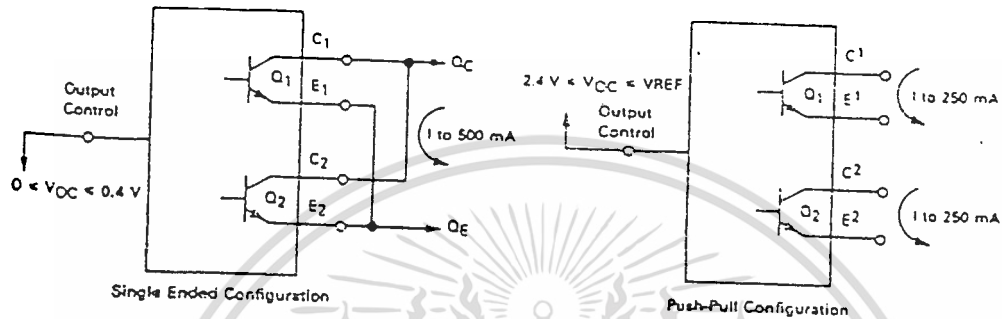
การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_d

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ t_d ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 ค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของ คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยขณะที่ C_x ดิสชาร์จเอาต์พุตของเคปโทรมคอมพาราเตอร์ จะให้พัลส์ออกมา C_x จะมีสถานะเป็น "1" และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "1" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟลอป เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นเลื้อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "0" โดยการต่อลงกราวด์ (ขกเลิกฟลิปฟลอป) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและ

สามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้ค่าเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าเวลาของสัญญาณพินเลี้ยงของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)



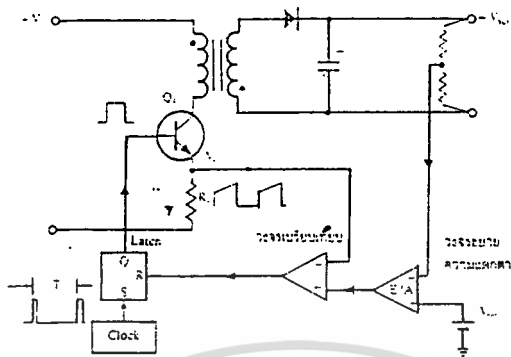
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาร์ตพุทของ TL 494

วงจรควบคุมแบบป้อนกระแส (Current Source Inverter; CSI)

อินเวอร์เตอร์ ที่เรากล่าวมาข้างต้น ถูกป้อนด้วยแรงดันจากแหล่งจ่ายซึ่งเราเรียกว่าอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (V_{in}) สังเกตว่ากระแสไหลของ V_{in} นี้ถูกบังคับให้เปลี่ยนแปลงจาก บวก ไปเป็น ลบ หรือในทิศทางตรงกันข้ามเปลี่ยนจาก ลบ ไปเป็น บวก

อินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายกระแส อินเวอร์เตอร์นี้สามารถสร้างกระแสที่ไหลคงที่ แม้ว่าโหลดหรือแรงดันเอาต์พุท ของอินเวอร์เตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงก็ตาม

วงจรพื้นฐานของซีเอสไอ โดยทรานซิสเตอร์ มีลักษณะดังรูป 2.11 สังเกตว่าทางด้านซ้ายมือของวงจรประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันดีซีที่แปรค่าได้ แรงดันจากแหล่งจ่ายนี้จะเปลี่ยนเป็นแหล่งจ่ายกระแสเพื่อป้อนให้กับซีเอสไอ กล่าวคือ เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันที่แปรค่าได้ป้อนแรงดันให้กับอินดักเตอร์ ซึ่งมีค่าสูงหรือมีขนาดใหญ่ จะทำให้เกิดการเก็บพลังงานในอินดักเตอร์ เมื่ออินดักเตอร์จ่ายพลังงานส่วนนี้ออกมาก็จะได้กระแสที่ไหลอย่างต่อเนื่องหรืออีกนัยหนึ่งอินดักเตอร์ เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่จ่าย I_L ให้กับซีเอสไอ



รูปที่ 2.17 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส

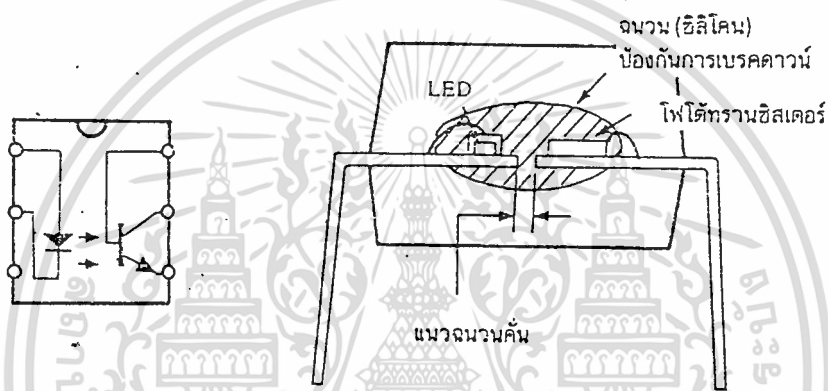
ในกรณีนี้จำเป็นต้องมีกระแสไหลอย่างต่อเนื่องจากแหล่งจ่ายดังนั้นจึงต้องใช้สวิตช์ 2 ตัวนำกระแสในเวลาเดียวกัน ลำดับการนำกระแสเป็นดังนี้ 12,23,34 และ 41 ซึ่งจะทำให้ได้รูปคลื่นกระแสเอาต์พุตเป็นดังรูป 2.8 b ส่วนไดโอดที่ต่ออนุกรมกับทรานซิสเตอร์นั้นทำหน้าที่เป็นแรงดันย้อนกลับซึ่งอาจเกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์

ข้อดีของ CSI มีดังนี้คือ

- 1 เนื่องจากมีการควบคุมกระแสอินพุตดีซี ดังนั้นการนำกระแสผิดตำแหน่ง(ขณะอุปกรณ์ทำหน้าที่สวิตช์) หรือการลัดวงจรจึงไม่เป็นปัญหาร้ายแรงสำหรับวงจร นั่นคือ ถ้าเกิดการลัดวงจรกระแสที่ไหลจะมีขนาดไม่มากนัก
 - 2 จำกัดกระแสของอุปกรณ์กำลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์
 - 3 CSI สามารถจำกัดผลกระทบเนื่องจากโหลดอินดักทีฟโดยไม่ต้องใช้ฟรีวิลลิงไดโอด
- อย่างไรก็ตาม CSI ต้องใช้อินดักเตอร์ขนาดใหญ่ เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแส นอกจากนี้การถ่ายโอนกระแสจากสวิตช์คู่หนึ่งไปยังสวิตช์อีกคู่หนึ่งทำให้เกิดสไปดท์หรือรูปคลื่นยอดแหลมของแรงดันเอาต์พุต ในทางปฏิบัติจึงต้องมีฟิลเตอร์ที่ด้านคัทเอาต์พุตด้วย และนอกจากนี้ยังมีขนาดใหญ่และมีราคาสูง

2.6 ออปโตคัปเปอเรเตอร์ในวงจรควบคุม

อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้า จัดเป็นอุปกรณ์ที่ต้องมีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ออปโตคัปเปอเรเตอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิงภายในของตัวออปโตคัปเปอเรเตอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ ดังรูป



รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปอเรเตอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์

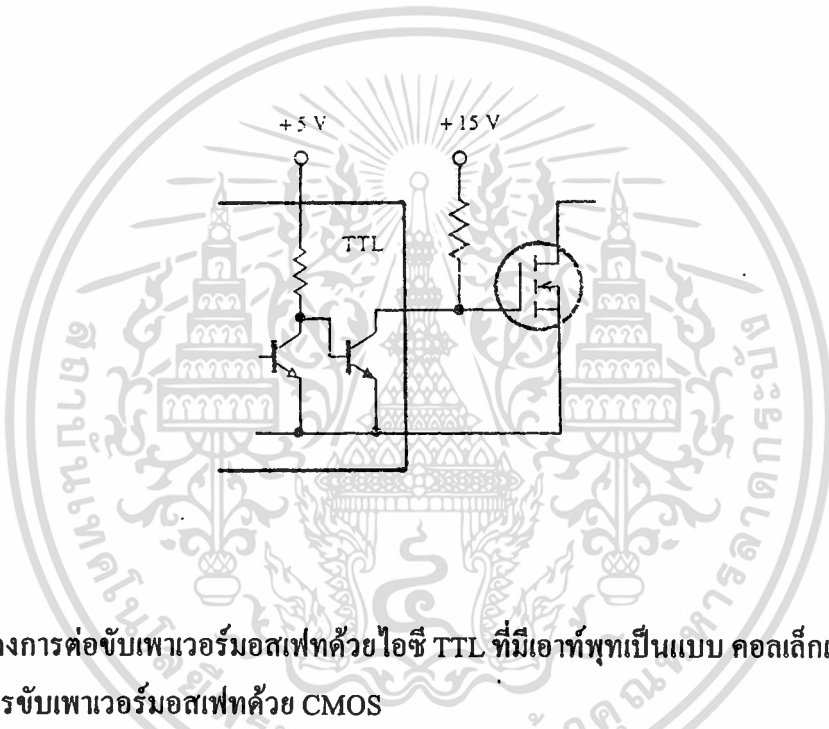
การเลือกใช้ออปโตคัปเปอเรเตอร์ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1. ออปโตคัปเปอเรเตอร์จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ได้มาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1,600 - 6,000 โวลท์ขึ้นไป
2. วงจรขับออปโตคัปเปอเรเตอร์ต้องมีการชดเชยอุณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราส่งผ่านกระแส ของออปโตคัปเปอเรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ และมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากใช้ไปนานๆด้วย

2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์ตัวอื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว



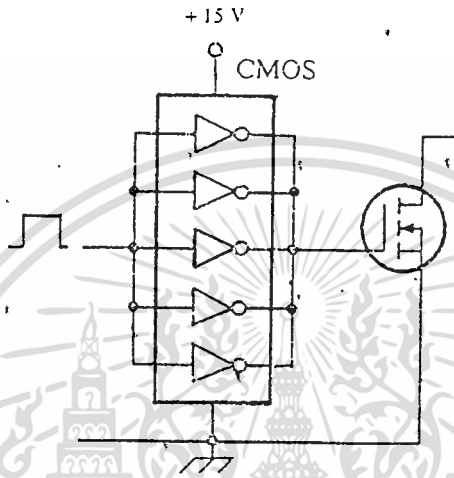
รูป 2.19 แสดงการต่อขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบ คอลเล็กเตอร์เปิด
วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่นตระกูล 14000 จะมีเอาท์พุทเป็นเฟลตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ เพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต จะทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้นด้วย

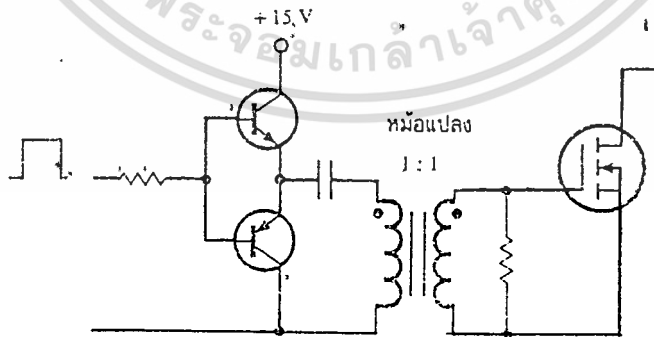
วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และจำเป็นต้องใช้มือแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกันก็อาจต้องใช้มือแปลงช่วย



รูปที่2.20 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

การต่อมือแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาท์พุทมือแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่2.21



รูปที่2.21 แสดงตัวอย่างการขับวงจรเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยมือแปลง

วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คือ การควบคุมการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แรงดันเอาต์พุต ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึง

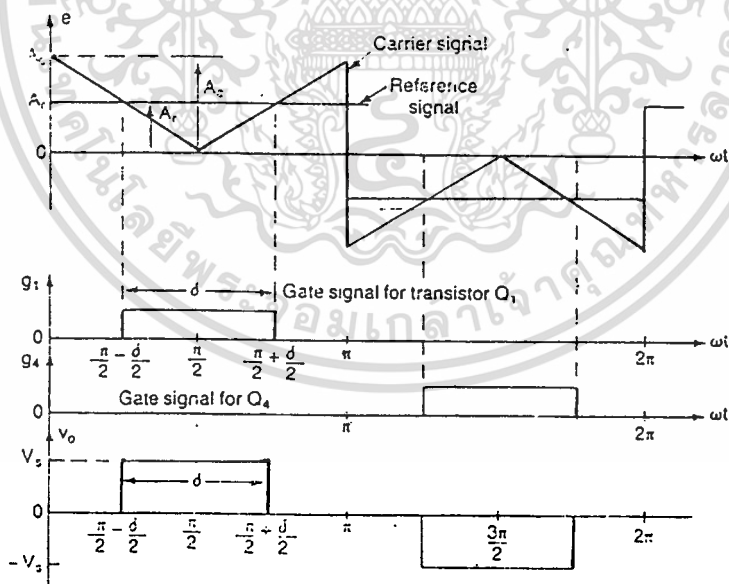
1. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว
2. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์
3. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบชายน์

1. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว

(Single Pulse Width-Modulation)

การควบคุมการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์แรงดันของอินเวอร์เตอร์จำนวนหนึ่งพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล

จากรูปที่ 2.22 แสดงการกำหนดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกท และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว สังเกตว่าสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทเหล่านี้ เกิดจากบริเวณจุดตัดกัน(ที่เกิดจากการเปรียบเทียบ) ระหว่างสัญญาณอ้างอิงรูปสี่เหลี่ยมขนาด A_c กับสัญญาณพาหะรูปสามเหลี่ยมขนาด A_r



รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณการกำหนดทริกเกอร์

การปรับ A_r จากศูนย์ถึง A_c ทำให้ความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง 180 สำหรับอัตราส่วน A_r ต่อ A_c เป็นตัวแปรควบคุมที่เรียกว่า มอดดูเลชันอินเด็กซ์เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$M = \frac{A_c}{A_r}$$

ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุตหาได้จาก

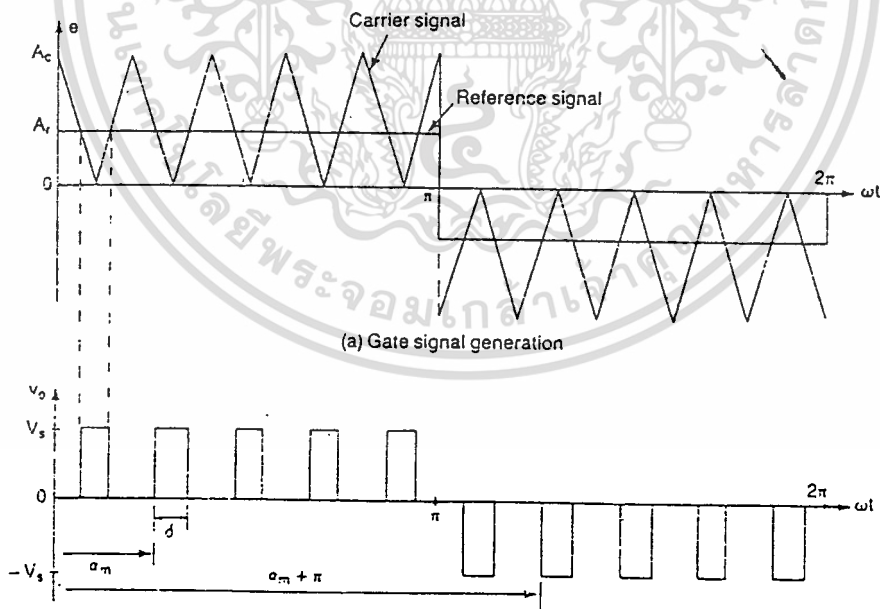
$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

2. การมอดดูเลตตามความกว้างแบบหลายพัลส์

(Multi Pulse Width Modulation)

การมอดดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตมีจำนวนมากขึ้นกว่าเดิม และลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ในรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกท สำหรับใช้ในการเปิดและปิดทรานซิสเตอร์ของการมอดดูเลตประเภทนี้ เกิดจากบริเวณจุดตัดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ



รูปที่ 2.23 แสดงสัญญาณการมอดดูเลตตามความกว้างพัลส์แบบหลายพัลส์

หาจำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล (p) ได้จาก

$$p = \frac{f_c}{2f_o}$$

เมื่อ f_c = ความถี่ของสัญญาณพาหะ

f_o = ความถี่ของเอาต์พุต

นอกจากนี้มอดดูเลชันอินเด็กซ์ ยังเป็นตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต กล่าวคือการเปลี่ยนแปลงของมอดดูเลชันอินเด็กซ์จาก 0 เป็น 1 ทำให้ความกว้างของพัลส์เปลี่ยนจาก 0 เป็น π/p และแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 0 ถึง V_s

ถ้า V_o เป็นความกว้างของแต่ละพัลส์ หาค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}}$$

3. การมอดดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบซายน์

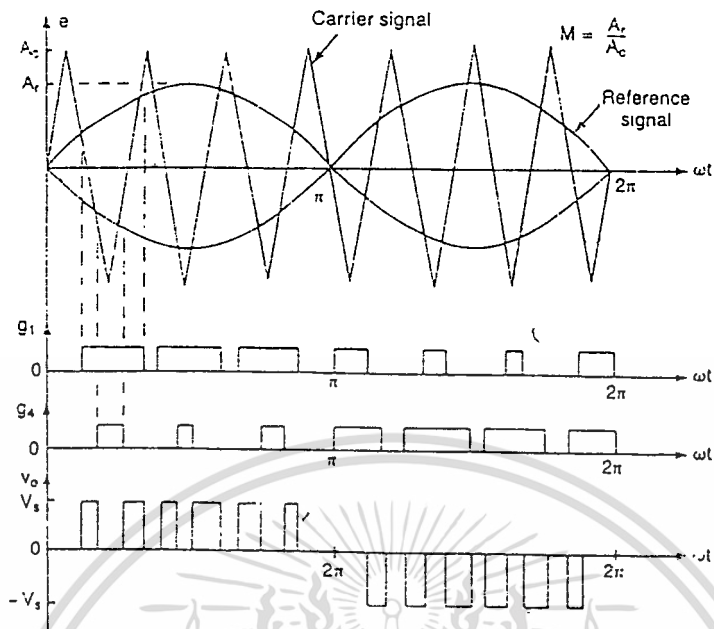
(Sinusoidal Pulse Width Modulation ; SPWM)

การมอดดูเลตตามความกว้างของซายน์คล้ายกับการมอดดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ แต่ความกว้างของแต่ละพัลส์เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนต่อขนาดของรูปคลื่นซายน์

จากรูปที่ 2.24 สังเกตว่าสัญญาณอ้างอิงมี 2 สัญญาณและมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา แสดงว่าทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสาขาเดียวกัน ไม่สามารถนำกระแสในเวลาเดียวกันได้ และยังแสดงให้เห็นว่าเกิดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทและรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตอย่างไร

สำหรับรูปที่ 2.24 แสดงให้เห็นสัญญาณทริกเกอร์ที่เกิดจากสัญญาณพาหะทิศทางเดียว ค่าอาร์เอ็มเอส ของแรงดันเอาต์พุตแปรค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง V_s โดยการปรับค่ามอดดูเลชันอินเด็กซ์ จาก 0 ถึง 1 นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้ δ_m เป็นความกว้างของพัลส์ลำดับที่ m ก็จะสามารหาค่าอาร์เอ็มเอส ของแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการ

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2}$$



รูปที่ 2.24 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบซายน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ดีซี-ดีซี สวิตช์โหมด คอนเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ(Introduction)

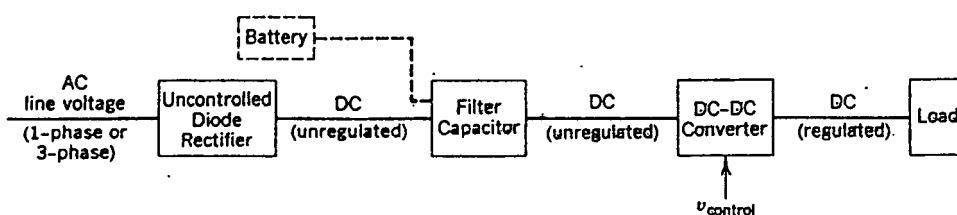
ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ถูกใช้กันอย่างมากมาย ในการควบคุมแหล่งจ่ายพลังงานและนำมาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เราจะพบย่อว่าอินพุทของคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้เป็นดีซีแบบที่ยังไม่มีการปรับแต่ง ซึ่งส่วนใหญ่ได้มาจากการเรกติไฟ แรงดันในสาย โดยจะมีลักษณะขึ้นๆลงๆ ตามการเปลี่ยนแปลงของขนาดแรงดันในสาย สำหรับดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์โหมด ถูกใช้ในการเปลี่ยนแปลงอินพุทที่ยังไม่ได้ปรับแต่งโดยนำไปควบคุมแรงดันเอาท์พุท เพื่อให้ได้ระดับแรงดันตามต้องการ

ถัดจากนี้ไปจะกล่าวถึงการนำเอาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้มาใช้ เราจะพบว่าคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ถูกนำมาใช้ บ่อยๆด้วย หม้อแปลงแบบไอโซเลต(Electrical Isolation Transformer) ในแหล่งจ่ายพลังงานดีซีแบบสวิตช์โหมดและในกรณีที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์จะไม่มีหม้อแปลงไอโซเลต ดังนั้นเมื่อพิจารณาวงจรเหล่านี้เป็นกลุ่มประเภทเดียวกัน ก็จะพบว่าจะมีเพียงคอนเวอร์เตอร์แบบนอนไอโซเลต(Non Isolated) เท่านั้นที่กล่าวไว้ในบทนี้ เนื่องจากแบบ Electrical Isolation จะต้องเพิ่มเติม การแก้ไขเข้าไปอีกมาก

ถัดจากนี้ไปเป็นดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาพิจารณา

1. คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง (Step - down (buck) Converter)
2. คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น (Step - up (boost) Converter)
3. คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง / ขึ้น(Step-down /Step-up(buck - boost) Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ นั้น มีเพียงคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นและแบบแปลงลง เท่านั้นที่เป็นลักษณะที่เป็นพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 ระบบดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวมานำมาพิจารณาถึงรายละเอียดในบทนี้ทั้งความแตกต่างคุณลักษณะจำเพาะ ในการนำไปใช้ โดยจะอธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงแบบสวิตช์โหมด กับ การขับมอเตอร์กระแสตรง

ในบทนี้เราจะวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ในสถานะคงที่(Steady state) ส่วนสวิตช์เราจะกล่าวถึงในรูปอุดมคติ และการสูญเสียในส่วนประกอบที่เป็นค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุ เราจะตัดทิ้งไปไม่นำมาพิจารณา ส่วนความสูญเสียจะถูกจำกัดไว้ตามความสามารถในการปฏิบัติงานของคอนเวอร์เตอร์ตัวดังกล่าวและจะพิจารณาแยกกัน

แรงดันอินพุทที่จ่ายให้คอนเวอร์เตอร์เราจะสมมุติว่ามีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นศูนย์โดยให้เหมือนดังเป็นแหล่งจ่ายแบดเตอร์ตัวหนึ่งในหลายกรณี อินพุทจะเป็นไดโอดซึ่งให้เรียงกระแสแรงดันสาย และใช้ฟิลเตอร์มีค่าความจุขนาดใหญ่ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์ภายในมีขนาดต่ำและเป็นแหล่งจ่ายแรงดันคิซีที่มีรีปเปลต้า

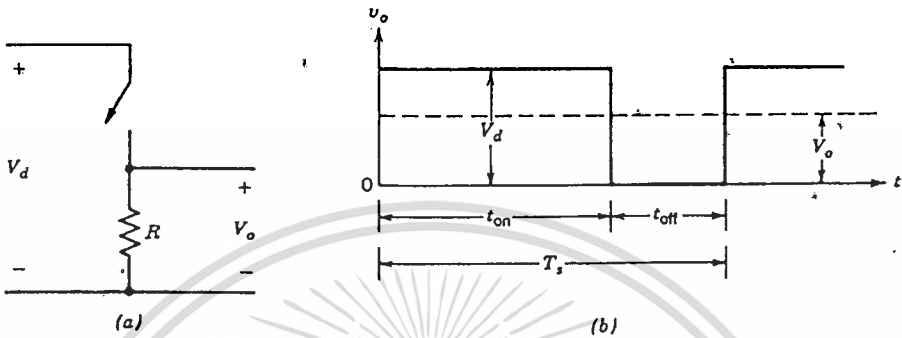
ส่วนเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์จะเป็นฟิลเตอร์ขนาดเล็กที่กระทำกับส่วนประกอบทั้งหมดของคิซี-คิซี คอนเวอร์เตอร์ เอาต์พุทจะถูกสมมุติว่าเป็นแหล่งจ่ายโวลตซึ่งแสดงได้ในรูปของความต้านทานเทียชบเท่า ซึ่งเป็นกรณีปกติในแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์โหมด ส่วนโวลตที่เป็นคิซีมอเตอร์(การนำเอาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ไปใช้งาน) สามารถแสดงให้ทราบได้ในรูปแรงดันที่ต่ออนุกรมกันซึ่งเกิดจากความต้านทานและความเหนี่ยวนำของขดลวดของมอเตอร์

3.2 การควบคุม คิซี - คิซี คอนเวอร์เตอร์ (Control of dc - dc converter)

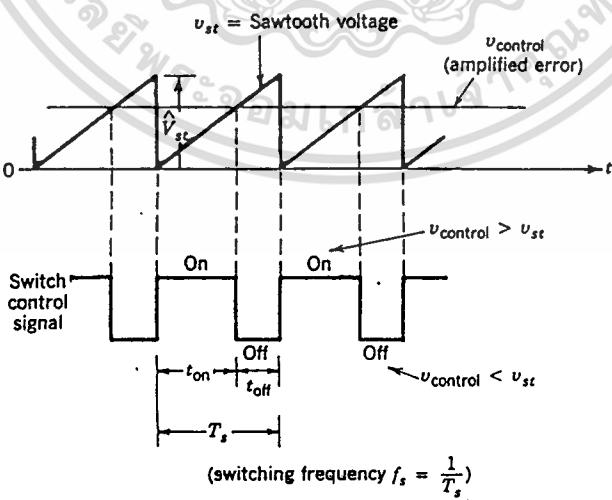
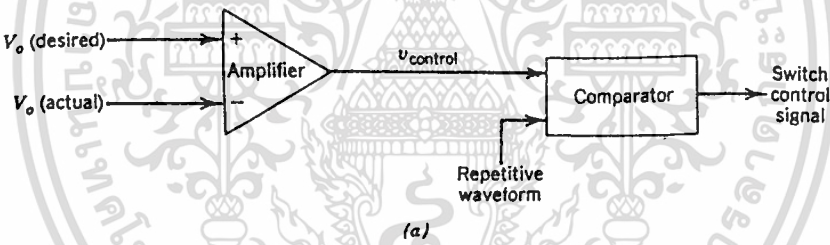
ในคิซี - คิซี คอนเวอร์เตอร์แรงดันกระแสตรงเอาต์พุทเฉลี่ยจำเป็นจะต้องควบคุมให้เท่ากับระดับที่ต้องการถึงแม้ว่าแรงดันอินพุทและโวลตเอาต์พุทจะมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆ คิซี - คิซี คอนเวอร์เตอร์สวิตช์โหมดจะนำมาใช้กับการเปลี่ยนคิซีจากระดับหนึ่งไปอีกระดับหนึ่งโดยใช้สวิตช์หนึ่งตัวหรือหลายตัว ในคิซี - คิซี คอนเวอร์เตอร์เราจะให้แรงดันอินพุทและแรงดันเอาต์พุทเฉลี่ยถูกควบคุมโดยใช้การควบคุมช่วงเวลาในการเปิดและปิดสวิตช์ (T_{on} และ T_{off}) จากรูปที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2a เป็นการแสดงในอุดมคติและ คิซี คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน ค่าเฉลี่ย V_o ของแรงดันเอาต์พุท V_o ในรูปที่ 3.2b ขึ้นอยู่กับ T_{on} และ T_{off} หนึ่งในวิธีการควบคุมแรงดันเอาต์พุท จะใช้การสวิตช์ที่ความถี่คงที่ (คาบเวลาคงที่ในการสวิตช์ซึ่งคือ $T_s = T_{on} + T_{off}$) และใช้การปรับช่วงเวลาของการสวิตช์เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุทเฉลี่ยในวิธีการนี้ถูกเรียกว่า พัลส์วิดท์มอดดูเลชัน (Pulse Width Modulation; PWM) อัตราส่วนของช่วงเวลาต่อคาบเวลาของการสวิตช์ซึ่งที่เปลี่ยนแปลง

วิธีการควบคุมอื่นๆทั่วไป เราจะให้ทั้งความถี่ในการสวิตช์ (คาบเวลา) และช่วงเวลาของการแปรผันทั้งคู่ วิธีการนี้ถูกใช้ถ้าพียงในคิซี - คิซี คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งนำมาใช้ในการเปลี่ยนกำลังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของไทรสเตอร์ดังนั้นก็จริงจะไม่กล่าว การเปลี่ยนแปลงความถี่ของการเปลี่ยนแปลงความถี่ของการ สวิตซ์ซึ่งจะทำให้ยากต่อการกรองสัญญาณประกอบที่เป็นรูปเปิด ในอินพุทและรูปคลื่นทางเอาต์พุท ของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 การแปลงคี่-คี่ ในสวิตช์โหมด



รูปที่ 3.3 ฟัลส์วิคมอดูเลชั่น a.) บล็อกไดอะแกรม b.) สัญญาณเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสวิตชิงแบบพีดับบลิวเอ็ม ที่ความถี่ในการสวิตชิงคงที่ สัญญาณควบคุมสวิตซ์ จะทำการควบคุมสภาพ สถานะเปิด-ปิด ของสวิตซ์โดยทั่วไปแล้วจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ ระหว่าง ระดับสัญญาณ $V_{control}$ กับสัญญาณที่มีรูปคลื่นเกิดขึ้นซ้ำๆ กันดังแสดงในรูปที่ 3.3a และ 3.3b สัญญาณแรงดันควบคุมโดยปกติแล้วจะถูกกำหนดไว้ด้วยการขยายสัญญาณผิดพลาด (Error) หรือความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นและระดับค่าตามต้องการ ความถี่ของรูปคลื่นที่เกิดขึ้นซ้ำๆ กันจะต้องมีค่าสูงสุด (Peak) คงที่ตลอด ซึ่งจะพบได้ในสัญญาณฟันเลื่อย ซึ่งเป็นความถี่ของการสวิตชิงที่ได้รับการยอมรับกัน ความถี่นี้จะต้องทำให้คงที่เมื่อใช้ในการควบคุมแบบพีดับบลิวเอ็ม และควรจะต้องเลือกย่านความถี่กิโลเฮิรต์ จนถึงร้อยกิโลเฮิรต์ เมื่อมีการขยายสัญญาณผิดพลาด ซึ่งจะต้องให้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ โดยให้เวลานั้นสัมพันธ์กับความถี่ในการสวิตชิง คือเมื่อสัญญาณฟันเลื่อยมีขนาดใหญ่มาก สัญญาณควบคุมสวิตซ์ก็จะเปลี่ยนเป็นสภาวะ เท็นร้อน ในทางกลับกันสวิตซ์ก็จะอยู่ในสภาวะออฟ ในเทอมของ $v_{control}$ และขนาดสูงสุดของรูปคลื่นฟันเลื่อยจาก V_s ดังรูปที่ 3.3 สามารถแสดงอัตราส่วนของการ สวิตซ์ได้ดังนี้

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{st}} \quad (1)$$

ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ สามารถแยกวิธีปฏิบัติงานที่แตกต่างกันได้ 2 อย่าง คือ

- (1) การนำกระแสต่อเนื่อง
- (2) การนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง

ในทางปฏิบัติแล้วคอนเวอร์เตอร์อาจจะทำงานตามวิธีการทั้งสองดังนั้น คอนเวอร์เตอร์ควร จะออกแบบให้อยู่บนพื้นฐานการทำงานทั้งสองวิธี

3.3 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง (Step - down (buck) Converter)

เป็นที่รู้จักกันว่าคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง จะทำการสร้างสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_d ส่วนการนำไปใช้งานนั้นจะใช้ในการรีคูลูเทแหล่งจ่ายพลังงานดีซีและใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรง

ตามแนวความคิดในอุดมคติ วงจรพื้นฐานในรูป 3.2a ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงซึ่งเป็นโพลคแบบความต้านทานแท้ๆ โดยสมมุติว่าเป็นแบบอุดมคติแรงดันอินพุตคงที่ โพลคเป็นแบบความต้านทานแท้ๆ รูปคลื่นสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเป็นไปตามรูปที่ 3.2b แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยสามารถคำนวณได้ในเทอมของอัตราส่วนสวิตซ์ (Switch duty ratio)

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (2)$$

แทน D ลงในสมการ(2)

$$V_o = \frac{V_d}{V_{st}} v_{control} = kv_{control}$$

เมื่อ

$$k = \frac{V_d}{V_{st}} = \text{constant}$$

โดยการเปลี่ยนอัตราส่วน t_{on}/T_s ของสวิตช์ ดังนั้น V_o ก็สามารถควบคุมได้ข้อสังเกตที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง คือ แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย V_o จะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นแบบเส้นตรง (Linearly) ด้วยการควบคุมแรงดันเหมือนกับในกรณีของการขยายแบบเส้นตรง (Linear Amplifiers) ในการนำไปใช้งานจริงๆ จากวงจรที่กล่าวมาแล้วนั้น จะมีจุดบกพร่อง 2 จุดด้วยกัน คือ

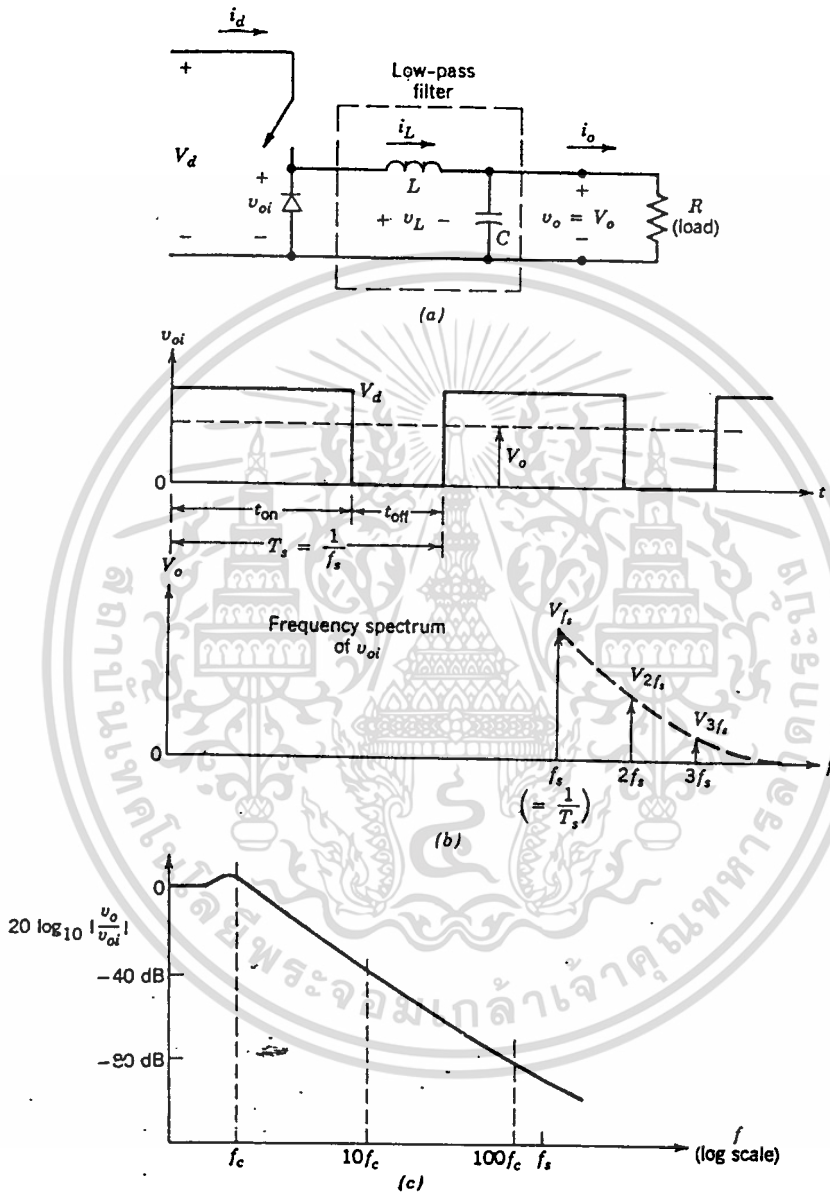
1) ในทางปฏิบัติโหลดจะเป็นอินดักทีฟ ถึงแม้ว่าโหลดจะประกอบด้วยโหลดความต้านทาน ก็ยังมีส่วนเกี่ยวข้องทำให้ค่าอินดักแตนซ์เบี่ยงเบนจากค่าที่ถูกต้อง ความหมายก็คือสวิตช์จะมีการดูดกลืนพลังงานอินดักทีฟ ซึ่งจะเป็เหตุทำให้เกิดการเสียหายได้

2) แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆ ระหว่าง $0 - V_o$ ซึ่งในการนำไปใช้งานนั้นไม่เป็นที่ยอมรับกัน ปัญหาของการสะสมพลังงานอินดักทีฟสามารถจะแก้ปัญหาคได้โดยใช้ไดโอดเหมือนดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.4a การเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆ ของแรงดันเอาต์พุตทำให้น้อยลงได้มากด้วยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งประกอบด้วยอินดักเตอร์และ คาปาซิเตอร์ รูปที่ 3.4b แสดงถึงรูปคลื่นของอินพุต V_{in} ที่ไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำ เหมือนกับแรงดันเอาต์พุต ในรูปที่ 3.2b. แต่ไม่มีวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบดีซี V_o และ ฮาร์โมนิกที่ความถี่ของสวิตชิง และอีกหลายอย่างดังในรูปที่ 3.4b

คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำประกอบด้วยการแดมป์(Damping) ซึ่งสามารถจัดเตรียมไว้ได้โดยการใช้โหลดความต้านทาน ดังรูปที่ 3.4c มุมความถี่ f_c ของความถี่ต่ำนี้จะต้องทำการเลือกให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ของการสวิตชิงมากๆ ดังนั้นจำเป็นที่สุดที่จะต้องกำจัดความถี่ริปเปิลของความถี่ในแรงดันเอาต์พุตออกไป

ในช่วงระหว่างที่สวิตช์ออนไดโอดในรูปที่ 3.4a จะเปลี่ยนเป็นการไบอัสกลับ (Reverse bias) และอินพุตก็จะเตรียมจ่ายพลังงานไปยังโหลด โดยการผ่านอินดักเตอร์ในช่วงเวลาที่

สวิตช์ออฟ กระแสในอินดักเตอร์จะไหลผ่าน ไดโอดแล้วก็เปลี่ยนพลังงานที่สะสมไว้จ่ายให้กับโหลด



รูปที่ 3.4 คิซี-คิซีคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

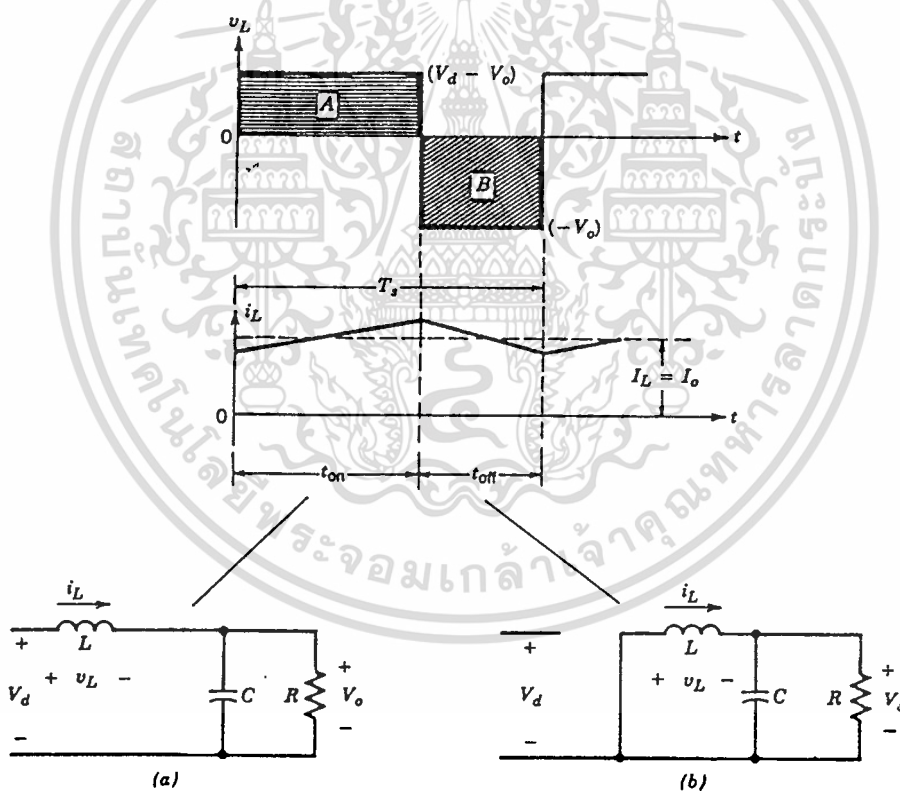
ในที่นี้เราจะทำการวิเคราะห์ในสภาวะคงที่ ตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ที่เอาท์พุทเราจะสมมุติให้มีขนาดใหญ่มาก ปกติแล้วในกรณีที่น่าไปใช้งานเราต้องการให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าใกล้เคียงกับระดับคงที่ที่สุด $v_o(t) \cong v_o$ รีปเปิลในแรงดันของตัวเก็บประจุ (แรงดันเอาท์พุท) สามารถคำนวณได้ที่หลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4a เราจะสังเกตเห็นว่าเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง กระแสในอินดักเตอร์เฉลี่ยเท่ากับกระแสเอาต์พุตกระแสเอาต์พุตเฉลี่ย I_o กระแสของตัวเก็บประจุเฉลี่ยในสภาวะคงที่ จะเป็นศูนย์

3.3.1 โหมดการการนำแบบต่อเนื่อง (Continuous - conduction mode)

จากรูปที่ 3.5 แสดงถึงรูปคลื่นสำหรับการนำแบบต่อเนื่อง ของการทำงานที่ซึ่งกระแสอินดักเตอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง [$i_L(t) > 0$] เมื่อสวิตช์ ออน ในระหว่างเวลา T_{on} สวิตช์จะนำกระแสอินดักเตอร์ และ ไดโอดก็จะเปลี่ยนเป็นไบอัสกลับ ผลของแรงดันที่ชัดเจนคือ $v_L = V_d - V_o$ ซึ่งตกคร่อมอินดักเตอร์ดังในรูปที่ 3.5a แรงดันนี้เป็นเหตุทำให้กระแสอินดักเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเส้นตรง i_L เมื่อสวิตช์เทิร์นออฟ จะเป็นเหตุทำให้มีการเก็บพลังงานอินดักตีฟไว้ i_L ไหลอย่างต่อเนื่อง กระแสที่ไหลในขณะนี้จะไหลผ่านไดโอดและ $v_L = -V_o$ ดังรูปที่ 3.5b



รูปที่ 3.5 แสดงสถานะของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง (โดยสมมุติให้ i_L ไหลอย่างต่อเนื่อง)

a.)สถานะสวิตช์ออน b.) สถานะสวิตช์ออฟ

เนื่องจากการทำงานในสภาวะ คงที่ มักจะเกิดขึ้นซ้ำๆกันจากคาบเวลาหนึ่งจนถึงคาบเวลาถัดไป ผลรวมของแรงดันอินดักเตอร์ v_L มากกว่า 1 คาบเวลามักจะเป็นศูนย์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

ในรูปที่ 3.5 จากสมการที่กล่าวมาแล้วถือว่าพื้นที่ของ A และ B มีขนาดเท่ากันดังนั้น

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

หรือ

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (3)$$

ดังนั้นในโหมดนี้ แรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเส้นตรงด้วย อัตราส่วนของการสวิตช์ เพื่อให้แรงดันอินพุตซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์อื่นๆในวงจร จากสมการที่กล่าวมาแล้ว สามารถจะหาแรงดันเฉลี่ย V_o ในรูปที่ 3.4b ได้อย่างสมบูรณ์และเป็นที่ยอมรับกันว่าแรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมในอินดักเตอร์ ขณะทำงานในสภาวะคงที่มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\frac{V_d t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o$$

หรือ

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

พลังงานที่สูญเสีย เราไม่น่ามาคิดนั้นมีความสัมพันธ์กับส่วนประกอบของวงจรทั้งหมด พลังงานอินพุต P_d เท่ากับพลังงานเอาต์พุต P_o

$$P_d = P_o$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (4)$$

ดังนั้นในโหมดการนำอย่างต่อเนื่อง คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง จะเทียบเท่ากับหม้อแปลงคิซีอัตราส่วนรอบของหม้อแปลงเทียบเท่านี้ สามารถควบคุมให้ต่อเนื่องได้โดยอยู่ในย่านศูนย์ ถึง หนึ่ง โดยการควบคุมอัตราส่วนของการสวิตช์

เราจะเห็นได้ว่าแม้กระทั่งกระแสอินพุตเฉลี่ย I_d ก็เกี่ยวข้องกับหม้อแปลงด้วยรูปคลื่นของกระแสอินพุตจะกระโดดจากค่าสูงสุดไปสู่ศูนย์ทันทีทันใดทุกครั้งที่สวิตช์นั้นเทิร์นออฟ ดังนั้นจะต้องมีวงจรฟิลเตอร์ที่อินพุตเพื่อทำการขจัดผลของกระแสฮาร์โมนิกออกไปด้วย

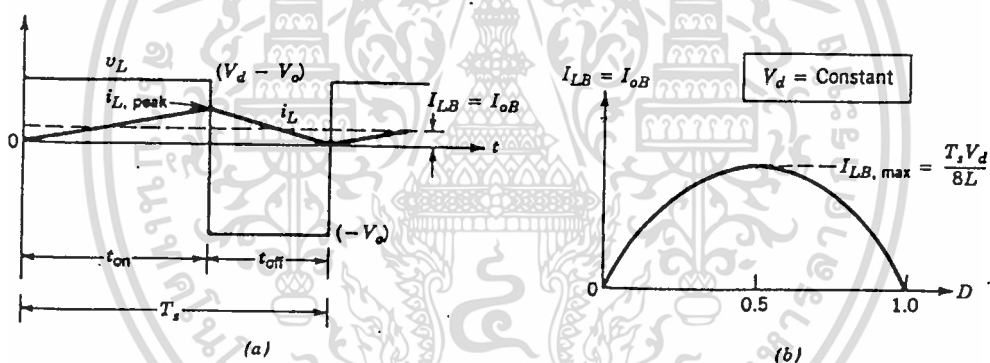
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 ขีดความสามารถระหว่างการนำแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง (Boundary between continuous and discontinuous conduction)

ในส่วนนี้เราจะพัฒนาสมการ ซึ่งจะแสดงอิทธิพลของพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงของวงจรบนโหมดการนำกระแสอินดักเตอร์ (แบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง) ที่ขอบสุดของโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง รูปที่ 3.6a แสดงรูปคลื่นของ v_L และ i_L ที่เป็นขอบเขตความสามารถระหว่างโหมดการนำแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่องตามค่านิยามแล้ว กระแสอินดักเตอร์ i_L จะไปสู่ศูนย์ที่ปลายสุดของคาบเวลาออฟ

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (5)$$



รูปที่ 3.6 กระแสช่วงการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

ดังนั้นในระหว่างการทำงานตามเงื่อนไขนี้ (ด้วยการตั้งค่าของ T_s , V_d , V_o , L , และ D) ถ้ากระแสเอาต์พุตเฉลี่ย (ด้วยเหตุกระแสอินดักเตอร์เฉลี่ย) เปลี่ยนแปลงน้อยกว่า I_{LB} ตามสมการ (5) ดังนั้นจึงทำให้ i_L นั้นเปลี่ยนแปลงเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง

3.3.3 โหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous conduction mode)

เมื่อนำเอาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ไปใช้งาน แรงดันอินพุต V_d หรือแรงดันเอาต์พุต V_o อยู่ในสภาพคงที่ในระหว่างที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน การทำงานทั้งสองแบบนี้จะได้อธิบายต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3.1 โหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่องโดยให้ V_d คงที่ (Discontinuous - conduction mode with constant V_d)

ในการนำไปใช้งานจริง เช่น ใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ V_d จำเป็นจะต้องให้อยู่ในสภาพคงที่ และ V_o จะถูกควบคุมโดยการปรับอัตราส่วน D ของคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจาก $V_o = DV_d$ กระแสอินดักเตอร์เฉลี่ยที่ขอบของโหมดการนำแบบต่อเนื่องจากสมการ (5) คือ

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (6)$$

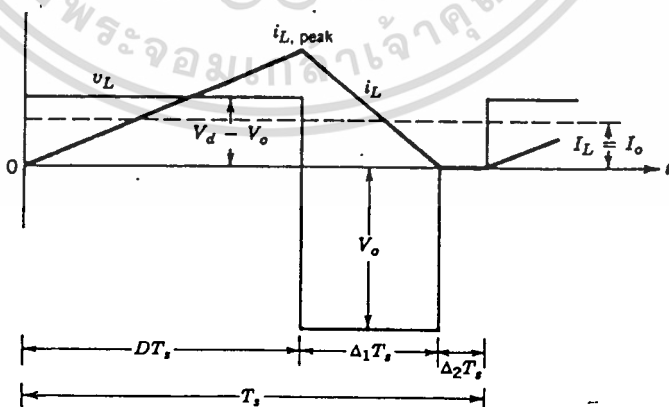
การใช้สมการนี้ เราสามารถค้นหาได้จากรูปที่ 3.6b ซึ่งแสดงโดยการพล็อต I_{Lb} ในฟังก์ชันของ D โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ คงที่ จะแสดงกระแสเอาต์พุตที่ต้องการสำหรับโหมดการนำแบบต่อเนื่องซึ่งจะมีค่าสูงสุดที่ $D = 0.5$

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (7)$$

จากสมการที่ (6) และที่ (7)

$$I_{LB} = 4I_{LB,max} D(1-D) \quad (8)$$

ถ้ามหาอัตราส่วนแรงดัน V_o / V_d จะสามารถคำนวณหาในโหมดแบบไม่ต่อเนื่อง ให้สมมติว่า คอนเวอร์เตอร์เริ่มต้นที่ขอบด้านกรนำแบบต่อเนื่อง ดังในรูปที่ 3.6a โดยกำหนดค่าของ T , L , V_d และ D ถ้าให้พารามิเตอร์เหล่านี้คงที่และให้พลังงานเอาต์พุตที่ไหลลดลงแล้วกระแสอินดักเตอร์เฉลี่ยจะลดลง เหมือนกับรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การนำแบบไม่ต่อเนื่องในคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

ในระหว่างช่วงเวลา $\Delta_2 T_s$ ที่ซึ่งกระแสอินดักเตอร์เป็นศูนย์ พลังงานที่ถ่ายให้กับโหลด ความต้านทานจะถูกถ่ายโดย ฟิวดอร์ตัวเก็บประจุอย่างเดียว แรงดันอินดักเตอร์ v_L ในช่วงระหว่างเวลานี้เป็นศูนย์ ดังนั้นผลรวมของแรงดันอินดักเตอร์ที่มากกว่า 1 คาบเวลาจะเป็นศูนย์

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (9)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (10)$$

เมื่อ $D + \Delta_1 < 1.0$ จาก (7)

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (11)$$

ดังนั้น

$$I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (12)$$

$$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (13)$$

$$= \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (14)$$

$$= 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (15)$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max} D} \quad (16)$$

จากสมการที่ (10) และ (16)

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(I_o / I_{LB,max} \right)} \quad (17)$$

จากรูปที่ 3.8 แสดงคุณลักษณะการทำงานทั้งสองโหมดของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง เมื่อ V_d คงที่ อัตราส่วนแรงดัน (V_o / V_d) จะพล็อตเหมือนกับฟังก์ชัน $I_o / I_{LB,max}$ สำหรับค่าคงที่เปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสวิทช์ ใช้สมการ(3) และ (17) ขอบเขตความสามารถระหว่าง

โหมดการทำงานแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แสดงโดยเส้นโค้งที่เปลี่ยนกระทันหัน ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ด้วยสมการ (3) และ (8)

3.3.3.2 โหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่องเมื่อ V_o คงที่ (Discontinuous - conduction mode with constant V_o)

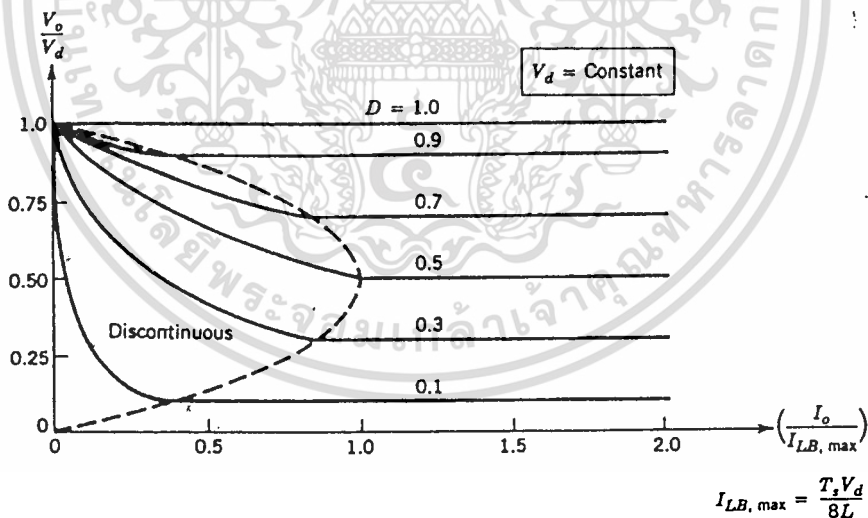
ในการนำไปใช้รักษาระดับแรงดันของแหล่งจ่ายพลังงานคิซี V_d อาจจะขึ้นๆลงๆ แต่ V_o จะมีค่าคงที่ด้วยการปรับดิวิตีไซเคิล D

เนื่องจาก $V_d = V_o / D$ กระแสอินดักเตอร์เฉลี่ยที่ขอบของโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่องมาจากสมการ (5) คือ

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (18)$$

สมการ (18) แสดงขณะที่ V_o คงที่ และค่าของ I_{LB} ที่เกิดขึ้นที่ $D = 0$ มีค่าสูงสุด

$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (19)$$



รูปที่ 3.8 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง ที่รักษา V_o คงที่

มันควรจะถูกบันทึกความจำว่า การทำงานจะต้องเหมือนกันที่ $D = 0$ และ V_o ถูกจำกัดเอาไว้ ด้วยเหตุนี้จึงสันนิษฐานได้ว่า V_d ที่ต้องการนั้นไม่มีขีดจำกัด จากสมการ (18) และ (19)

$$I_{LB} = (1 - D) I_{LB, \max} \quad (20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อให้ V_o คงที่ มันจะนำมาใช้ประโยชน์ได้ตามต้องการอัตราส่วนคิวตี้ (D) ซึ่งเหมือนกับฟังก์ชัน $I_o/I_{LB,max}$ การใช้สมการ (10) และ (13) และตามด้วยสมการ (19) สำหรับกรณีที่ V_o ให้ผลออกมาคงที่

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o/I_{LB,max}}{1 - V_o/V_d} \right)^{1/2} \quad (21)$$

อัตราส่วนคิวตี้ D เหมือนกับฟังก์ชันของ $I_o/I_{LB,max}$ ซึ่งร่างไว้ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งค่าของ V_d/V_o เปลี่ยนแปลง ส่วน V_o คงที่ ขอบเขตของการทำงานของโหมดการนำแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่องหาได้โดยใช้สมการ (20)

3.3.4 ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต (Output voltage ripple)

จากการวิเคราะห์ที่ก่อนหน้านี้ สมมติให้ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ $v_c(t) = V_o$ อย่างไรก็ตาม ริปเปิลในแรงดันเอาต์พุตในทางปฏิบัตินั้นค่าความจุสามารถคำนวณออกมาได้ ซึ่งประกอบด้วยรูปคลื่นที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 เมื่อการทำงานอยู่ในโหมดการนำแบบต่อเนื่อง สมมติว่า ส่วนประกอบริปเปิลทั้งหมดใน i_L จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ และส่วนประกอบเฉลี่ยของริปเปิลจะไหลผ่านโหลดความต้านทาน R_L พื้นที่ที่แรงเงาในรูปที่ 3.10 ซึ่งแสดงถึงประจุ ดังนั้น แรงดันริปเปิลจากยอดถึงยอด ΔV_o สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{2} \frac{T_s}{2}$$

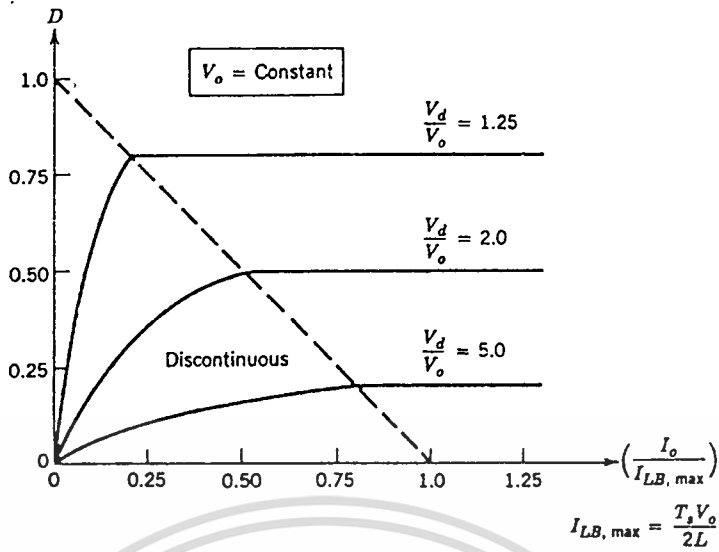
จากรูปที่ 3.5 ระหว่าง T_{off}

$$\Delta L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (22)$$

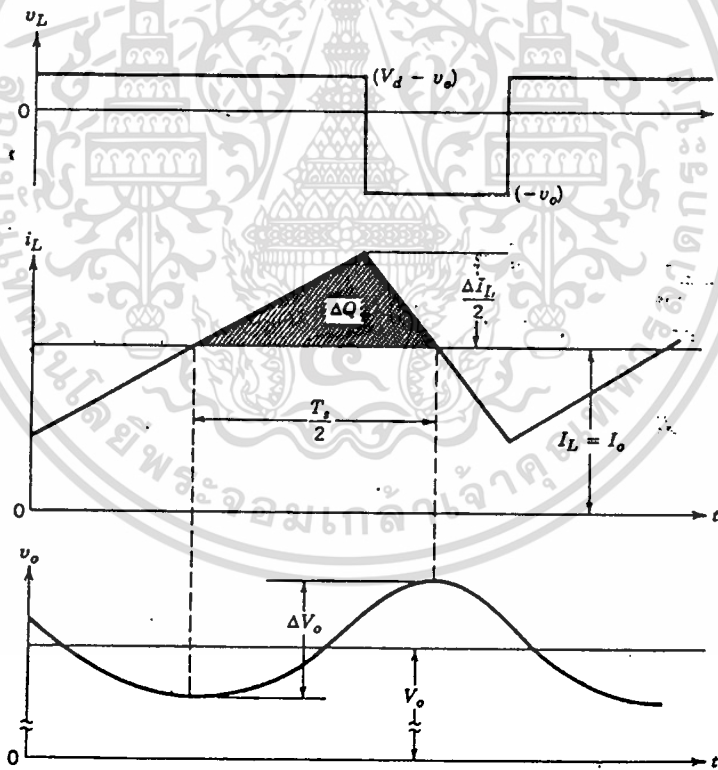
ดังนั้น เมื่อแทน ΔL จากสมการ (22) เข้าไปในสมการที่มีให้

$$\Delta V_o = \frac{T_s V_o}{8CL} (1-D) T_s \quad (23)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (24)$$



รูปที่ 3.9 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง เมื่อให้ V_o คงที่



รูปที่ 3.10 รูปเปิดของแรงดันเอาต์พุตในคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งความถี่ในการสวิตช์คือ $f_s = 1/T_s$ และ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (25)$$

สมการ (24) แสดงว่า แรงดันรีปเปิล สามารถทำให้น้อยลงได้ ด้วยการเลือกความถี่หักมุมของวงจรกรองความถี่ต่ำเช่น เลือก $f_c \ll f_s$ ดังนั้นรีปเปิลที่เกิดขึ้นจากพลังงานเอาต์พุตของโหลด ถ้าการทำงานของคอนเวอร์เตอร์อยู่ในโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง การวิเคราะห์ที่คล้ายกันนี้สามารถนำไปปฏิบัติในโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง

เราควรจะจำเอาไว้ว่า ในแหล่งจ่ายดีซีแบบสวิตช์โหมด เปอร์เซนต์รีปเปิลในแรงดันเอาต์พุตปกติควรจะกำหนดไว้ให้มีค่าน้อยมาก แต่ในความเป็นจริงแล้วควรเท่ากับ 1% ดังนั้นการวิเคราะห์ที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ สมมติให้ $v_o(t) = V_o$ ยังคงใช้ได้อยู่ รีปเปิลที่เอาต์พุตในสมการ (24) ยังคงไม่เปลี่ยนแปลงด้วยการพิจารณาถึง คุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำ ดังในรูปที่ (3.4c)

3.4 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น (Step - up (boost) converter)

จากรูปที่ 3.11 แสดงถึงคอนเวอร์เตอร์แปลงขึ้น มันถูกนำไปใช้งานหลักๆ ก็คือ ควบคุมแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันดีซี และ เบรคของดีซีมอเตอร์ เป็นที่เข้าใจกันว่า แรงดันเอาต์พุตจะมีขนาดที่มากกว่าแรงดันอินพุตเสมอ เมื่อสวิตช์ออน ไดโอดจะได้รับการไบอัสกลับ เมื่อเป็นเช่นนี้จะทำให้เกิดการแยกเอาต์พุตออกมา อินพุตจะจ่ายพลังงานไปยังอินดักเตอร์ เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะออฟ ด้านเอาต์พุตจะได้รับพลังงานมาจากอินดักเตอร์ การวิเคราะห์ในสภาวะคงที่จะแสดงไว้ในที่นี้ เอาต์พุตของคาปาซิเตอร์ (ฟิลเตอร์) จะถูกสมมติให้มีขนาดใหญ่ เพื่อให้แน่ใจว่าแรงดันเอาต์พุตนั้นจะคงที่ $v_o(t) = V_o$

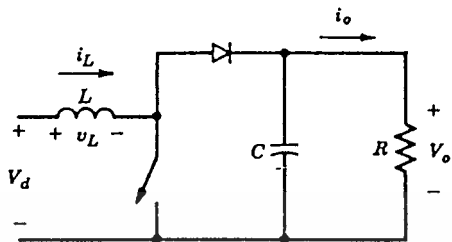
3.4.1 โหมดการนำแบบต่อเนื่อง (Continuous - conduction mode)

จากรูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นในสภาวะคงที่ สำหรับแสดงโหมดการนำที่กระแสอินดักเตอร์ไหลอย่างต่อเนื่อง ($i_L(t) > 0$)

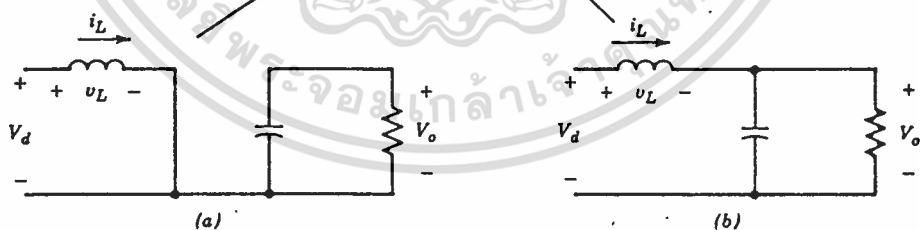
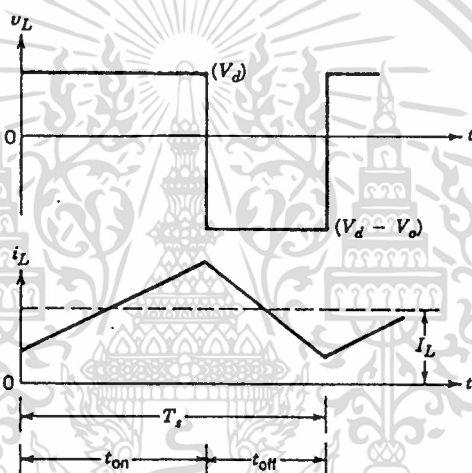
เนื่องจากในสภาวะคงที่ ผลรวมทั้งหมดของแรงดันอินดักเตอร์มากกว่า 1 คาบเวลาจะเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0$$



รูปที่ 3.11 คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น



รูปที่ 3.12 โหมคการนำแบบต่อเนื่อง a.)เมื่อสวิตช์ On b.)เมื่อสวิตช์ Off
เมื่อคูณทั้งสองข้างด้วย T_s และจัดเทอมใหม่จะได้

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \tag{26}$$

สมมติว่าวงจรนี้มีความสูญเสียน้อยมาก, $P_d = P_o$

$$\therefore V_d I_d = V_o I_o$$

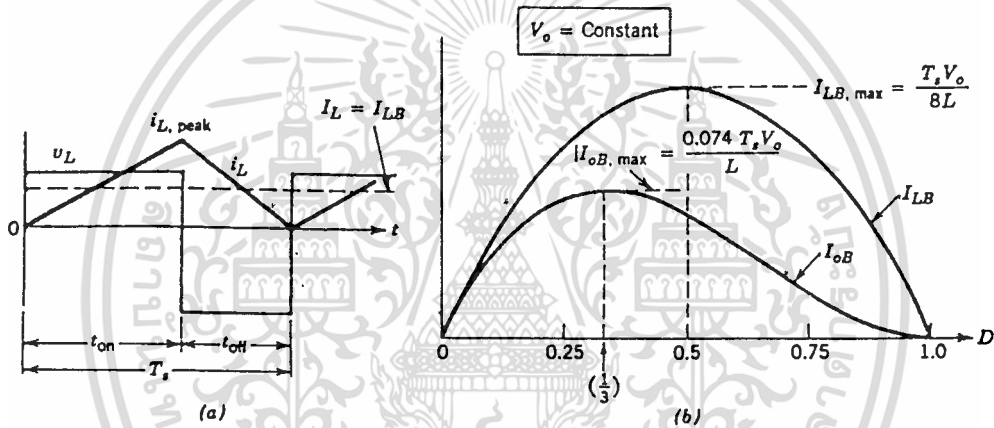
$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \tag{27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 ขอบเขตของการทำงานระหว่างแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง (Boundary between continuous and discontinuous conduction)

จากรูปที่ 3.13a แสดงรูปคลื่นที่ขอบเขตของการนำแบบต่อเนื่อง ด้วยที่ปลายสุดของช่วงเวลาออฟ ค่าเฉลี่ยของกระแสอินดักเตอร์ที่ขอบเขตนี้คือ

$$\begin{aligned}
 I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L, peak} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} \\
 &= \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)
 \end{aligned}
 \tag{28}$$



รูปที่ 3.13 ขอบเขตของการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

เป็นที่ยอมรับกันว่ากระแสอินดักเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น และกระแสอินพุทประมาณว่าเท่ากัน ($i_d = i_L$) โดยใช้สมการ (27) และ (28) เราสามารถกระแสเอาต์พุทเฉลี่ยที่ขอบของการนำแบบต่อเนื่องคือ

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2
 \tag{29}$$

การนำไปใช้งานของคอนเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่ต้องการให้ V_o คงที่ ดังนั้น V_o จะคงที่ I_{oB} ถูกพล็อตไว้ในรูปที่ 3.13b เช่นเดียวกับฟังก์ชันของอัตราส่วนคิวดี้ D เมื่อให้ V_o คงที่ และจะทำให้แรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงไปด้วย

รูปที่ 3.13b แสดง I_{LB} ซึ่งมีค่าสูงสุดที่

$$I_{LB, max} = \frac{T_s V_o}{8L}
 \tag{30}$$

ดังนั้น I_{oB} จะมีค่าสูงสุดที่ $D = 1/3 = 0.333$

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \quad (31)$$

ในเทอมของค่าสูงสุดนี้ I_{LB} และ I_{oB} สามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max} \quad (32)$$

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,max} \quad (33)$$

รูปที่ 3.13b แสดงถึง D กำหนดให้ V_o คงที่ ถ้ากระแสเฉลี่ยของโหลดตกต่ำกว่า I_{oB} (และ กระแสของอินดักเตอร์เฉลี่ยต่ำกว่า I_{LB}) จะทำให้กระแสต่อเนื่อง เปลี่ยนเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง

3.4.3 โหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous - conduction mode)

เป็นที่รู้กันว่าโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง เราสมมติว่าพลังงานเอาต์พุตที่โหลดลดลงต่ำลง V_d และ D คงที่ (ในทางปฏิบัติ D ควรจะแปรค่าได้เพื่อให้ V_o คงที่) รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบรูปคลื่นที่ขอบของการนำแบบต่อเนื่องโดยที่ V_d และ D คงที่

ในรูปที่ 3.14b การนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง กำลังงานที่เกิดขึ้นลดลง $P_o (= P_d)$ และ I_L มีค่าต่ำ ($= I_d$) เนื่องจาก V_d คงที่ ส่วน $I_{L,peak}$ จะเหมือนกันทั้งสองโหมด ดังในรูปที่ 3.14 ค่าที่ต่ำกว่าของ I_L (I_L โหลดไม่ต่อเนื่อง) จะเป็นไปได้ ถ้า V_o สูงขึ้น ดังรูปที่ 3.14b

ถ้าเราทำให้ผลรวมของแรงดันอินดักเตอร์ ใน 1 คาบเวลาเป็นศูนย์

$$V_d DT_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (34)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (35)$$

จากรูปที่ 3.14b เป็นกระแสอินพุตเฉลี่ย ซึ่งเท่ากับกระแสอินดักเตอร์

$$I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (36)$$

ใช้สมการ (35) ตามที่กล่าวมา

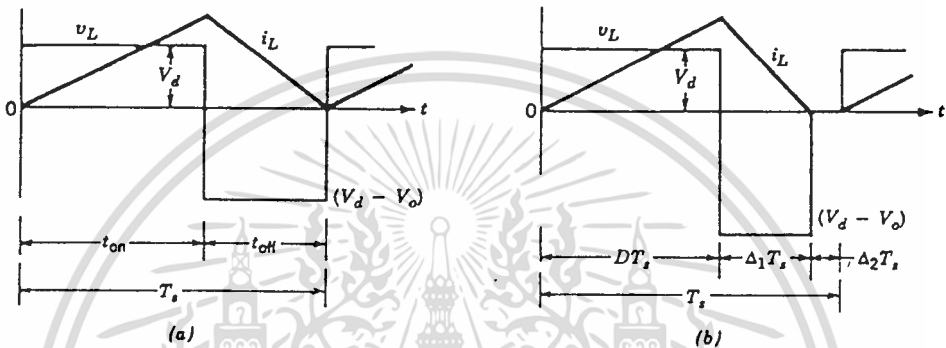
$$I_o = \frac{(T_s V_d)}{2L} D \Delta_1 \quad (37)$$

ในทางปฏิบัติ เนื่องจากให้ V_o คงที่ และ D แปรค่าตามการเปลี่ยนแปลงของ V_d ให้ผลดีในการกำหนดค่าอัตราส่วนคือ D ที่ต้องการซึ่งเหมือนกับฟังก์ชันของกระแสโหลดตามการแปรค่าของ V_o/V_d โดยใช้สมการ (34), (37) และ (31) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D = \left[\frac{4 V_o}{27 V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (38)$$



รูปที่ 3.15 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น เมื่อให้ V_o คงที่

การแปรในรูปที่ 3.15 D ถูกพล็อตเช่นเดียวกับฟังก์ชัน $I_o/I_{oB,max}$ ในช่วงเวลาค่าของ V_d/V_o ขอบเขตระหว่างกรณานำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แสดงโดยเส้นประ ในโหมดแบบไม่ต่อเนื่อง ถ้า V_o ไม่ควบคุมในแต่ละคาบเวลาของการสวิตช์ซึ่ง

$$\frac{L}{2} i_{L,peak}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L} \quad W-s$$

ถูกถ่ายพลังงานจากอินพุตไปยังคาปาซิเตอร์เอาต์พุตและไปยังโหลด ถ้าโหลดไม่สามารถดูดเอาพลังงานนี้ได้ แรงดันคาปาซิเตอร์เบรคดาวน์ หรือ มีแรงดันสูงซึ่งอันตรายเกิดขึ้น

ตัวอย่างการคำนวณ

ในคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นอัตราส่วนดิวิตี้ ถูกปรับเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต V_o ที่ 48 V แรงดันอินพุตแปรค่าอยู่ในระหว่าง 12 - 36 V กำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตคือ 120 W ดังนั้นเพื่อให้ระบบเสถียรภาพ จึงต้องการให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกรณานำแบบไม่ต่อเนื่อง ความถี่ในการสวิตช์คือ 50 kHz

สมมติส่วนประกอบอื่นๆ เหมือนในอุดมคติ และ C มีขนาดใหญ่มาก จงคำนวณค่าสูงสุดของ L ที่ สามารถนำมาใช้ได้

วิธีทำ $V_o = 48 \text{ V}$, $T_s = 20 \mu\text{S}$ และ $I_{o,\text{max}} = 120 \text{ W} / 48 \text{ V} = 2.5 \text{ A}$ หาค่าสูงสุดของสูงสุดของ L เมื่อว่ากระแสเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง เราจะสมมติว่าทำงานด้วยเงื่อนไขที่สูงสุด กระแสอินดักเตอร์อยู่ที่ปลายสุด ของการนำแบบต่อเนื่อง

กำหนดให้ V_d ขนาด (12 - 36 V) D มีย่านกว้างที่ 0.75 - 0.25 สำหรับย่านของ D นี้ จากรูปที่ 13b, I_o จะมีค่าขนาดเล็กมากที่ $D = 0.75$

ดังนั้นเมื่อ แทนค่า $D = 0.75$ ลงในสมการ (29) เพื่อหา I_{oB} และแทนค่า $I_{o,\text{max}} = 2.5 \text{ A}$ เราสามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$L = \frac{20 \times 10^{-6} \times 48}{2 \times 2.5} 0.75(1 - 0.75)^2$$

$$= 9 \mu \text{ H}$$

ดังนั้นถ้า $L = 9 \mu\text{H}$ ถูกนำมาใช้ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์นี้ จะทำงานที่ปลายสุดของการนำแบบต่อเนื่อง เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่องควรเลือกใช้ค่าอินดักเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่า $9 \mu\text{H}$

3.4.4 ผลกระทบที่แฝงที่ตามมา (Effect of parasitic elements)

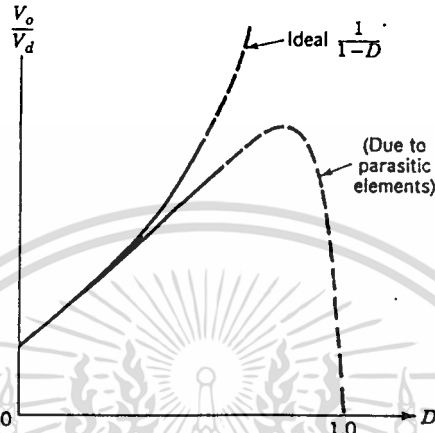
ผลกระทบจาก คอนเวอร์เตอร์แปลงขึ้น เกิดเพราะค่าความสูญเสียเกี่ยวข้องกับ อินดักเตอร์ คาปาซิเตอร์ สวิตช์ และไดโอด รูปที่ 3.16 แสดงเกี่ยวกับคุณลักษณะทางอุดมคติ ในทางปฏิบัติ V_o / V_d ลดลงเข้าใกล้ ยูนิตี เนื่องจากสวิตช์แย่มาก นำไปใช้งานที่ค่าอัตราส่วนคิวดี D สูงๆ เส้นโค้งในย่านนี้จะแสดงไว้ด้วยเส้นประ ผลกระทบเหล่านี้จะไม่นำมาคิดเพื่อให้การวิเคราะห์ที่แสดงในที่นี้ ทำให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น

3.4.5 ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต (Output voltage ripple)

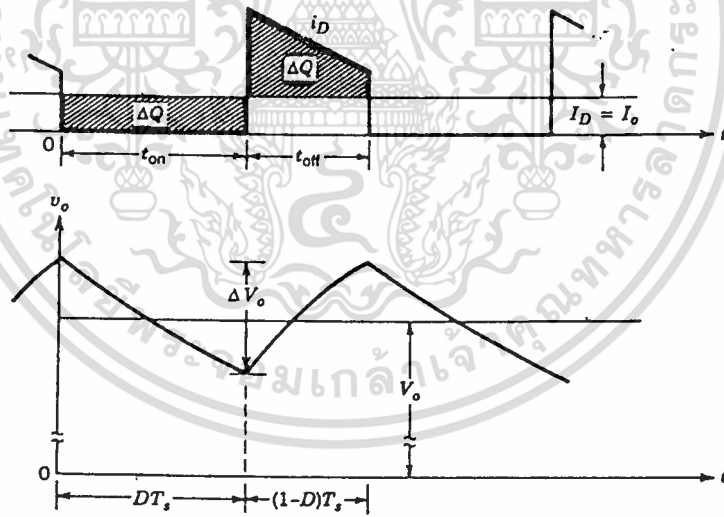
สัญญาณริปเปิลยอดถึงยอด ในแรงดันเอาต์พุตสามารถคำนวณออกมาได้ ด้วยการพิจารณารูปคลื่นที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.17 สำหรับการงานในโหมดแบบต่อเนื่องสมมติว่ากระแสริปเปิลทั้งหมดของ กระแสไดโอด i_d ไหลผ่านตัวเก็บประจุ และไหลผ่านไปยังโหลดความต้านทานพื้นที่ที่แรงเอาต์พุตในรูปที่ 3.17 แสดงถึงประจุ ΔQ แรงดันริปเปิลจากยอดถึงยอด หาได้โดย

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C}$$

$$= \frac{V_o DT_s}{R C} \tag{39}$$



รูปที่ 3.16 ผลกระทบแฝงที่เกิดขึ้น บนอัตราส่วนการแปลงแรงดัน



รูปที่ 3.17 แรงดันรีปเปิลทางเอาต์พุตของ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_d} = \frac{DT_s}{RC}$$

$$= D \frac{T_s}{\tau} \tag{40}$$

การวิเคราะห์ที่คล้ายกันนี้สามารถนำไปใช้กับการทำงานในโหมดแบบไม่ต่อเนื่องได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

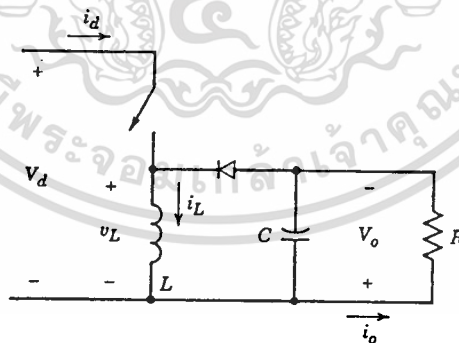
3.5 คอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์(Buck - Boost Converter)

การนำไปใช้งานหลักของบัค-บูสท์ คอนเวอร์เตอร์คือ นำไปรักษาระดับแรงดันของ ดีซีเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งต้องการให้อาห์พุทมีขั้วเป็นลบด้วยจุดต่อร่วมของอินพุทและแรงดันเอาต์พุทสามารถที่จะทำให้สูงกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุท

บัค-บูสท์คอนเวอร์เตอร์สามารถจะสร้างขึ้นได้ โดยการนำเอาคอนเวอร์เตอร์เบื้องต้นทั้ง 2 แบบ คือ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง และ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น นำมาต่อкасечек (Casecade) กัน ในสภาวะคงที่อัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงแรงเอาต์พุทต่ออินพุท จะได้มาจากอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ตัว ในการต่อкасечекกัน(สมมติว่า สวิตช์ในคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองตัวมีอัตราส่วนคือ D เหมือนกัน)

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D} \quad (41)$$

แรงดันเอาต์พุทจะมีค่าสูงกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุทจะขึ้นอยู่กับค่าของอัตราส่วนคือ D การต่อкасечекกัน ของ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและแบบแปลงขึ้นนั้น สามารถรวมเข้ากันเป็นบัค-บูสท์ คอนเวอร์เตอร์เดี่ยวๆ ดังแสดงในรูปที่ 18 เมื่อสวิตช์ปิด อินพุทจะจ่ายพลังงานไปยังอินดักเตอร์ และ ไคโอด จะได้รับการไบอัสกลับ เมื่อสวิตช์เปิด พลังงานที่สะสมในอินดักเตอร์จะไปยังเอาต์พุท ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานที่จ่ายโดยอินพุทในช่วงเวลานี้ ในที่นี้ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่มากๆ ซึ่งเป็นผลให้แรงดันเอาต์พุทคงที่ $V_o(t) \cong V_o$



รูปที่ 3.18 คอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์

3.5.1 โหมดการนำแบบต่อเนื่อง (Continuous - conductin mode)

จาก รูปที่ 3.19 แสดงรูปคลื่นของโหมดการนำแบบต่อเนื่อง ซึ่งกระแสอินดักเตอร์นั้นจะไหลอย่างต่อเนื่อง

ผลรวมของแรงดันอินดักเตอร์ มากกว่า 1 คาบเวลาจะรวมกันเป็นศูนย์

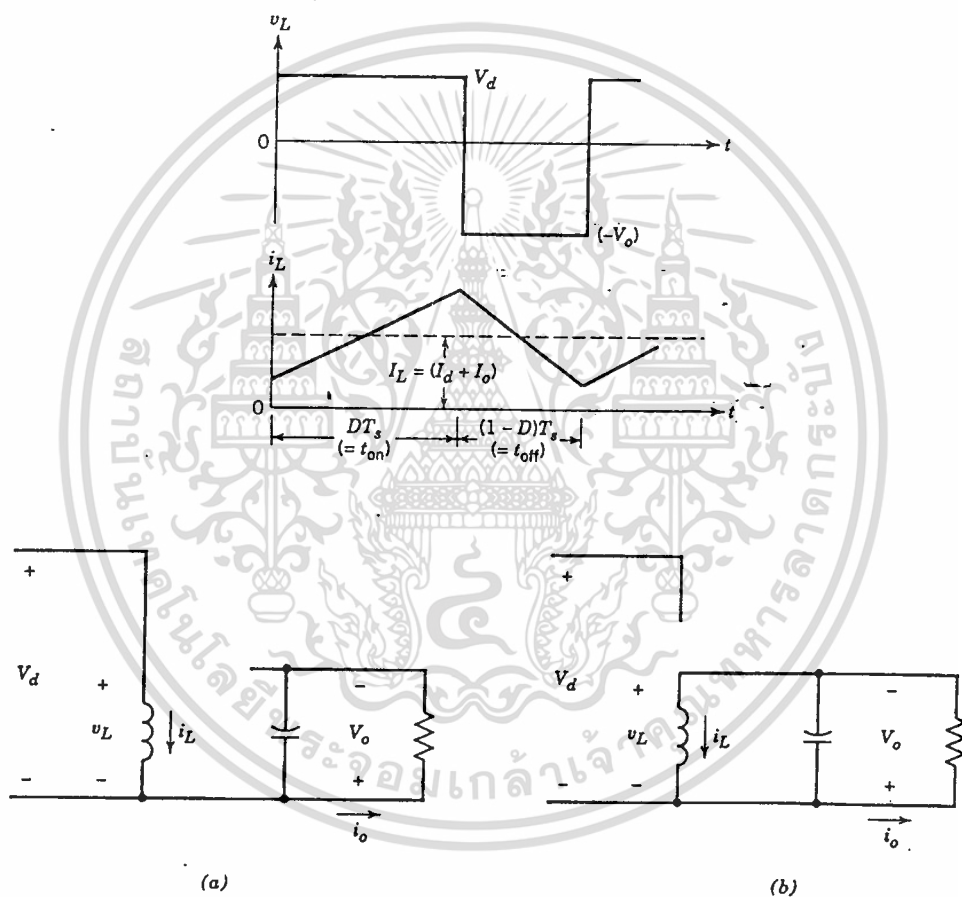
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \tag{42}$$

และ
$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \tag{43}$$

สมการ (42) จะต้องเข้าใจว่าขึ้นอยู่กับอัตราส่วนคิวดั D ซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถสูงกว่าอินพุตได้



รูปที่ 3.19 คอนเวอร์เตอร์แบบ บัค-บูสท์ ($i_L > 0$): a.) สวิตช์ ON b.) สวิตช์ OFF

3.5.2 ขอบเขตของการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง (Boundary between continuous and discontinuous conduction)

จากรูปที่ 3.20a แสดงรูปคลื่นที่ขอบปลายสุดของการนำแบบต่อเนื่อง ด้วยนิยามใน โทมคนี้ i_L จะเป็นศูนย์ที่ปลายสุดของช่วงเวลาที่ปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20a

$$\begin{aligned} I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L, \text{peak}} \\ &= \frac{T_s V_d}{2L} D \end{aligned} \quad (44)$$

จากรูปที่ 3.18

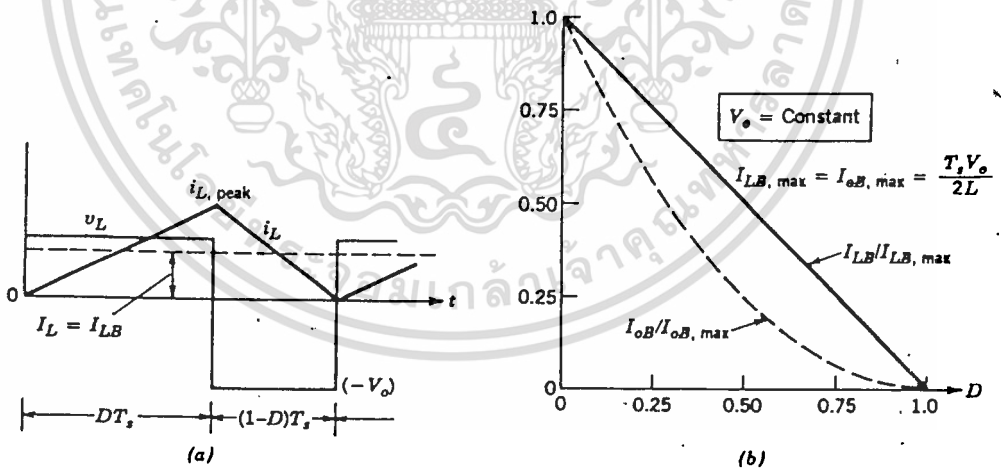
$$I_o = I_L - I_d \quad (45)$$

(เนื่องจากกระแสคาปาซิเตอร์เฉลี่ยเป็นศูนย์)

โดยใช้สมการ (42) ถึง (45) เราสามารถแก้กระแสอินดักเตอร์เฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตที่ขอบของการนำแบบต่อเนื่องในเทอมของ V_o

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (46)$$

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (47)$$



รูปที่ 3.20 ขอบเขตของการนำแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์ การนำคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์ ไปใช้งานส่วนมากแล้ว ต้องการให้ V_o คงที่, V_d สามารถเปลี่ยนแปลงได้ เราสามารถทำการตรวจสอบสมการ (46) และ (47) แสดงทั้ง I_{LB} และ I_{oB} ที่เป็นผลจากค่าสูงสุดที่ $D = 0$

$$I_{LB, \text{max}} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{oB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (49)$$

ใช้สมการ (46) จนถึง (49)

$$I_{LB} = I_{LB,max} (1 - D) \quad (50)$$

$$I_{oB} = I_{oB,max} (1 - D)^2 \quad (51)$$

จากรูปที่ 3.20b แสดง I_{LB} และ I_{oB} ตามฟังก์ชัน D เมื่อให้ V_o คงที่

3.5.3 โหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous - conduction mode)

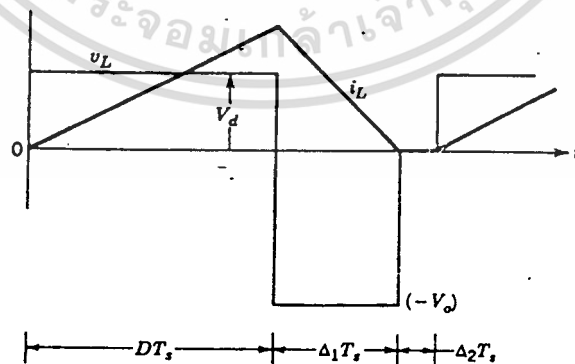
จากรูปที่ 3.21 แสดงรูปคลื่นของ i_L ที่ไม่ต่อเนื่อง ถ้าเราทำให้ผลรวมของแรงดันอินดักเตอร์ที่มากกว่า 1 คาบเวลา จนถึง ศูนย์เท่ากัน

$$V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

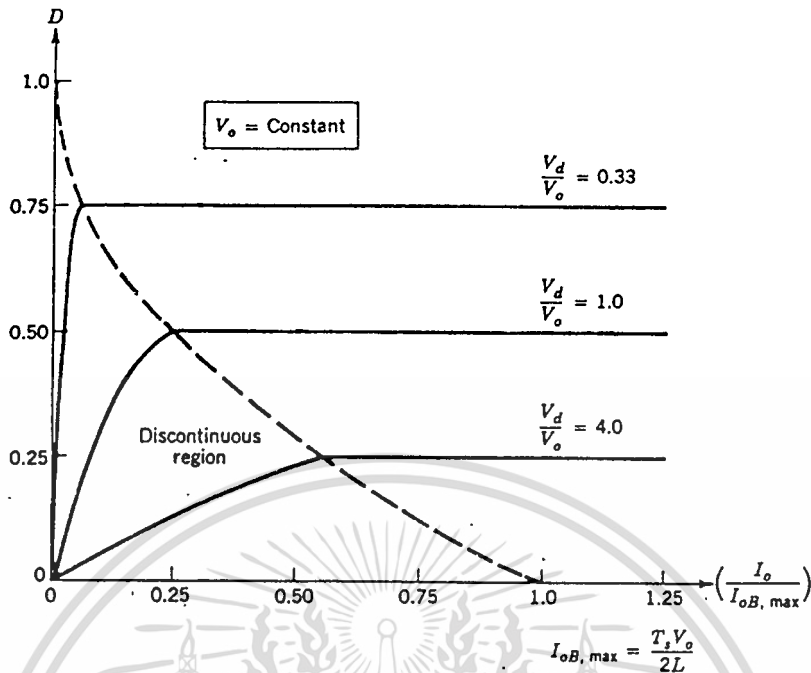
$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (52)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (53)$$

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (54)$$



รูปที่ 3.21 รูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค - บูสท์ ในโหมดการนำแบบไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.22 คุณลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์ เมื่อให้ V_o คงที่

เนื่องจากให้ V_o คงที่ สามารถกำหนดค่า D เหมือนกับฟังก์ชันของกระแสเอาต์พุตโหลด I_o ในช่วงเวลาที่ V_o/V_d เปลี่ยนแปลง หลายค่าใช้สมการที่ได้จากข้างต้น เราสามารถจะหา

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (55)$$

จากรูปที่ 3.22 แสดงการพล็อตของเหมือนกับฟังก์ชันของ $I_o/I_{oB,max}$ ในช่วงเวลาที่ V_d/V_o เปลี่ยนแปลง ไปหลายค่าขอบเขตระหว่าง โหมคต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแสดงโดยเส้นประ

3.5.4 ผลกระทบของส่วนประกอบที่แฝงมา (Effect of paratic elements)

คล้ายกับคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น ส่วนประกอบแฝงมีผลกระทบที่สำคัญต่ออัตราส่วนการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันและเสถียรภาพ ของการรักษาระดับ แรงดันป้อนกลับของคอนเวอร์เตอร์แบบบัค-บูสท์ ในรูปที่ 3.23 แสดงเกี่ยวกับผลกระทบของส่วนประกอบแฝงเหล่านั้น เส้นโค้งที่แสดงด้วยเส้นประ เพราะสวิตช์ที่นำมาใช้นั้นไม่ดี ซึ่งในทางปฏิบัติไม่สามารถทำให้ D สูงๆได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.5 แรงดันริปเปิลเอาต์พุต (Output voltage ripple)

ริปเปิลในแรงดันเอาต์พุตสามารถคำนวณได้ด้วยรูปคลื่นที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.24 ซึ่งใช้สำหรับการปฏิบัติงานในโหมดต่อเนื่อง สมมติว่าส่วนประกอบของกระแสริปเปิลทั้งหมด i_c ไหลผ่านตัวเก็บประจุ และค่าเฉลี่ยจะไหลผ่านโหลดความต้านทาน พื้นที่ที่แรเงาในรูปที่ 3.24 แสดงถึงประจุ ΔQ ดังนั้นแรงดัน ริปเปิลจากยอดถึงยอด สามารถคำนวณได้ดังนี้

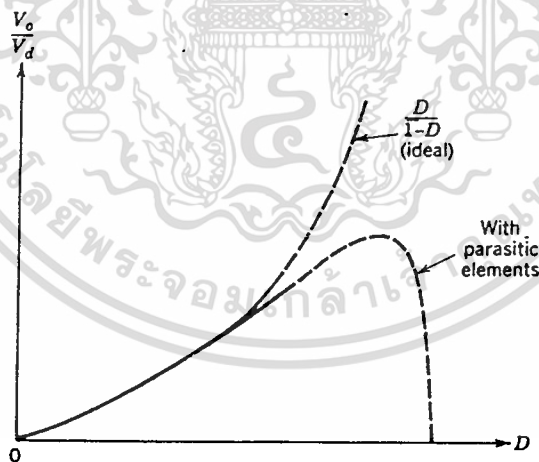
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (56)$$

$$= \frac{V_o DT_s}{R C}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} \quad (57)$$

ที่ซึ่ง $\tau = RC$ ค่าเวลาคงที่ (Time constant)

การวิเคราะห์ที่คล้ายกันนี้ สามารถนำมาปฏิบัติใช้กับการทำงานในโหมดไม่ต่อเนื่องได้



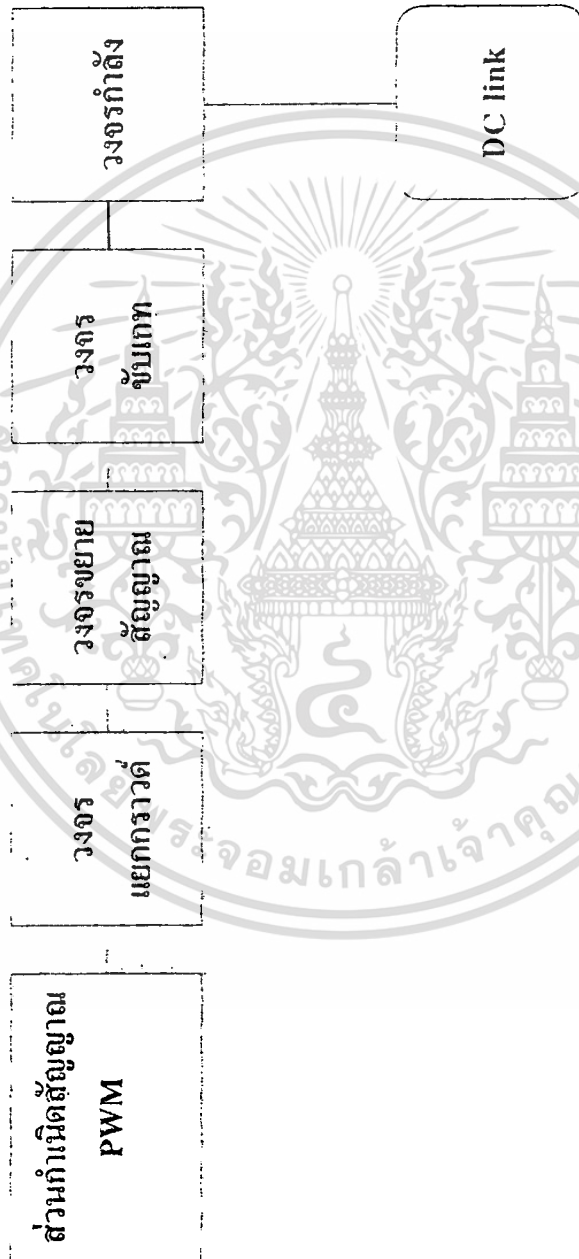
รูปที่ 3.23 ผลกระทบของส่วนประกอบแฝง ต่ออัตราการผลิตแรงดันในคอนเวอร์เตอร์แบบ บัค-บัสท์

บทที่ 4

ส่วนประกอบและการทำงานของโครงการ

4.1 ดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์

ได้ออกแบบการทำงานออกเป็นส่วนตัวดังบล็อกไดอะแกรมข้างนี้



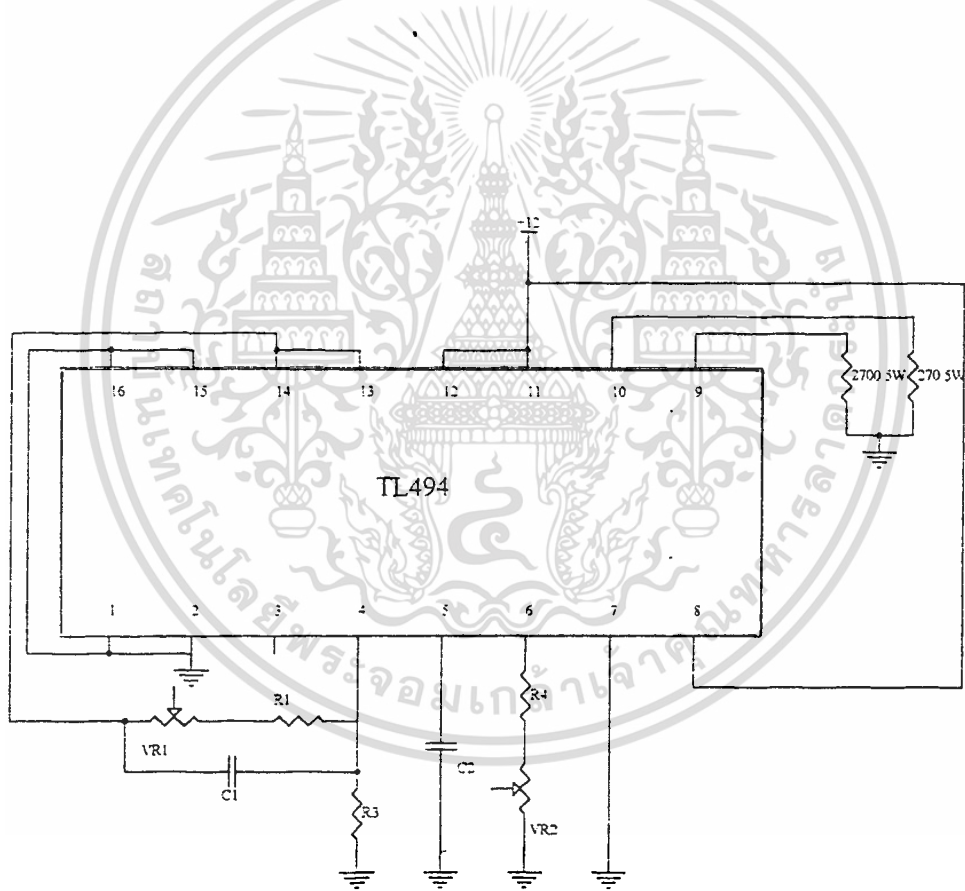
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของโครงการอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ส่วนกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลชัน

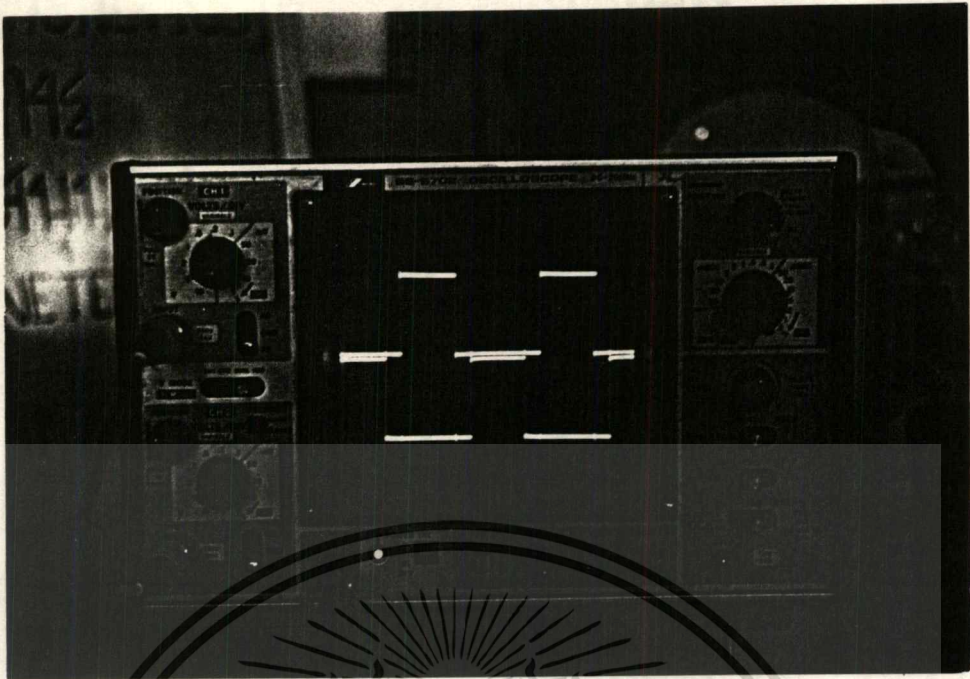
(Pulse Width Modulation ;PWM)

สร้างสัญญาณพัลส์จำนวน 2 สัญญาณและมีเฟสตรงกันข้ามกัน 180 องศาโดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 สร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยมี R_1 และ C_1 ต่อไว้เพื่อกำหนดความถี่ ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ ในโครงงานนี้ได้ตั้งความถี่ไว้ที่ 20 กิโลเฮิรท์ ใช้ R_1 ขนาด 10 กิโลโอห์ม(แบบปรับค่าได้) และค่า C_1 เท่ากับ 470 ไมโครฟารัด สำหรับในการควบคุมค่าแคทโทด ไทม์ จะควบคุมแรงดันที่ขา 1 ของไอซี โดยแรงดันนี้ได้มาจากการป้อนกลับทางด้านเอาต์พุต มีค่าระหว่าง 0.5 - 3 โวลท์ จากวงจรจะเห็นได้ว่าขา 13 ซึ่งต่อลงกราวด์ จะทำให้สัญญาณในการสวิทซ์ที่ออกจากขา 9 และ 10 มีเฟสตรงข้ามกัน ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะนำไปเข้าวงจรแยกกราวด์ต่อไป



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วย TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

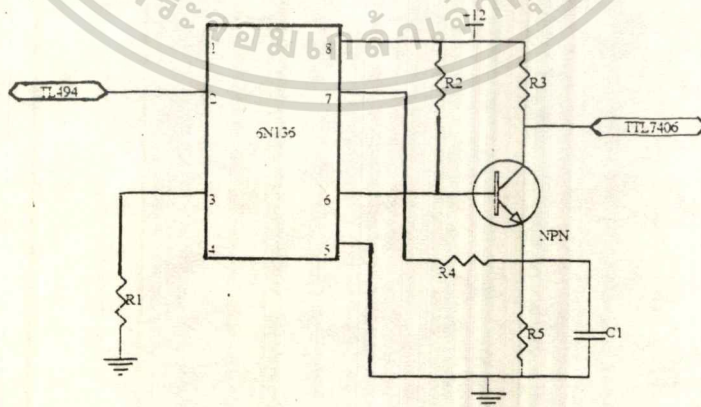


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ TL 494

โดยวัดที่ย่าน 5 V/Div และ 10 μ S/Div

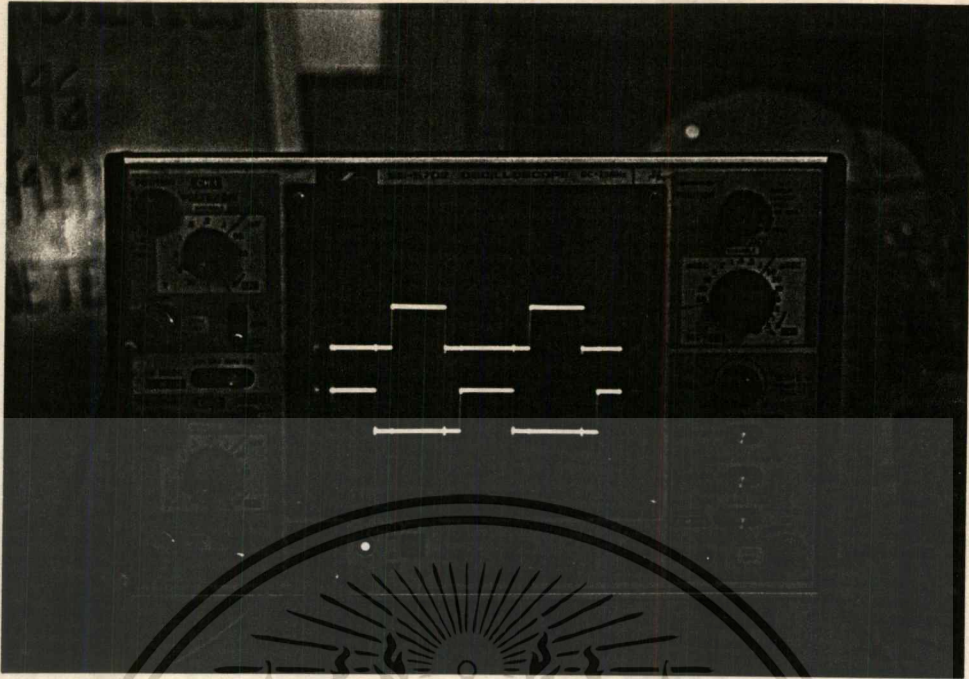
2. ส่วนแยกกราวด์(Opto-Isolate)

ซึ่งจะใช้ตัวออปโตไอโซเลเตอร์ เป็นตัวแยกกราวด์และตัวออปโตไอโซเลเตอร์ ที่ใช้เป็นชนิดโฟโตทรานซิสเตอร์ เบอร์ 6N136 ที่ต่อร่วมกับวงจรภายนอกเพื่อช่วยให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความไวมากขึ้น เนื่องจากที่ความถี่สูงๆ 6N136 ให้สามารถทำงานได้ทัน จึงต้องมีการต่อรวมเพื่อช่วยในการทำงาน



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรแยกกราวด์ด้วยไอซีเบอร์ 6N136

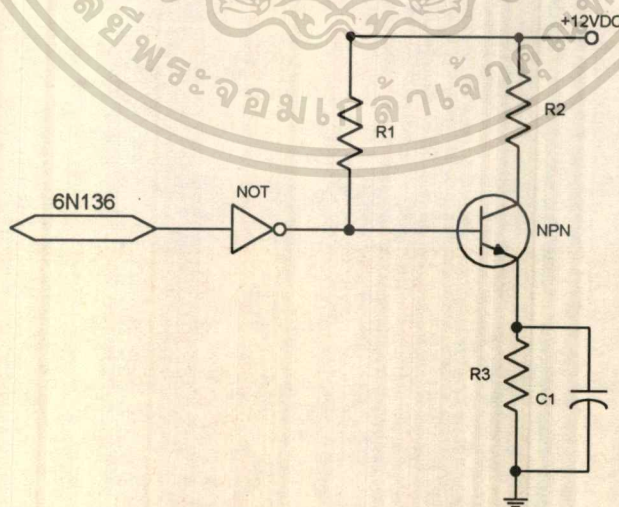
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



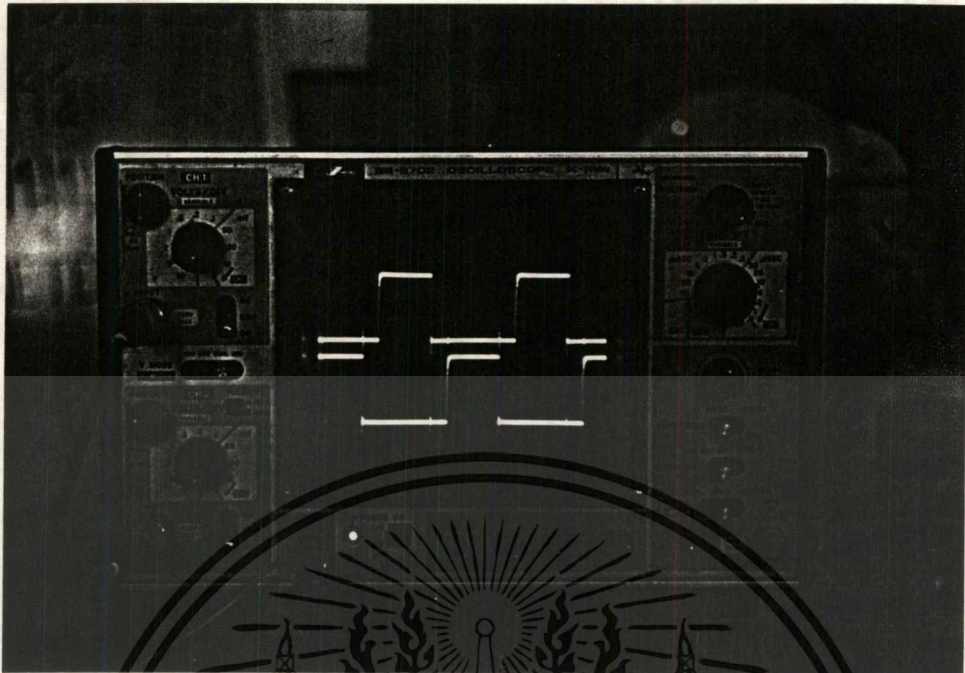
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก 6N136 เมื่อมีการต่อวงจรช่วย โดยวัดที่ย่าน 5 V/Div และ 10 μ S/Div

3. วงจรขยายสัญญาณด้วยวงจรคอลลЕКเตอร์เปิด(Open collector)

วงจรมีหน้าที่ขยายสัญญาณที่จะไปทรานซิสเตอร์ของมอเตอร์ให้มีความถี่สัญญาณที่สูงพอ และวงจรมีหน้าที่นำไปด้วยสัญญาณภายนอกซึ่งจะช่วยให้สัญญาณที่ออกมาจากไอซี มีลักษณะสัญญาณที่ดีขึ้น โดยวงจรขยายสัญญาณที่โครงการนี้ใช้สร้างมาจากไอซีเบอร์ TTL7406 ต่อร่วมกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 2222A



รูปที่ 4.6 แสดงวงจรขยายสัญญาณด้วยวงจรคอลลЕКเตอร์เปิด

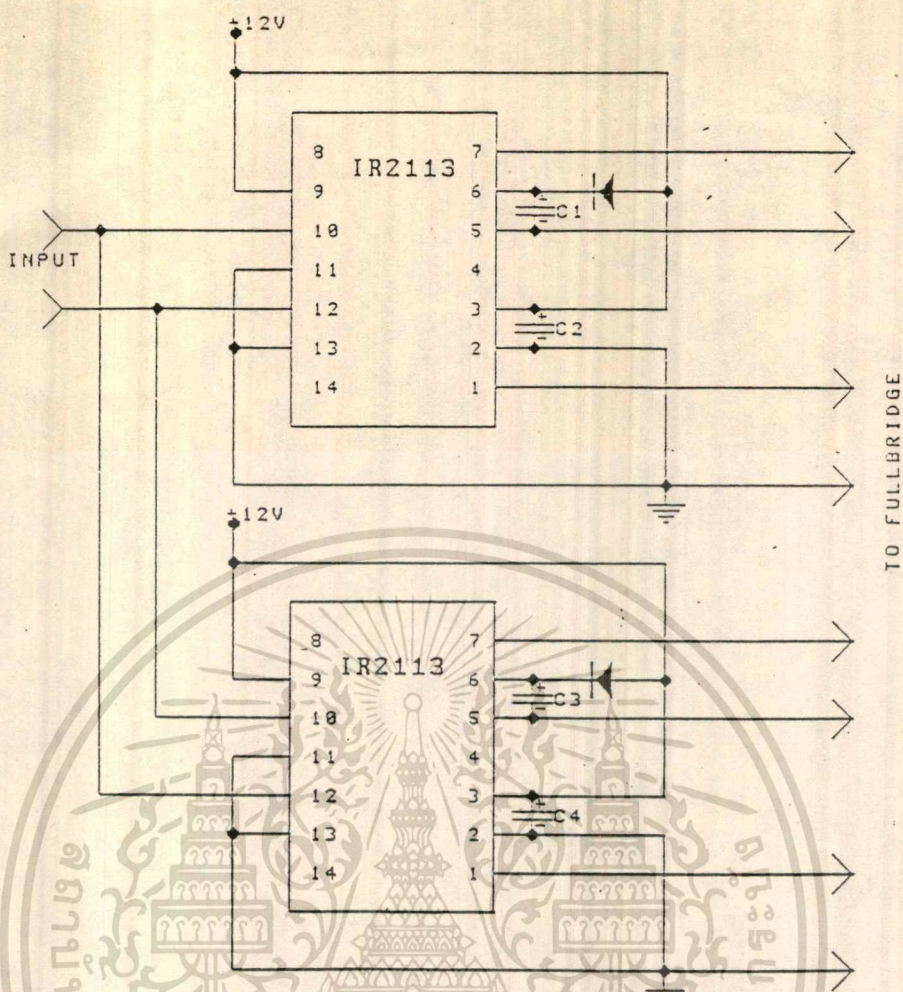


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก TTL 7406 เมื่อมีการต่อวงจรที่ช่วยในการทำงาน โดยที่วัดย่าน 5 V/Div และ 10 μ S/Div

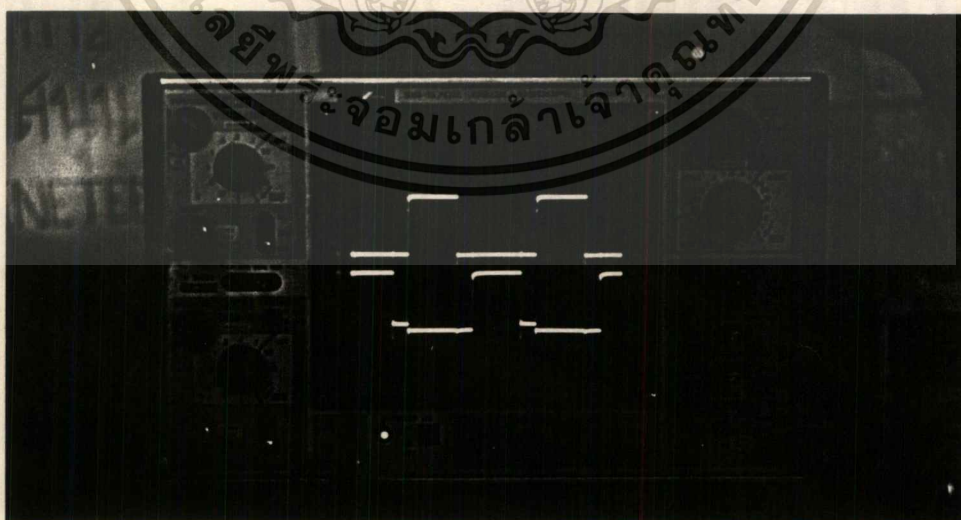
4. วงจรขับเกท(Gate Drive)

ทำหน้าที่ขับเพาเวอร์มอสเฟตในส่วนของอินเวอร์เตอร์เต็มลูกคลื่น ทำการสวิตช์ตามที่ต้องการ ในโครงการนี้ได้ใช้อิซีเบอร์ IR 2113 เป็นอุปกรณ์ขับเกทเนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหมาะสม อันได้แก่ มีขนาดเล็ก ให้แรงดันที่เอาต์พุตที่เหมาะสมกับการนำไปขับเพาเวอร์มอสเฟต โดย IR 2113 เพียงตัวเดียวสามารถนำไปขับเพาเวอร์มอสเฟตได้ถึงสองตัว เพราะให้อาต์พุตสองค่า โดยที่เอาต์พุตทั้งสองนี้ จะขึ้นอยู่กับอินพุตทั้งสองที่ป้อน ซึ่งลักษณะการไอซีเบอร์ IR 2113 เพื่อนำไปขับเกทในโครงการได้แสดงดังรูปที่ 4.8

ซึ่งจะเห็นได้ว่าอินพุตของ IR 2113 คือ ขา 10 และขา 12 โดยมีขา 11 เป็นกราวด์ ส่วนเอาต์พุตแรกคือ ขา 1 โดยมีขา 2 เป็นกราวด์ และเอาต์พุตที่สองคือ ขา 7 โดยมีขา 5 เป็นกราวด์ ซึ่งกราวด์ขา 2 และกราวด์ขา 5 นี้จะแยกกัน ดังนั้นจึงต้องให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เป็นอินพุต ซึ่งป้อนเข้าที่ขา 10 และขา 12 ของ IR 2113 เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรรักษาแรงดันและคุณสมบัติของ IR 2113 จะให้อาต์พุตทั้งสองที่ได้มีเดทไทม์ เพื่อใช้ในกรณีที่ต้องการให้มอสเฟตที่ถูกขับสลับกันทำงาน



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อ IR 2113



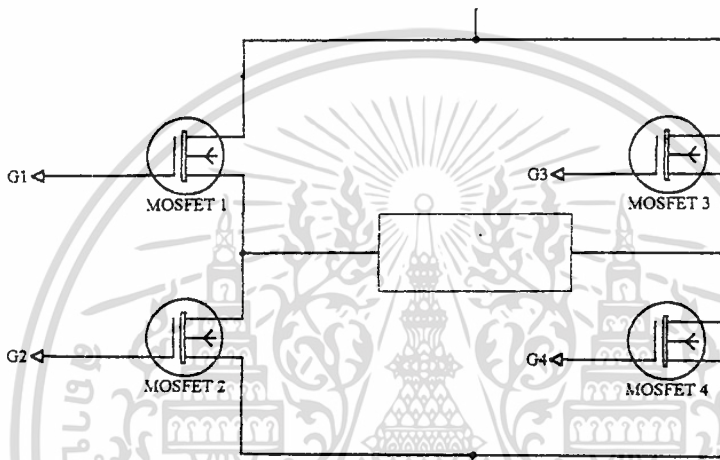
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก IR 2113

โดยวัดที่ย่าน 5 V/Div และ 10µS/Div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น

วงจรมีจะประกอบไปด้วย เพาเวอร์มอสเฟตทั้งหมด 4 ตัว ดังรูปที่ 4.10 โดยการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่นนี้ เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 4 จะทำงานพร้อมกัน เช่นเดียวกับเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่ 2 และ 3 ก็จะทำงานพร้อมกันด้วย ฉะนั้นทำให้เพาเวอร์มอสเฟตชุดแรก(ตัวที่ 1 และ 4)กับเพาเวอร์ชุดที่ 2 (ตัวที่ 2 และ 3) สลับกันทำงานตัวละครึ่ง ไซเคิล



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น

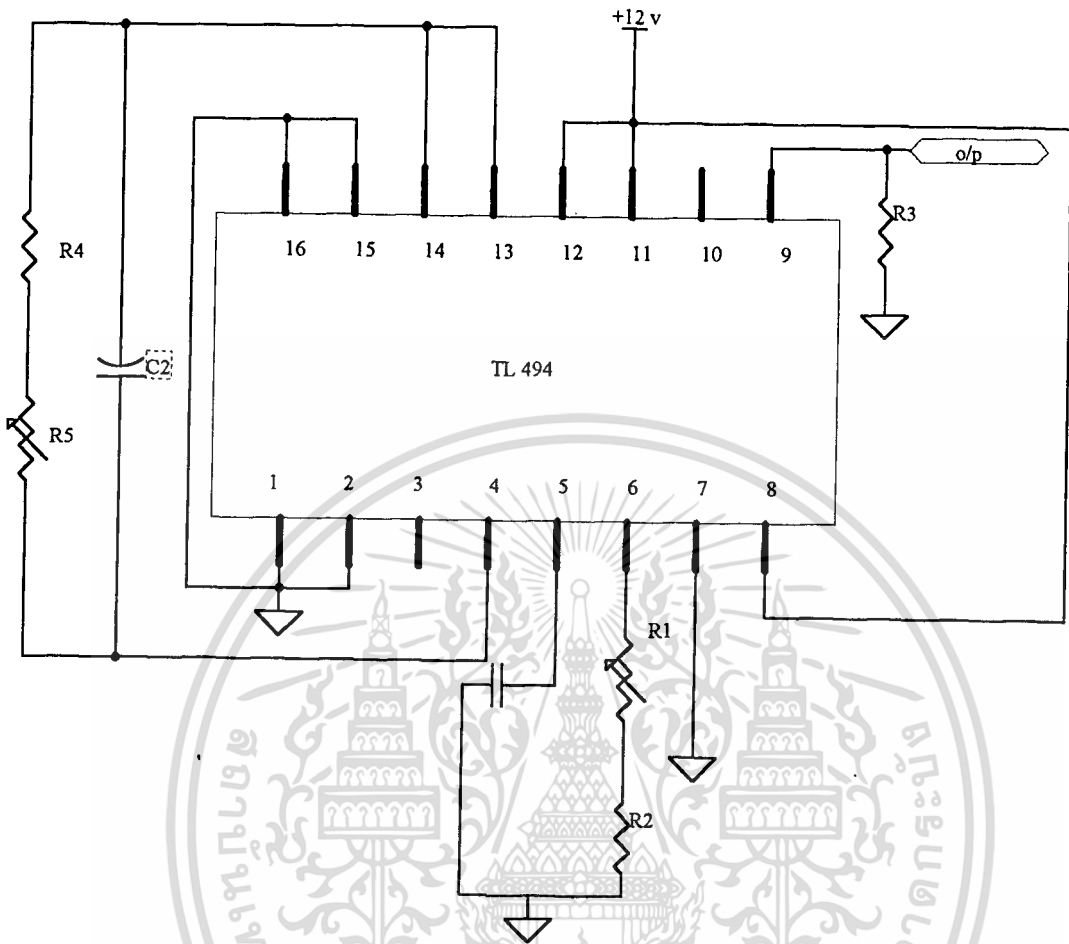
4.2 ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์

ชุดดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ใน โครงงานนี้ประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ

1. วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับทิวเอ็ม
2. วงจรคอนเวอร์เตอร์

1. วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับทิวเอ็ม

ในที่นี้เราใช้ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพีคดับทิวเอ็ม ซึ่งสามารถปรับความถี่และสามารถปรับดิวตี้ไซเคิลได้ โดยใส่ตัวความต้านทานแบบปรับค่าได้ ไร่ที่ขา 6 และขา 4 ในโครงงานนี้ ได้กำหนดความถี่ไว้ 10 กิโลเฮิร์ต สามารถปรับดิวตี้ไซเคิลได้ตั้งแต่ 20% - 80%



รูปที่ 4.11 แสดงส่วนวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มหนึ่งเอาท์พุทด้วย TL 494

2. วงจรคอนเวอร์เตอร์

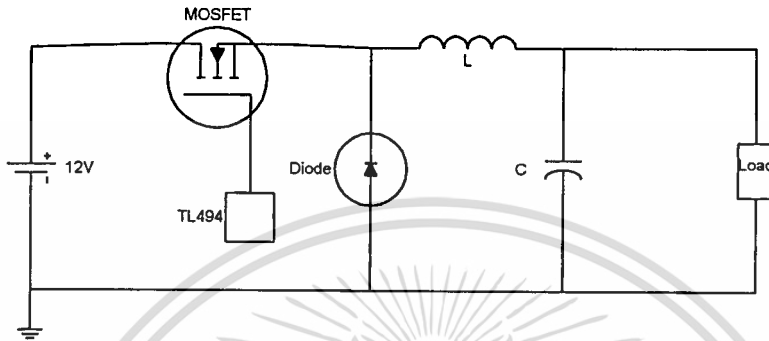
สำหรับในส่วนนี้จะประกอบไปด้วย

อุปกรณ์สวิตช์โดยในโครงงานนี้ใช้มอสเฟต เนื่องจากสามารถทำงานในย่านความถี่ และ พิกัดนี้ได้ หาซื้อได้ง่ายราคาถูก

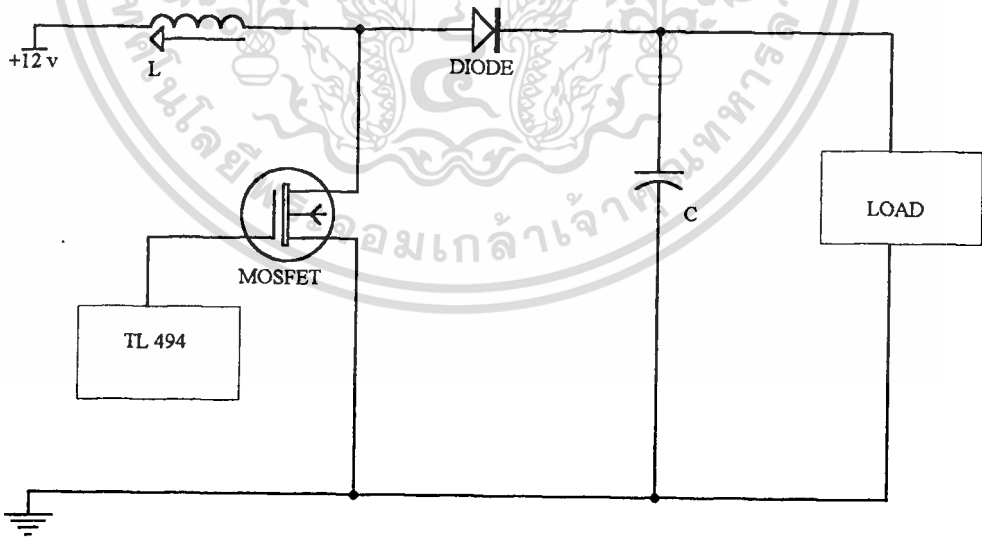
ไดโอด ในโครงงานนี้ใช้ไดโอดแบบอุลตราฟาสต์ ซึ่งสามารถเปลี่ยนสถานะการทำงาน จากการไบอัสตรงเป็นการไบอัสกลับได้ทันที

อินดักเตอร์ ต้องใช้แบบแกนทอรัลลอย

คาปาซิเตอร์ สำหรับกรองริปเปิล



รูปที่ 4.12 แสดงการต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง



รูปที่ 4.13 แสดงการต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

วัตถุประสงค์การทดลอง

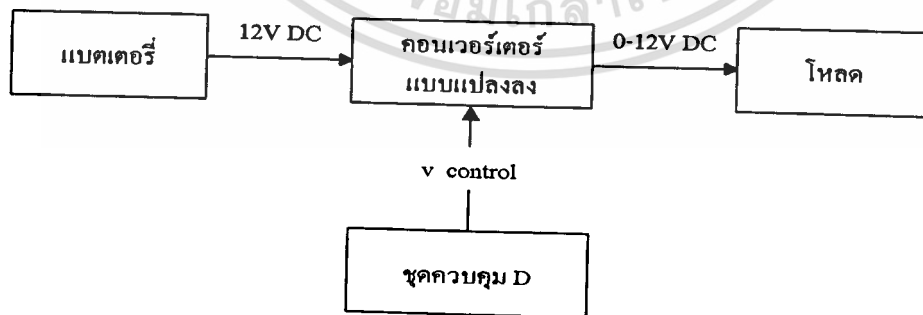
1. เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ของอัตราควิตีและแรงดันเอาต์พุท

อุปกรณ์การทดลอง

1. ชุดสัญญาณควบคุมแรงดันเอาต์พุท(TL494)
2. ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง
3. ดีซี แอมมิเตอร์
4. ออสซิลโลสโคป
5. แบตเตอรี่ขนาด 12V
6. โหลด

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 1
2. เลือกโหลด
3. ทำการปรับค่า D ที่ละ 10%
4. แล้วทำการวัดค่าและบันทึกผลของกระแสและแรงดันเอาต์พุทที่ค่า D ต่างๆ
5. เปลี่ยนค่าโหลด แล้วทำตามขั้นตอน 3-4



รูปที่ 5.1 การต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

วัตถุประสงค์การทดลอง

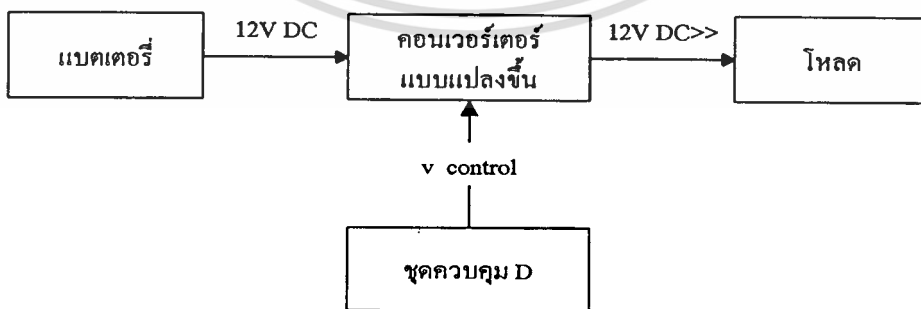
1. เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ของอัตราควิตีและแรงดันเอาต์พุท

อุปกรณ์การทดลอง

1. ชุดสัญญาณควบคุมแรงดันเอาต์พุท (TL494)
2. ชุดคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น
3. คีชี แอมมิเตอร์
4. ออสซิลโลสโคป
5. แบตเตอรี่ 12V DC
6. โหลด

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 2
2. เลือกโหลดต่อเข้ากับวงจร
3. เลือกทำการปรับค่า D ที่ละ 10%
4. แล้วทำการวัดค่ากระแสและแรงดันเอาต์พุท และบันทึกผลการทดลอง
5. เปลี่ยนค่าโหลด แล้วทำตามขั้นตอนการทดลอง 3-4



รูปที่ 5.2 การต่อคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 บันทึกผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

ที่โหลดความต้านทาน 6Ω อนุกรมกับอินดักเตอร์ 8 mH (วัดที่ความถี่ 1 kHz)

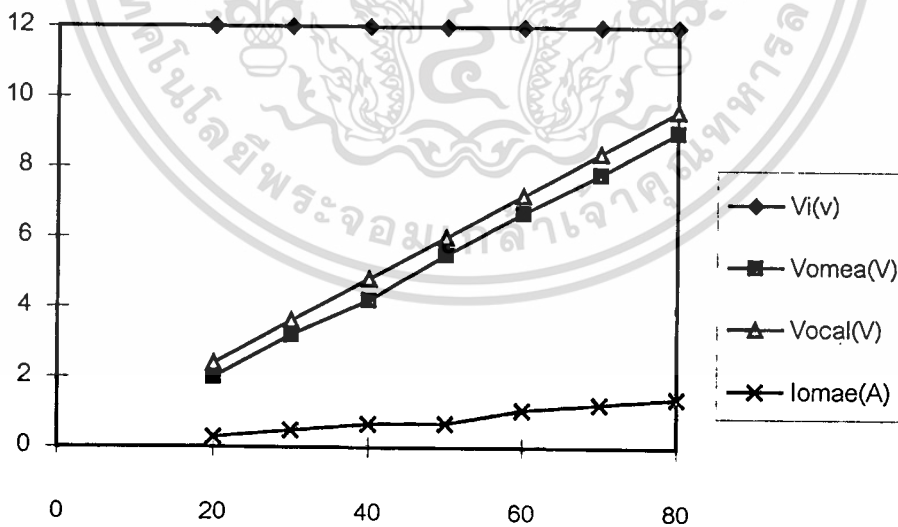
D(%)	V_i (V)	$V_{o,mea}$ (V)	$V_{o,cal}$ (V)	$I_{o,mea}$ (A)
20	12	2.0	2.4	0.3
30	12	3.2	3.6	0.5
40	12	4.2	4.8	0.68
50	12	5.5	6.0	0.7
60	12	6.7	7.2	1.08
70	12	7.8	8.4	1.25
80	12	9	9.6	1.42

หมายเหตุ V_i คือ แรงดันอินพุตที่ได้การวัด

$V_{o,mea}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัด

$V_{o,cal}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณจาก $V_o = V_i \times D$

I_o คือ กระแสเอาต์พุตหรือกระแสโหลดที่ได้จากการวัด



กราฟแสดงผลที่โหลดความต้านทานขนาด 6Ω และอินดักเตอร์ขนาด 8 mH (วัดที่ความถี่ 1 kHz .)

จากผลการทดลอง จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดจะต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณประมาณ 6.25% ถึง 12.5% อย่างไรก็ตามที่ $D = 20\%$ แรงดันเอาต์พุตจากการวัดต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณที่ 16%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 บันทึกผลคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง

ที่โหลดความต้านทาน $6\ \Omega$

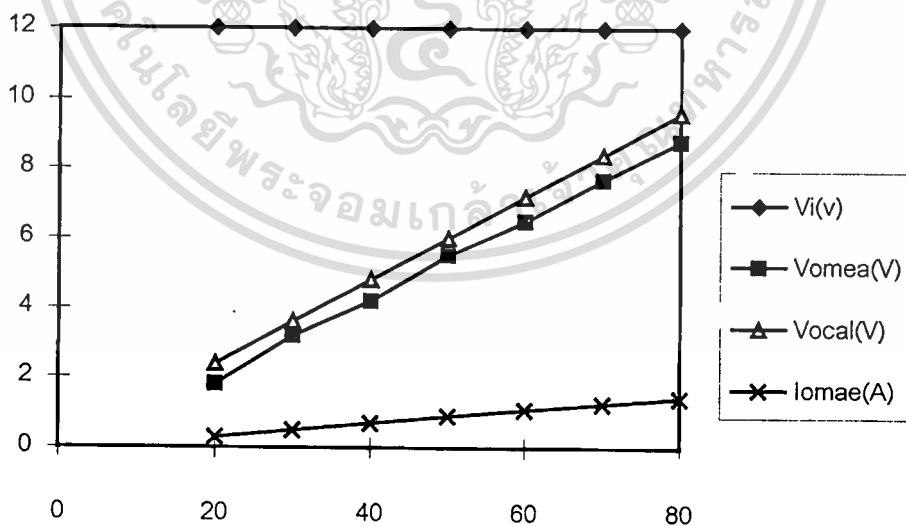
D(%)	$V_i(V)$	$V_{o,mea}(V)$	$V_{o,cal}(V)$	$I_{o,mea}(A)$
20	12	1.8	2.4	0.3
30	12	3.2	3.6	0.5
40	12	4.2	4.8	0.7
50	12	5.5	6.0	0.9
60	12	6.5	7.2	1.08
70	12	7.7	8.4	1.25
80	12	8.8	9.6	1.42

หมายเหตุ V_i คือ แรงดันอินพุตที่ได้การวัด

$V_{o,mea}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัด

$V_{o,cal}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณจาก $V_{o,cal} = V_i \times D$

I_o คือ กระแสเอาต์พุตหรือกระแสโหลดที่ได้จากการวัด



กราฟแสดงผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่โหลดความต้านทาน $6\ \Omega$

จากผลการทดลองจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดจะต่ำกว่าแรงดันที่ได้จากการคำนวณจะต่ำกว่าประมาณ 8% ถึง 12.5% แต่อย่างไรก็ตามที่ $D = 20\%$ แรงดันเอาต์พุตจากการวัดต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณถึง 25%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3 บันทึกผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น
ที่โหลดความต้านทาน 55Ω

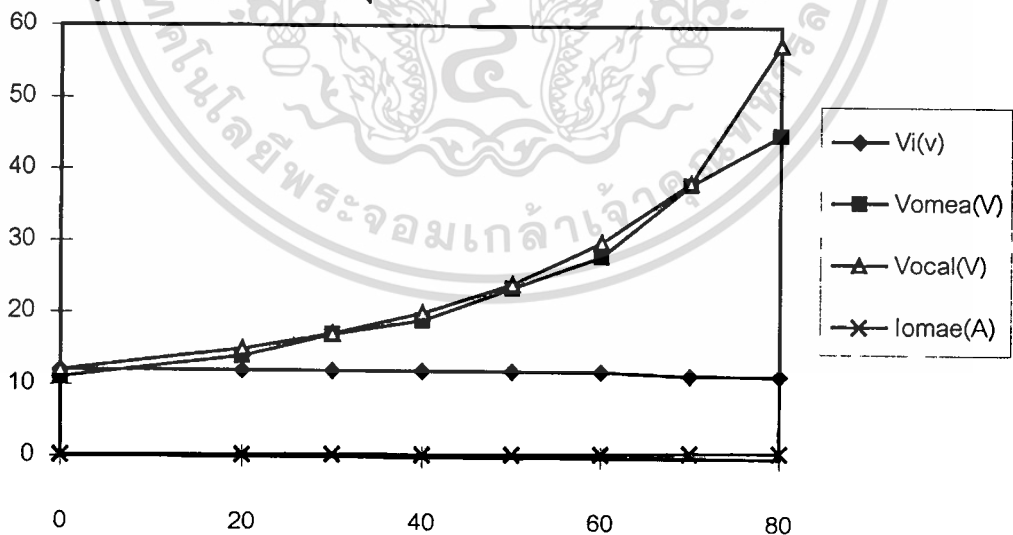
D(%)	$V_i(V)$	$V_{o,mea}(V)$	$V_{o,cal}(V)$	$I_o(A)$
0	12.0	11.0	12.00	0.20
20	12.0	14.0	15.00	0.26
30	12.0	17.0	17.14	0.32
40	12.0	19.0	20.00	0.36
50	12.0	23.5	24.00	0.44
60	12.0	28.0	30.00	0.54
70	11.5	38.0	38.30	0.70
80	11.5	45.0	57.50	0.82

หมายเหตุ V_i คือ แรงดันอินพุตที่ได้การวัด

$V_{o,mea}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัด

$V_{o,cal}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณจาก $V_o = \frac{V_i}{1-D}$

I_o คือ กระแสเอาต์พุตหรือกระแสโหลดที่ได้จากการวัด



กราฟแสดงผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นที่โหลดความต้านทาน 55Ω

จากผลการทดลอง จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณประมาณ 1% ถึง 8.3% อย่างไรก็ตามที่ $D = 80\%$ แรงดันเอาต์พุตจากการวัดต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณถึง 21 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 บันทึกผลการทดลองคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น
ที่โหลดความต้านทาน 35Ω อนุกรมกับอินดักเตอร์ 8 mH (วัดที่ความถี่ 1kHz.)

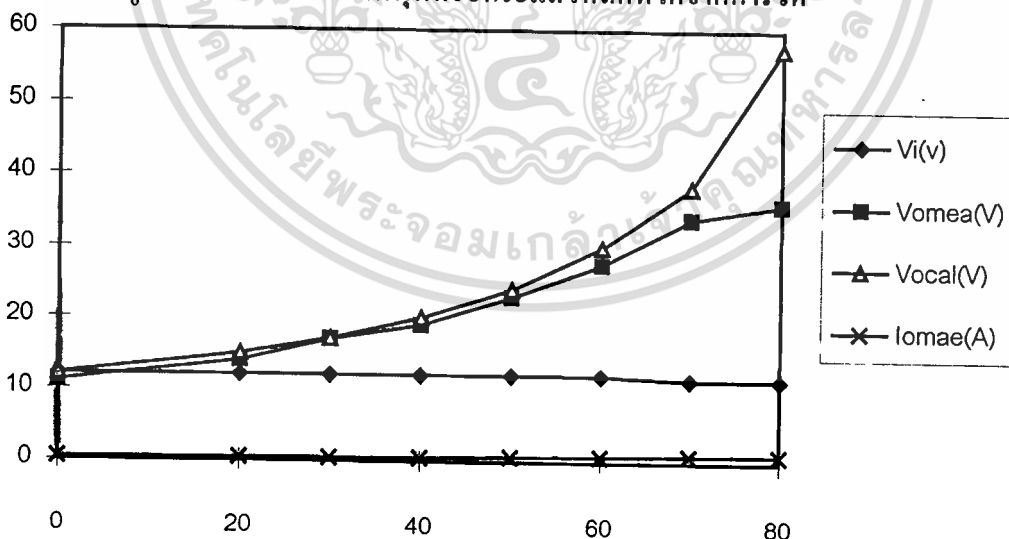
D(%)	$V_i(V)$	$V_{o,mea}(V)$	$V_{o,cal}(V)$	$I_{omea}(A)$
0	12	11	12	0.32
20	12	14	15	0.42
30	12	17	17.14	0.48
40	12	19	20	0.56
50	12	23	24	0.68
60	12	27.5	30	0.80
70	11.5	34	38.33	0.98
80	11.5	36	57.5	1.04

หมายเหตุ V_i คือ แรงดันอินพุทที่ได้การวัด

$V_{o,mea}$ คือ แรงดันเอาต์พุทที่ได้จากการวัด

$V_{o,cal}$ คือ แรงดันเอาต์พุทที่ได้จากการคำนวณจาก $V_o = \frac{V_i}{1-D}$

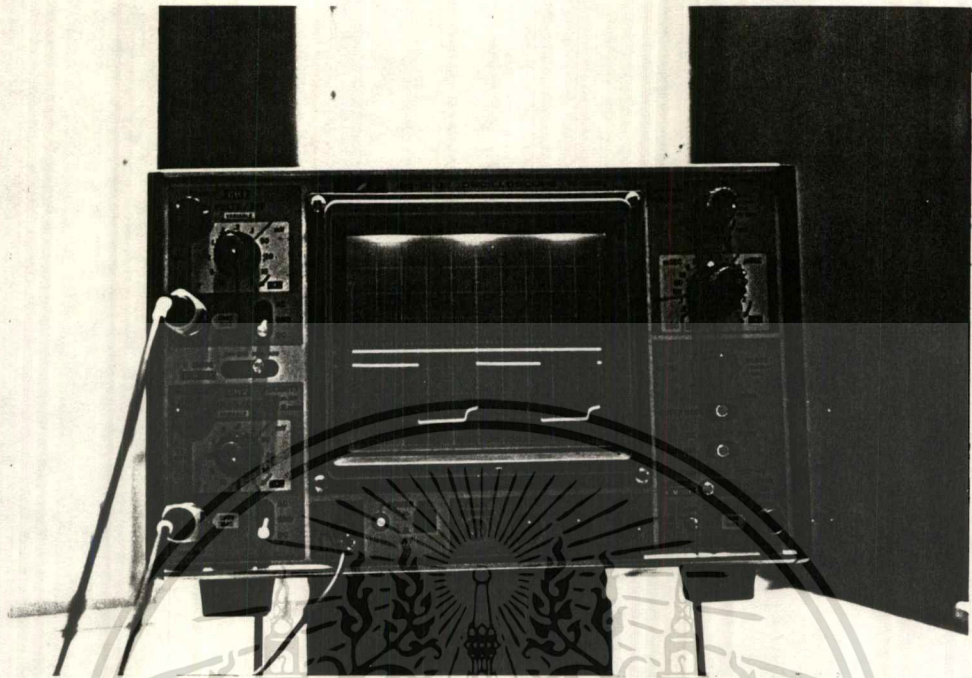
I_o คือ กระแสเอาต์พุทหรือกระแสโหลดที่ได้จากการวัด



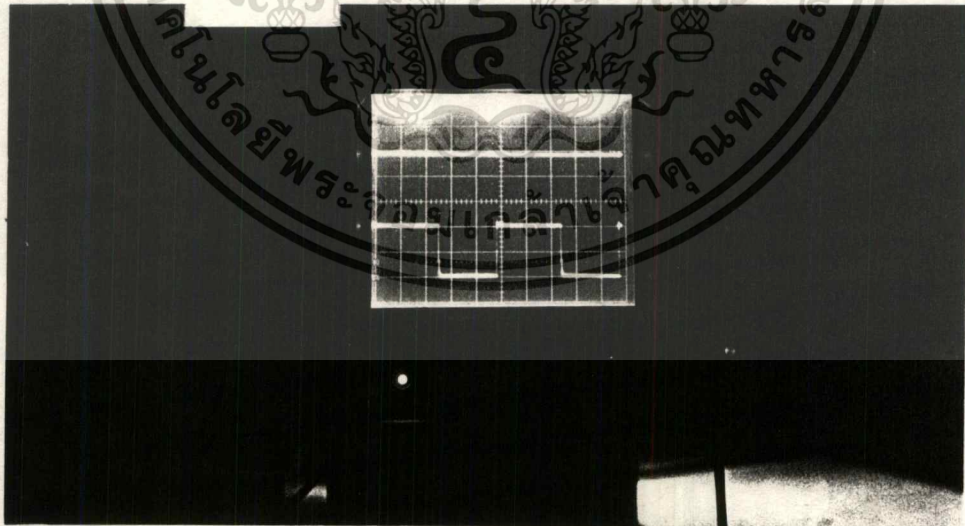
กราฟแสดงผลการทดลองขึ้นที่โหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์

จากผลการทดลองเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุทจากการวัดต่ำกว่าแรงดันแรงดันเอาต์พุทจากการคำนวณในช่วง 1% ถึง 11.2% อย่างไรก็ตามที่ $D = 80\%$ แรงดันเอาต์พุทจากการวัดจะต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุทจากการคำนวณมากถึง 37.4 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง
ที่ $D = 50\%$ โดยวัดที่ย่าน 5V/Div และ $20\mu\text{S/Div}$



รูปที่ 5.4 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น
ที่ $D = 50\%$ โดยวัดที่ย่าน 5V/Div และ $20\mu\text{S/Div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การทดลองเรื่อง ดีซี-เอซี อินเวอร์เตอร์

วัตถุประสงค์การทดลอง

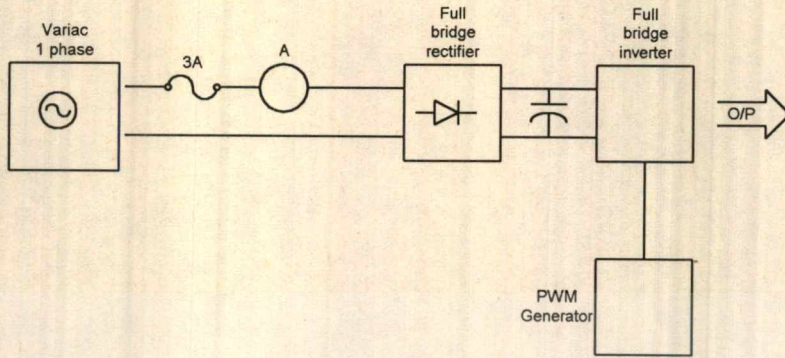
1. เพื่อศึกษาการสร้างพีดับลิวเอ็ม
2. เพื่อศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์การทดลอง

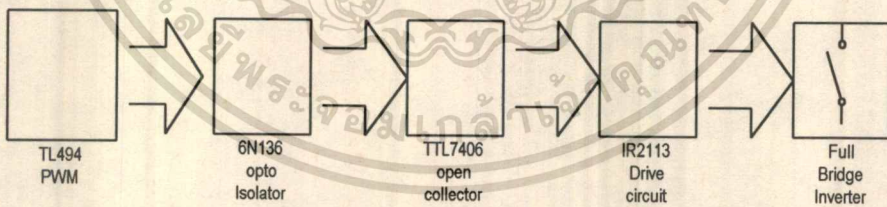
1. ออสซิลโลสโคป
2. วาริแอค (Variac)
3. กลองฟิวส์
4. ชุดทดลองอินเวอร์เตอร์
5. โหลด (R,L,C)
6. เอซีแอมมิเตอร์ 0-5 A
7. แผงหลอด

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่วงจรตามรูปที่ 5.5
2. จากรูปที่ 5.4 จับสัญญาณที่ออกจาก TL494, 6N136, TTL7406 แล้วบันทึกผล
3. ปรับ Variac ให้ดีซีลิงค์มีขนาด 48 โวลท์
4. แล้วบันทึกผลสัญญาณแรงดันเอาต์พุทและสัญญาณกระแสเอาต์พุทที่ได้
5. ต่อโหลดความต้านทานโดยใช้แผงหลอดแบ่งเป็น 4 ครั้งๆละ 1 หลอด แล้วบันทึกผลแรงดันและกระแสเอาต์พุท
6. เปลี่ยนโหลดเป็นโหลด R-L โดยใช้ค่า $R = 55 \Omega$ คงที่ และเปลี่ยนค่า L 4 ค่า
7. ทำตามขั้นตอนที่ 3-5
8. เปลี่ยนโหลดเป็นโหลด R-C โดยใช้ค่าคงที่ และเปลี่ยนค่า C 4 ค่า



รูปที่ 5.5 การต่อชุดการทดลองอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.6 แสดงลำดับการสร้างสัญญาณขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 บันทึกผลการทดลองอินเวอร์เตอร์
ที่โหลดความต้านทาน(แผงหลอดไฟ)

R (Ω)	I _{Lmax} (A)	V _o max	P.F.
200	0.25	48	1
100	0.5	48	1
50	1.33	48	1
25	2	48	1

ตารางที่ 2

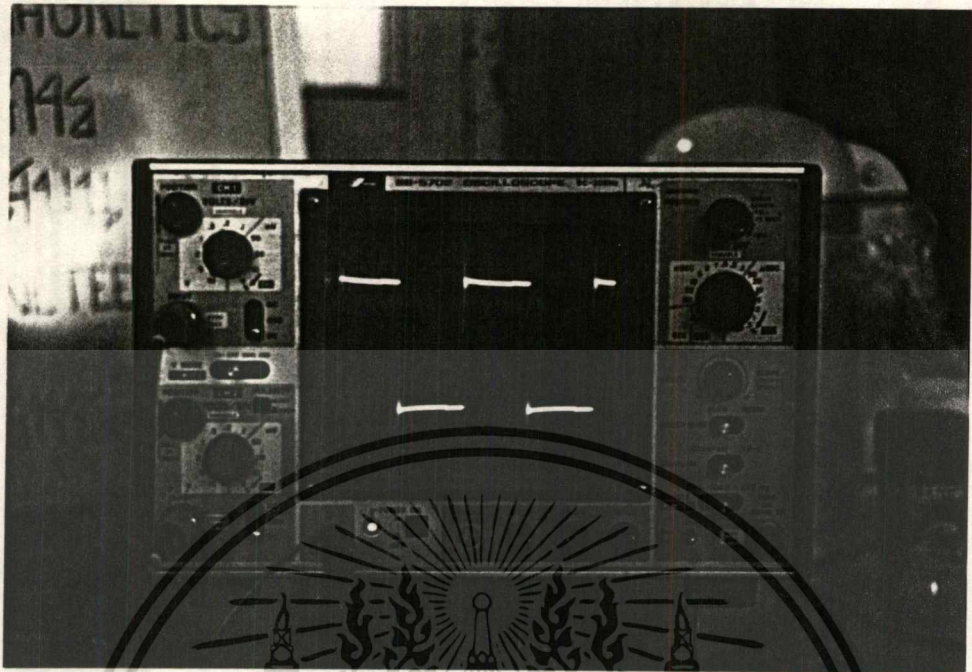
ที่โหลดความต้านทาน 55 Ω อนุกรมกับอินดักเตอร์

R(Ω)	L(mH)	X _L (20kHz)	I(max)	V _o (max)	$\theta = \tan^{-1} X_L/R$	P.F.
55	7.58	952.5	0.167	48	86.7	0.057
55	2.17	272.7	0.5	48	78.6	0.197
55	0.944	118.6	0.667	48	65.12	0.42
55	0.663	83.3	0.853	48	56.56	0.55

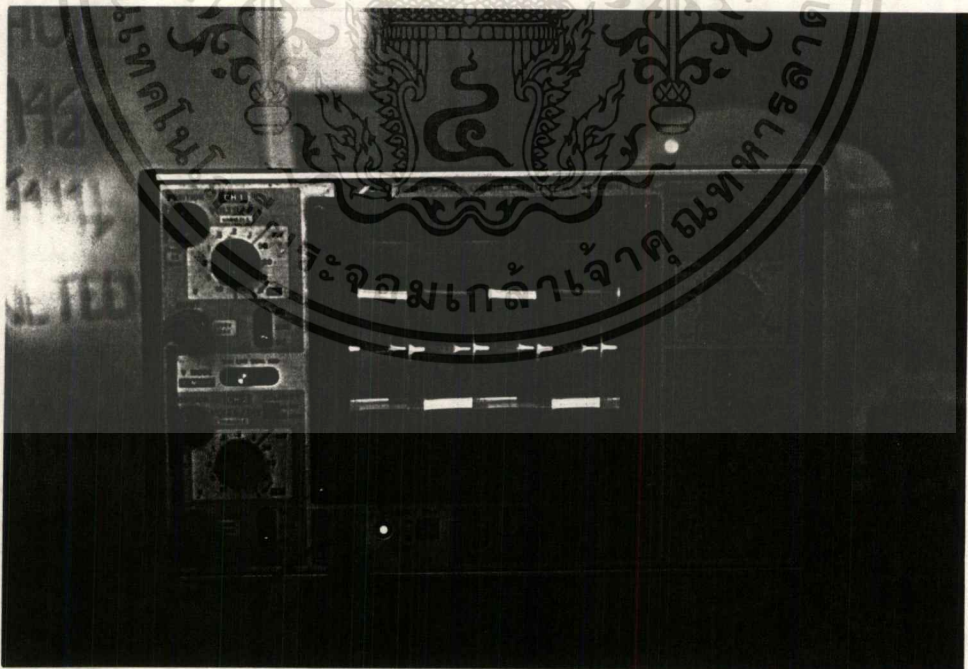
ตารางที่ 3 บันทึกผลการทดลองอินเวอร์เตอร์เตอร์

ที่โหลด R-C

R(Ω)	C(μ F)	X _C (20kHz)	I _{max} (A)	V _{max} (V)	$\theta = \tan^{-1} X_C/R$	P.F.
55	2.2	3.6	0.33	48	-3.745	0.997
55	1.1	7.2	0.33	48	-7.45	0.991
55	0.733	10.8	0.33	48	-11.11	0.981
55	0.55	14.4	0.33	48	-14.67	0.967

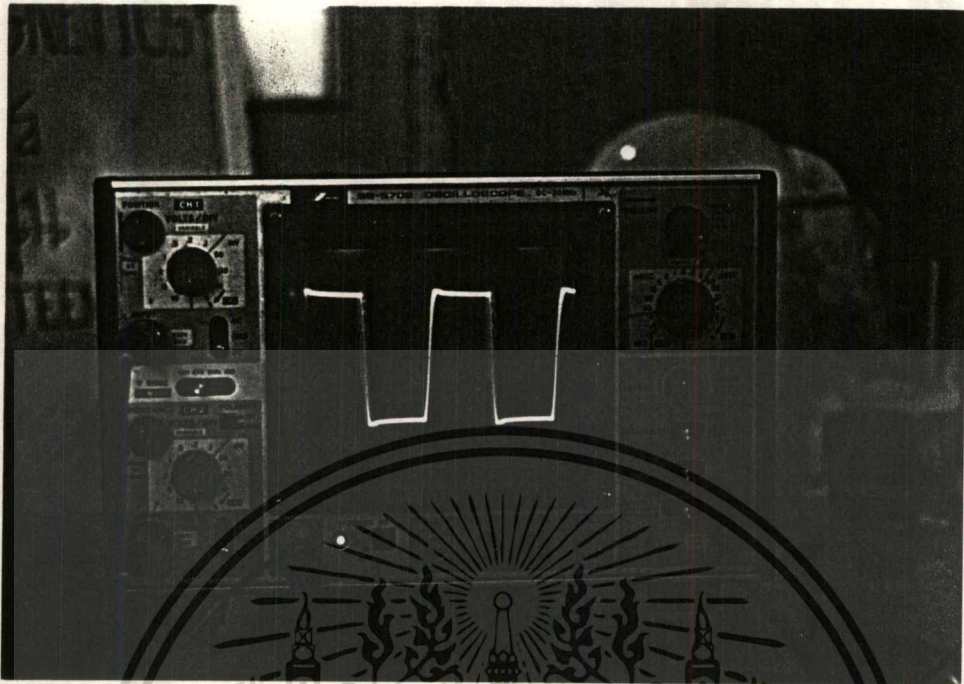


รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะไม่มีโหลด
โดยวัดที่ย่าน สาย Probe $\times 10$, 2 V/Div และ $10\ \mu\text{S/Div}$



รูปที่ 5.8 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทาน
โดยวัดที่ย่านสาย Probe $\times 10$, 2 V/Div และ $10\ \mu\text{S}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์
โดยวัดที่ขั้วสาย Probe $\times 10$, 2 V/Div และ 10 μ S/Div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลและวิจารณ์

6.1 บทวิจารณ์อินเวอร์เตอร์

จากการทดลองจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นสัญญาณที่ออกมาจาก IR 2113 ทั้ง 2 เอาต์พุตจะมีรูปร่างไม่เหมือนกันทั้งนี้เนื่องมาจากลักษณะพิเศษของ IR 2113 ที่เอาต์พุตทั้งสองที่เอาต์พุตทั้งสองไม่ได้มีกรวดรุ่มกันจากตารางบันทึกผลการทดลองจะพบว่าการเปลี่ยนแปลงโพลดในการทดลองไม่มีผลกับระดับแอมพลิจูดของสัญญาณ แต่จะมีผลกับรูปร่างของสัญญาณ และเมื่อดูที่ตารางบันทึกผลที่โพลด R-L จะพบว่า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำมาก เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูงทำให้ค่าอินดักแตนซ์มีค่ามากจึงมีผลกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจร และเมื่อต้องการแก้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรทำให้ต้องใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าถึง $550 \mu\text{F}$ ต่อเข้าไปในวงจร

6.2 บทสรุปอินเวอร์เตอร์

จากการศึกษาโครงสร้างและคุณสมบัติของการสร้างอินเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคแบบพีดับบลิวเอ็ม เพื่อนำมาแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้ไอซีต่างๆสร้างสัญญาณเพื่อมาไปขับให้แก๊เพาเวอร์มอสเฟตหรืออุปกรณ์สวิทชิงที่ใช้ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ

ในการศึกษาระบบต่างๆจะสรุปได้ดังนี้

1. ทำให้ทราบหลักการสร้างและควบคุมสัญญาณ ด้วย TL494 เพื่อทำให้เกิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่จะนำไปขับให้แก๊เพาเวอร์มอสเฟตหรืออุปกรณ์สวิทชิง
2. ได้ศึกษาถึงการแยกกรวดรุ่มของวงจรควบคุมกับวงจรเพาเวอร์ โดยใช้ไอซี 6N136 ซึ่งเป็นออปโตไอโซเลเตอร์มาใช้งาน
3. ได้ศึกษาการใช้ไอซี IR2113 มาใช้งานในการนำสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ไปขับให้กับวงจรเพาเวอร์

6.3 บทวิจารณ์คอนเวอร์เตอร์

จากการที่ทำการศึกษาและทดลองโครงการงาน ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ผลการทดลองที่ได้ค่อนข้างเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งผลทางปฏิบัติสอดคล้องกับผลในทางทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ

ในโครงการนี้ได้ใช้การทำงานของไอซี TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม ซึ่งสามารถปรับค่าควิตซ์ไซเคิลได้ โดยใช้ความถี่ที่ 10 กิโลเฮิรท์ เพื่อไปทำการควบคุมการทำงานของมอสเฟต และใช้แบคเตอร์ขนาดแรงดัน 12 โวลท์ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตจะแปรตามค่าควิตซ์ไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองนี้เราจะเห็นว่า คีซี - คีซี คอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้สูงขึ้นหรือแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้ต่ำลงได้ซึ่ง ถ้าจะมองไปแล้วก็เปรียบเสมือนกับหม้อแปลงแรงดันกระแสตรง จากคุณสมบัติดังกล่าวมีการนำ คีซี - คีซี คอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน ในการควบคุมอัตราเร่งมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้ราบเรียบ

6.4 บทสรุปคอนเวอร์เตอร์

ในการศึกษาคีซี - คีซี คอนเวอร์เตอร์ ทั้งสองแบบนี้ พอจะสรุปได้ดังนี้

1. ทำให้ทราบถึงการควบคุมแรงดันเอาต์พุท ของคีซี - คีซี คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ ด้วยการควบคุมดิวตี้ไซเคิล ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุทที่ต่างออกไป คือ คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง แรงดันเอาต์พุทจะเท่ากับ

$$V_o = V_i D$$

คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น แรงดันเอาต์พุทจะเท่ากับ

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

2. ได้ศึกษาถึงการสร้างสัญญาณพัลส์ โดยใช้ไอซี TL 494 กำหนดสัญญาณพัลส์ที่สามารถปรับความถี่และสามารถปรับดิวตี้ไซเคิลได้
3. ได้ศึกษาการนำสัญญาณพัลส์ ไปใช้งานโดยการนำไปขับอุปกรณ์สวิทซ์ ในที่นี้คือมอเตอร์ เพื่อที่จะเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

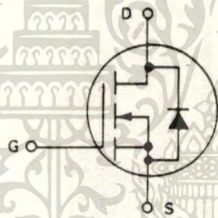
**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

**IRF450
IRF451
IRF452**

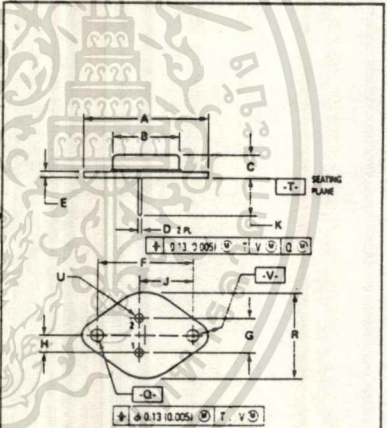
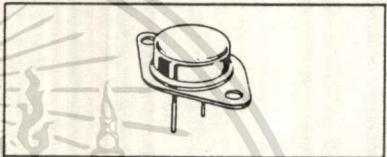
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF450	500 V	0.4 Ω	13 A
IRF451	450 V	0.4 Ω	13 A
IRF452	500 V	0.5 Ω	12 A



STYLE 1
PIN 1 BASE
PIN 2 EMITTER
CASE COLLECTOR

- NOTES
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-204AA OUTLINE SHALL APPLY.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	29.27	—	1.150
B	—	21.26	—	0.833
C	6.35	8.25	0.250	0.325
D	0.97	1.28	0.038	0.043
E	1.40	1.77	0.055	0.070
F	30.15 BSC		1.187 BSC	
G	10.92 BSC		0.430 BSC	
H	5.46 BSC		0.215 BSC	
J	16.89 BSC		0.665 BSC	
K	11.18	12.19	0.440	0.480
O	3.84	4.19	0.151	0.165
R	—	26.67	—	1.050
U	4.83	5.33	0.190	0.210
V	3.84	4.19	0.151	0.165

CASE 1-06
TO-204AA

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF			Unit
		450	451	452	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ)	V _{DGR}	500	450	500	Vdc
Gate-Source Voltage	V _{GS}	= 20			Vdc
Drain Current Continuous	I _D	13	12		Adc
Pulsed	I _{DM}	52	48		
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	150			Watts
		1.2			W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	0.83	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	30	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1"8" from Case for 5 Seconds	T _L	300	°C

See the MTH13N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.
The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF450-452

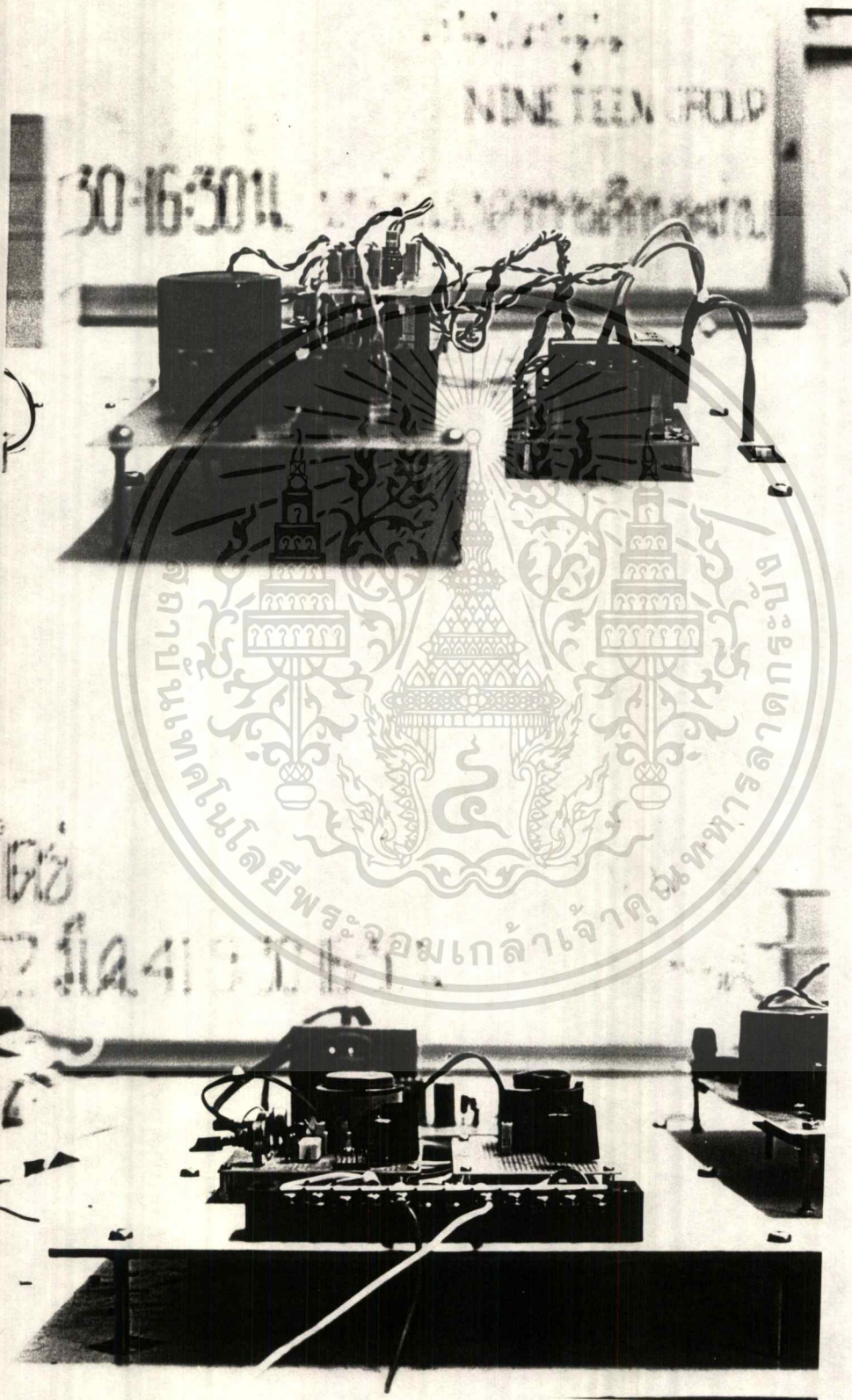
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	V(BR)DSS IRF451 IRF450, IRF452	450 500	—	Vdc	
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)	I _{DSS}	—	0.25 1.00	mAdc	
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)	I _{GSSF}	—	100	nAdc	
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)	I _{GSSR}	—	100	nAdc	
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)	V _{GS(th)}	2.0	4.0	Vdc	
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 7.0 Adc)	r _{DS(on)} IRF450, IRF451 IRF452	—	0.4 0.5	Ohm	
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 5.2 Vdc) (V _{DS} ≥ 6.0 Vdc)	I _{D(on)} IRF450, IRF451 IRF452	13 12	—	Adc	
Forward Transconductance (V _{DS} ≥ 5.2 V, I _D = 7.0 A) (V _{DS} ≥ 6.0 V, I _D = 7.0 A)	g _{FS} IRF450, IRF451 IRF452	6.0 6.0	—	mhos	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C _{iss}	—	3000	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	600	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	200	
SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 7.0 Apk, R _{gen} = 4.7 Ohms)	t _{d(on)}	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	50	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	150	
Fall Time		t _f	—	70	
Total Gate Charge	(V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.8 × Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D)	Q _g	110 (Typ)	120	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	50 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	60 (Typ)	—	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	—	1.3(1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	1200 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L _d	5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source pin 0.25" from the package to the source bond pad)	L _s	12.5 (Typ)	—	nH	

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF450 and IRF451.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณท่านอาจารย์ ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน เป็นอย่างที่สุดที่ให้ความรู้ ให้คำปรึกษา และความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่เอื้อเฟื้อสถานที่ในการปฏิบัติงานทาง รวมทั้งเจ้าหน้าที่ของภาควิชาวิศวกรรมฯไฟฟ้าทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ ซึ่งได้รับการสนับสนุนเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ พี่โรมัส พี่นิก และพี่อ้อด(นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่คอยให้คำปรึกษา ให้ยืมเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ชาวพายไอเอ็ม 34 ทุกท่าน โดยเฉพาะ คุณทวีศักดิ์และคุณวารินทร์ ที่เอื้อเฟื้อเลเซอร์พรีนเตอร์

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงาน และที่ลืมไม่ได้คือ คุณพ่อคุณแม่ของพวกเราที่สนับสนุนและเป็นกำลังใจให้เรามาตลอด



เอกสารอ้างอิง

- [1] MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, “Power Electronics”, New York, John Wiley & Sons, Inc. ,2nd Edition, 1995 .
- [2] สุวัฒน์ คั่น , “ เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ”, บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 2, พ.ศ. 2538
- [3] รศ. ดร. วิริยะ พิเศษฐจำเริญ , “ เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ”, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด
- [4] มงคล ทองสงคราม , “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ”, พรศิระการพิมพ์, พิมพ์ครั้งที่1

