



แรงดันต่อความถี่อินเวอร์เตอร์

V/F INVERTER

โดย

นาย กวี งามเกษมสันต์

นาย คมยศ มหาคุณกิจเจริญ

นาย จรงค์ เตรีกุล

นาย สมบัติ ศรีสวัสดิ์

30. ก.ย. 2541

วัน เดือน ปี.....

เลขทะเบียน..... 038187

เลขเรียกหนังสือ..... T.34207.ก.๑๒๖.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

038187

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2539

แรงดันต่อความถี่อินเวอร์เตอร์

V/F INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสวรรณา

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2539

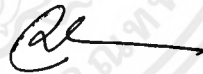
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

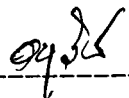
เรื่อง แรงดันต่อความถี่อินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย กวี งามเกษมสันต์
2. นาย คมยศ มหาคุณกิจเจริญ
3. นาย จรงค์ เตรีกุล
4. นาย สมบัติ ศรีสวัสดิ์



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันต่อความถี่อินเวอร์เตอร์

นายกวี งามเกษมสันต์

นายคมยศ มหาคุณกิจเจริญ

นายจรงค์ เตรีกุล

นายสมบัติ ศรีสวัสดิ์

ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้มีค่าตามที่ต้องการได้ ซึ่งจะสามารถนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ หรือประยุกต์ใช้กับงานประเภทอื่นที่ต้องการปรับความถี่ใช้งานในช่วงกว้าง ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ในการขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์ โดยจะใช้วิธีการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันกับความถี่ที่ป้อนเข้าสู่อินดักชันมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ ซึ่งความถี่ที่ควบคุมจะมีค่าอยู่ระหว่าง 10 เฮิรตซ์ถึง 80 เฮิรตซ์ โดยอาศัยการสวิตชิงภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่รับแรงดันกระแสตรงจากส่วนคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในโครงการนี้จะทำเฉพาะส่วนของอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วย วงจร 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ และวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นคลื่นพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน

V/F INVERTER

Kawee Ngamkasamsun

Khomyos Mahakunkitcharoen

Jarong Telekun

Sombatt Srisawatt

Asst. Prof. Prapas Praisuwanna Advisor

Anuwat Jangwanitlert Advisor

1996

ABSTRACT

This project has described about inverter that can control frequency of AC voltage output to expected value, uses to drive motor or applies for other works. This project will use to drive induction motor. By the method that controls the ratio of voltage and frequency that supplied to the motor to constant value, which the controlled frequency will be in the range of 10 Hz to 80 Hz. By using internal switching of inverter circuit that gets DC input voltage from converter part. In this project makes only inverter part that consists of 3 phase inverter circuit and frequency to PWM pulse circuit.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า	3
2.1.1 การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1.2 การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับ	4
2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์อินดักชัน	4
2.2.1 คุณสมบัติแสดงสมรรถนะ	7
2.2.2 การควบคุมแรงดันและความถี่	11
2.3 หลักการทำงานเพื่อให้ได้เป็นโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่อินเวอร์เตอร์	13
2.3.1 วิธีที่ใช้ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์	14
2.3.2 วิธีที่ใช้ในการควบคุมความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	16
2.3.3 การเชื่อมต่อกันระหว่างส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์	18
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์	19
3.1 การควบคุมระดับแรงดันที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์	20
3.2 ชนิดของอินเวอร์เตอร์	22
3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบพหุพูล	22
3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	22
3.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	23
3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดท์มอดูเลชัน	24
3.3.1 รูปพัลส์วิดท์มอดูเลชันแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ	24
3.3.2 การสร้างคลื่นพัลส์วิดท์มอดูเลชัน	25
3.3.3 การสร้างรูปคลื่นพัลส์วิดท์มอดูเลชันแบบเนเชอรัลและแบบเรกูลาร์	26
3.3.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรัลแชนพลิง	27
3.3.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชนพลิง	28

3.3.4 ลักษณะขององค์ประกอบฮาร์โมนิก	30
3.3.4.1 รูปคลื่นแบบเนเชอรอลชนิด 2 ระดับ	30
3.3.4.2 รูปคลื่นแบบเนเชอรอลชนิด 3 ระดับ	30
3.3.4.3 รูปคลื่นแบบเรกูลาร์ชนิด 2 ระดับ	31
3.3.4.4 รูปคลื่นแบบเรกูลาร์ชนิด 3 ระดับ	31
3.4 เทคนิคการสร้างคลื่นพัลส์วัดรัศมีอตุลชั้นที่ใช้ในโครงการนี้	31
บทที่ 4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที	34
4.1 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที	34
4.2 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า	37
4.3 ลักษณะการทำงาน	38
4.4 การแลตช์ในไอจีบีที	40
4.5 การป้องกันการแลตช์	42
4.6 วงจรสมมูลของไอจีบีที	43
4.7 คุณลักษณะของการสวิตช์	44
4.8 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย	46
4.9 คุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตช์ประเภทอื่น	48
บทที่ 5 วงจรที่ใช้ในโครงการ	50
5.1 วงจรควบคุม	50
5.1.1 วงจรสร้างความถี่	50
5.1.2 วงจรนับ	52
5.1.3 อีพროม	54
5.2 วงจรขับเคลื่อนของไอจีบีที	58
5.2.1 ออปโตไอโซเลเตอร์	58
5.2.2 วงจรขับเคลื่อน	59
5.3 วงจรกำลัง	63
5.4 วงจรกรองสัญญาณ	65
5.5 วงจรไฟเลี้ยง	70
5.5.1 วงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์	70
5.5.2 วงจรไฟเลี้ยง 20 โวลต์	70
บทที่ 6 ผลการทดลอง	71

บทที่ 7 สรุปผลและวิจารณ์

81

ภาคผนวก ก. การควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์

ภาคผนวก ข. การควบคุมแรงดันที่โรเตอร์

ภาคผนวก ค. การควบคุมความเร็ว

ภาคผนวก ง. การควบคุมกระแส

ภาคผนวก จ. การควบคุมแรงดัน กระแส และความเร็ว

ภาคผนวก ฉ. ข้อมูลของรูปคลื่นพัลส์วีดิธมอดูเลชันที่เก็บอยู่ในอีพ롬

ภาคผนวก ช. ดาต้าชีทของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในโครงการ

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



สารบัญรูป

หน้า

รูป 2.1	วงจรเทียบเคียงต่อเฟสของอินดักชั่นมอเตอร์	6
รูป 2.2	วงจรเทียบเคียงของมอเตอร์อินดักชั่นเมื่อไม่พิจารณาค่า R_m และ $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$	8
รูป 2.3	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่เกิดขึ้นกับสลิป และความเร็วรอบ	9
รูป 2.4	แสดงกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วที่มีการควบคุมโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์	13
รูป 2.5	บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบหลักในการควบคุมแบบ โวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่	13
รูป 2.6	ลักษณะความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์กับความถี่สัญญาณควบคุม	14
รูป 2.7	ลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ได้จากไอซีเบอร์ LM 2907 กับความถี่สัญญาณควบคุม	15
รูป 2.8	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรควบคุม	15
รูป 2.9	บล็อกไดอะแกรมของส่วนคอนเวอร์เตอร์	16
รูป 2.10	แสดงลักษณะ Q_0 เมื่อนำข้อมูลในแต่ละบรรทัดมาเรียงต่อกัน และเป็นข้อมูลสำหรับวงจรนับ N	16
รูป 2.11	บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม	17
รูป 2.12	ลักษณะความสัมพันธ์ของความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์และสัญญาณความถี่ควบคุม	17
รูป 2.13	บล็อกไดอะแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์	17
รูป 2.14	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานร่วมกันระหว่างส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์	18
รูป 3.1	แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์	21
รูป 3.2	อินเวอร์เตอร์แบบพหุพูล	22
รูป 3.3	อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	23
รูป 3.4	อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	23
รูป 3.5	แสดงรูปคลื่นพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ	24
รูป 3.6	ตัวอย่างการสร้างคลื่นพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นโดยใช้วงจรเปรียบเทียบ	26
รูป 3.7	การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรัลแซมพลิงชนิด 2 ระดับ	27
รูป 3.8	การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรัลแซมพลิงชนิด 3 ระดับ	28
รูป 3.9	การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 2 ระดับ	29
รูป 3.10	การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 3 ระดับ	29

รูป 3.11 ลักษณะการลองพล็อตคลื่นไซน์และสามเหลี่ยมเพื่อหาจุดตัด	32
รูป 3.12 ลักษณะความสัมพันธ์ของความถี่อินพุตและความถี่ของคลื่นพัลส์วีดิธึมอดุลชั้น เอาต์พุตของอีพรอม	32
รูป 4.1 (a) ภาพตัดแนวคิงของไอจีบีที (b) ภาพโครงสร้างของไอจีบีที	35
รูป 4.2 คุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์ (a) ลักษณะเอาต์พุต (b) Transfer Characteristic (c),(d) สัญลักษณของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนล	37
รูป 4.3 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส	39
รูป 4.4 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตอยู่ภายใน (b) วงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานตามปกติของไอจีบีที (c) วงจรสมมูลย์ที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที	41
รูป 4.5 โครงสร้างที่ป้องกันการเลทซ์ในไอจีบีที	42
รูป 4.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ ขณะนำกระแส	44
รูป 4.7 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ ขณะหยุดนำกระแส	45
รูป 4.8 (a) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง (b) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ	48
รูป 5.1 แสดงวงจรสร้างความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555	50
รูป 5.2 คาบเวลาในการ ON และ OFF ของไอซีเบอร์ 555	51
รูป 5.3 กราฟแสดงเส้น $R_A + 2R_B$ ซึ่งสัมพันธ์กับ C และความถี่เอาต์พุต	52
รูป 5.4 แสดงไอซีวงจรนับ 74393	53
รูป 5.5 แสดงการสร้างวงจรนับ 1536 โดยใช้ไอซีเบอร์ 74393	54
รูป 5.6 อีพรอมเบอร์ 27256	55
รูป 5.7 การต่อวงจรเพื่อนำข้อมูลออกจากอีพรอม	55
รูป 5.8 ลักษณะข้อมูลในบิตที่ 1 และบิตที่ 2 ซึ่งต่างเฟสกัน 180°	56
รูป 5.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนวงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์	56
รูป 5.10แสดงการต่อวงจรการทำงานของไอซีเบอร์ 555 กับวงจรนับและอีพรอม	57
รูป 5.11 ลักษณะภายในของออปโต้ไอโซเลเตอร์	58
รูป 5.12แสดงไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์เบอร์ P 521	59
รูป 5.13 วงจรขั้วเกท	60
รูป 5.14แสดงลักษณะแรงดันที่ใช้ขั้วเกทของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรขั้วเกท	60
รูป 5.15บล็อกไดอะแกรมแสดงการเชื่อมต่อของส่วนควบคุมและส่วนขั้วเกทของไอจีบีที	60

รูป 5.16 วงจรการทำงานของออปโตไอโซเลเตอร์กับวงจรขับเคลื่อน	61
รูป 5.17 ลักษณะของการใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงในส่วน of วงจรขับเคลื่อนไอจีบีที	62
รูป 5.18 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	63
รูป 5.19 วงจรการทำงานของวงจรขับเคลื่อนกับไอจีบีที	64
รูป 5.20 แสดงวงจรกรองสัญญาณ	65
รูป 5.21 ลักษณะการกรองของสัญญาณของวงจรกรองกระแสแบบความถี่ต่ำผ่าน เมื่อ ω_p คือ ความถี่คัตออฟ	66
รูป 5.22 แสดงรูปวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์พังก์ชัน	66
รูป 5.23 วงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์	70
รูป 5.24 วงจรไฟเลี้ยง 20 โวลต์	70
รูป 6.1 ลักษณะสัญญาณพัลส์ที่ออกจากวงจรสร้างความถี่ 31.25 kHz	73
รูป 6.2 ลักษณะสัญญาณที่ออกจากอีพอรอมที่ขา Q_2 และ Q_3	74
รูป 6.3 ลักษณะสัญญาณเมื่อนำไปขับไอจีบีที	75
รูป 6.4 ลักษณะไลน์วอลล์แรงดันที่จับได้เมื่อนำไปขับมอเตอร์ตอนสภาวะไม่มีโหลด	76
รูป 6.5 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ความถี่ 10 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด	77
รูป 6.6 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ความถี่ 30 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด	78
รูป 6.7 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ความถี่ 50 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด	79
รูป 6.8 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ความถี่ 70 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด	80

สารบัญตาราง

		หน้า
ตาราง 6.1	ผลการทดลองขับอินคักชั่นมอเตอร์ 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz ขณะหมุนในสภาวะไร้โหลด	71
ตาราง 6.2	ผลการทดลองขับอินคักชั่นมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 0.8 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็น ประสิทธิภาพรวมของอินคักชั่นมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์	71
ตาราง 6.3	ผลการทดลองขับอินคักชั่นมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 1 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็น ประสิทธิภาพรวมของอินคักชั่นมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์	72
ตาราง 6.4	ผลการทดลองขับอินคักชั่นมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 1.2 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็น ประสิทธิภาพรวมของอินคักชั่นมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์	72

บทที่ 1

บทนำ

มอเตอร์ที่นิยมใช้กันทั่วไปในงานอุตสาหกรรมก็คืออินดักชันมอเตอร์ ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่ามอเตอร์กระแสตรงอยู่หลายประการ เช่น โครงสร้างที่ง่ายกว่า ราคาถูกกว่า มีความทนทานมาก และต้องการการบำรุงรักษาน้อยกว่า นอกจากนี้ยังมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่ามอเตอร์กระแสตรงที่พิกัดเดียวกัน ประกอบกับอุปกรณ์ส่วนใหญ่ในทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ มีการพัฒนาขึ้นมาก สามารถรับกระแสได้สูง จึงมีการพัฒนาระบบขับเคลื่อนอินดักชันขึ้นมาก และโครงการนี้ก็เป็นโครงการเกี่ยวกับการสร้างอินเวอร์เตอร์ เพื่อขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์

การขับเคลื่อนเพื่อควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์ มีอยู่หลายวิธีเช่น การเปลี่ยนโพล การควบคุมสลิป และการควบคุมความถี่โดยใช้อินเวอร์เตอร์ โดยทั้งสามวิธีที่กล่าวมา การใช้อินเวอร์เตอร์จะเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงสุด และสามารถปรับความเร็วได้อย่างเป็นเชิงเส้น แต่การควบคุมความเร็วจากความถี่โดยใช้อินเวอร์เตอร์นี้ ต้องคำนึงถึงโวลต์เตจต่อความถี่ที่ป้อนให้กับอินดักชันมอเตอร์ด้วย กล่าวคือโวลต์เตจต่อความถี่จะต้องคงที่ และโวลต์เตจจะเพิ่มถึงค่าสูงสุดที่ $220\text{ V}_{\text{rms}}$ ซึ่งตรงกับความถี่ 50 Hz ที่ความถี่สูงกว่า 50 Hz ระดับโวลต์เตจจะไม่เพิ่มขึ้น แต่จะคงที่ที่ $220\text{ V}_{\text{rms}}$ มิฉะนั้นมอเตอร์จะไหม้และเสียหายได้ การรักษโวลต์เตจให้คงที่เมื่อความถี่สูงกว่า 50 Hz นี้จะทำให้มอเตอร์มีแรงบิดลดลง ในขณะที่ความเร็วเพิ่มขึ้นซึ่งในช่วงนี้มอเตอร์จะมีพิกัดกำลังการใช้แรงงานคงที่ ส่วนที่ความถี่ต่ำ แรงดันก็จะต้องมีค่าคงที่อยู่อีกด้วย ไม่ลดต่ำลงตามความถี่ เพราะที่ความถี่ต่ำ ค่ารีแอคแตนซ์จะมีค่าลดลง ทำให้ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์มีผลมากขึ้น ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง จึงไม่สามารถรักษาแรงบิดสูงสุดให้คงที่ได้

ในโครงการนี้จะเป็นส่วนที่สร้างอินเวอร์เตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ของแรงดันเอาต์พุตได้ในช่วงระหว่าง 10 Hz ถึง 80 Hz และอินดักชันมอเตอร์ที่ใช้ในโครงการมีขนาดไม่เกิน 2 แรงม้า ส่วนการที่จะทำให้มีลักษณะโวลต์เตจต่อความถี่อินเวอร์เตอร์ จะต้องรวมกับอีกโครงการหนึ่ง ซึ่งเป็นส่วนคอนเวอร์เตอร์ โดยจะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันกระแสตรงที่จะป้อนเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ ทำให้ระดับแรงดันกระแสสลับที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงได้ เมื่อทั้งสองส่วนทำงานพร้อมกัน ส่วนคอนเวอร์เตอร์ก็จะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันกระแสตรง ส่วนอินเวอร์เตอร์ก็จะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงความถี่ ทำให้กลายเป็นโวลต์เตจต่อความถี่คงที่ได้

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับโครงการนี้คือ ไอจีบีที (IGBT) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่พัฒนามาจากทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต ข้อดีของทรานซิสเตอร์ก็คือ มีการสูญเสีย

ของพลังงานในขณะที่ใช้งานต่ำ แต่คุณสมบัติในการเป็นตัวสวิตช์ซึ่งยังไม่ดีเท่าที่ควร นั่นคือสวิตช์ได้ก่อนข้างช้า จึงไม่เหมาะสมที่จะใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ประเภทพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ในขณะที่มอเตอร์สามารถทำงานได้ดีกว่าที่ความถี่สูงๆ แต่ก็มีข้อจำกัดคือพลังงานสูญเสียในขณะที่ใช้งานจะแปรตามความถี่ นั่นก็คือยิ่งนำไปใช้งานที่ความถี่สูงก็จะทำให้เกิดการสูญเสียมาก ไอจีบีทีจะนำข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอเตอร์มารวมกันไว้ในตัว ดังนั้นคุณสมบัติของไอจีบีที จึงอยู่ระหว่างอุปกรณ์ทั้งสอง กล่าวคือสามารถใช้งานที่ความถี่ได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ และพลังงานสูญเสียจะต่ำกว่ามอเตอร์ นอกจากนี้ในการขับเคลื่อนของไอจีบีทีก็ไม่ยุ่งยาก สามารถขับได้ง่ายเช่นเดียวกับการขับมอเตอร์ ในโครงการนี้การขับไอจีบีทีจะใช้วงจรขับ ซึ่งเป็นวงจรทรานซิสเตอร์ สามารถจ่ายกระแสได้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอเตอร์และไอจีบีที นอกจากนี้แรงดันที่ขับเคลื่อนยังมีช่วงที่เป็นลบ ทำให้ไอจีบีทีหยุดนำกระแสได้สนิทตามลักษณะของแรงดันขับเคลื่อน จึงไม่เกิดการนำกระแสพร้อมกันระหว่างไอจีบีทีที่ทำงานในเฟสเดียวกัน ทำให้เกิดความปลอดภัยมากขึ้นในการขับไอจีบีที

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

โดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตามชนิดของมอเตอร์ คือ การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง (DC Drives) ซึ่งใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) และการขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Drives) ซึ่งใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Motor) ซึ่งจะมีรายละเอียดดังนี้

2.1.1 การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง

เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงบิดเริ่มหมุน (Starting Torque) สูง และยังคงควบคุมความเร็วในช่วงกว้าง วิธีการควบคุมความเร็วง่ายกว่าและเสียค่าใช้จ่ายน้อยกว่าการขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับ อุตสาหกรรมสมัยใหม่จึงนิยมใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นตัวขับ นั่นคือ มีการใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (DC Series Motor) และแบบแยกขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก (Separately Excited-Field DC Motor) สำหรับการขับที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว แต่จะเหมาะสมกับงานที่มีความเร็วไม่สูงมากนัก เช่น ใช้เป็นมอเตอร์ลากจูง เนื่องจากมีคอมมิวเตเตอร์ (Commutator) ประกอบอยู่ นอกจากนี้ยังต้องมีการบำรุงรักษามากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ

เนื่องจากการเรียงกระแสที่ถูกควบคุม (Controlled Rectifiers) และชอปเปอร์ (Chopper) ต่างก็ใช้สร้างแรงดันเอาต์พุตไฟตรงที่แปรค่าได้ ซึ่งจากความสามารถในการควบคุมแรงดันไฟตรงนี้เองจึงทำให้เกิดการปฏิวัติเครื่องมือควบคุมทางอุตสาหกรรมสมัยใหม่ขึ้น การขับที่แปรค่าได้นี้มีระดับกำลังไฟฟ้าตั้งแต่เศษส่วนของ 1 แรงม้าขึ้นไปจนถึงหลายเมกะวัตต์

ดังนั้นการขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง จึงหมายถึง การนำการเรียงกระแสที่ถูกควบคุมหรือการแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟตรงและชอปเปอร์ มาควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นไปตามความต้องการ

โดยส่วนใหญ่แล้วการขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรงจะแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ

- 1.การขับเฟสเดียว (Single Phase Drives)
- 2.การขับ 3 เฟส (Three Phase Drives)
- 3.การขับด้วยชอปเปอร์ (Chopper Drives)

ซึ่งรายละเอียดต่างๆจะไม่กล่าวในที่นี้

2.1.2 การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับมีข้อดีหลายประการคือ มีน้ำหนักเบา ราคาไม่แพง และต้องการการบำรุงรักษาน้อย เมื่อเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ ทำได้โดยควบคุมความถี่ แรงดัน และกระแสไฟฟ้า อุปกรณ์หรือเครื่องมือที่ใช้ควบคุมความถี่ แรงดัน และกระแสไฟฟ้าเหล่านี้ ได้แก่ อินเวอร์เตอร์ (Inverter)

ดังนั้น การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับจึงหมายถึง การนำการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และอินเวอร์เตอร์ มาควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ ให้เป็นไปตามความต้องการ

การขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับมี 2 ประเภทคือ

1. การขับเคลื่อนมอเตอร์อินดักชัน (Induction Motor Drives)
2. การขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัส (Synchronous Motor Drives)

ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะหลักการพื้นฐานของการขับเคลื่อนมอเตอร์อินดักชันเท่านั้น เพราะในโรงงานนี้ใช้มอเตอร์อินดักชัน

2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์อินดักชัน

มอเตอร์ที่ใช้กับการขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับมักเป็นมอเตอร์อินดักชัน 3 เฟส ซึ่งประกอบด้วยขดลวดสเตเตอร์ (Stator) และขดลวดโรเตอร์ (Rotor) 3 เฟส ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้

เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสให้กับขดลวดสเตเตอร์ จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนรอบๆช่องอากาศ (Air Gap) เมื่อฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) ของสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนตัวตัดกับตัวนำที่ฝังอยู่ในโรเตอร์จะเกิดการเหนี่ยวนำ และเนื่องจากโรเตอร์ถูกลัดวงจรจึงเกิดแรงดันเหนี่ยวนำและแรงบิด เป็นผลให้โรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน

สนามแม่เหล็กหมุนนี้หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมซิงโครนัส (ω_s) ซึ่งหาได้จาก

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} \quad \text{-----(2-1)}$$

เมื่อ p เป็นจำนวนขั้ว

$\omega (= 2\pi f)$ เป็นความเร็วเชิงมุมของแหล่งจ่าย มีหน่วยเป็น rad/s

แรงดันที่เฟสของสเตเตอร์ (v_s) เท่ากับ $\sqrt{2}V_s \sin \omega t$ สร้างฟลักซ์คัลลิง (Flux Linkage) ในโรเตอร์มีค่าเป็น

$$\phi(t) = \phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t) \quad \text{-----}(2-2)$$

แรงดันเหนี่ยวนำต่อเฟสหรือที่เฟสของขดลวดโรเตอร์มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} e_r &= N_r \frac{d\phi}{dt} = N_r \frac{d}{dt} [\phi_m \cos(\omega_m t + \delta - \omega_s t)] \\ &= -N_r \phi_m (\omega_s - \omega_m) \sin[(\omega_s - \omega_m)t - \delta] \\ &= -s E_m \sin(s\omega_s t - \delta) \\ &= -s \sqrt{2} E_r \sin(s\omega_s t - \delta) \end{aligned} \quad \text{-----}(2-3)$$

เมื่อ N_r = จำนวนรอบของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส

ω_m = ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์

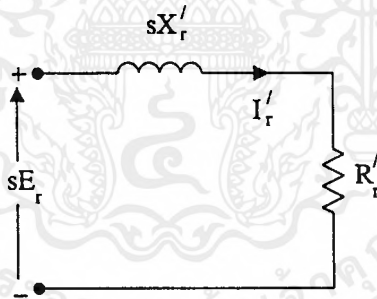
δ = ตำแหน่งที่แสดงความสัมพันธ์ (Relative Position) ของโรเตอร์

E_r = ค่า rms ของแรงดันเหนี่ยวนำของโรเตอร์

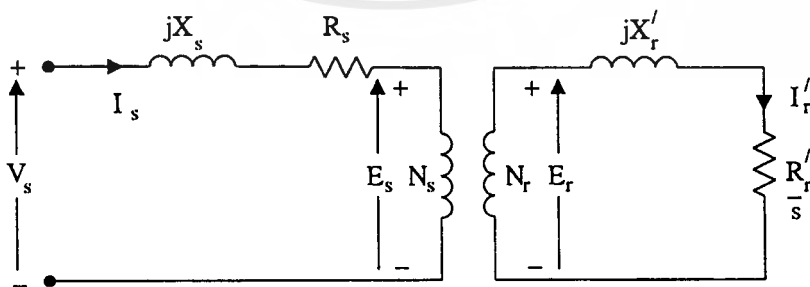
s = สลิป (Slip) ซึ่งหาได้จาก

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad \text{-----}(2-4)$$

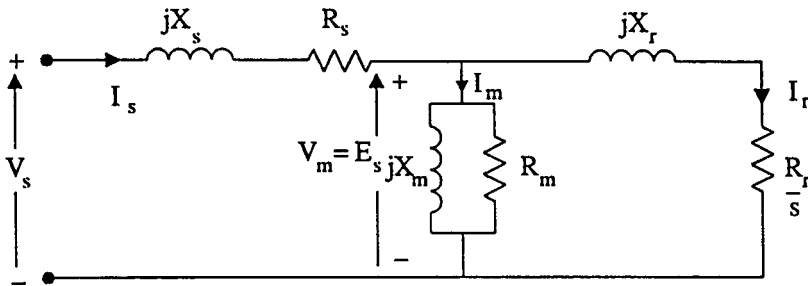
วงจรเทียบเคียงของโรเตอร์ (แสดงไว้เพียงเฟสเดียว) เป็นดังรูป i0.1a P.218



(a) Rotor Circuit



(b) Stator and Rotor Circuit



(c) Equivalent Circuit

รูปที่ 2.1 วงจรเทียบเคียงต่อเฟสของอินดักชันมอเตอร์

เมื่อ V_s = แรงดันที่สเตเตอร์

R_r = ความต้านทานต่อเฟสของขดลวดโรเตอร์

X_r = รีแอกแตนซ์รั่วไหลต่อเฟสของโรเตอร์ที่ความถี่ของแหล่งจ่าย

E_r = แรงดันเหนี่ยวนำที่เฟสขณะความเร็วเป็นศูนย์ หรือขณะอยู่กับที่ ($s=0$)

หาค่ากระแสที่โรเตอร์ ได้จาก

$$I'_r = \frac{sE_r}{R'_r + jsX'_r} \quad \text{-----}(2-5)$$

$$= \frac{E_r}{R'_r / s + jX'_r} \quad \text{-----}(2-5a)$$

รูป 2.1 (b) แสดงวงจรเทียบเคียงต่อเฟสของมอเตอร์อินดักชัน โดยมี

R_s = ความต้านทานต่อเฟสของขดลวดสเตเตอร์

X_s = รีแอกแตนซ์รั่วไหลต่อเฟสของขดลวดสเตเตอร์

รูป 2.1 (c) แสดงวงจรเทียบเคียงซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ย้ายค่ามายังสเตเตอร์ โดยมี

R_m = ความต้านทานของแกนเหล็ก

X_m = รีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก

เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์จะเกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็กของสเตเตอร์ และกำลังสูญเสียในแกนเหล็กของโรเตอร์ (P_c) ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าสลิป นอกจากนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนจะเกิดกำลังสูญเสียเนื่องจากความเสียดและแรงต้านของลม ($P_{no-load}$) โดยทั่วไปมักรวม P_c เป็นส่วนหนึ่งของ $P_{no-load}$

2.2.1 คุณลักษณะแสดงสมรรถนะ (Performance Characteristics)

การหาค่ากระแสที่โรเตอร์ (I_r) และกระแสที่สเตเตอร์ (I_s) พิจารณาได้จากรูป 2.1 (c) โดย R'_r และ X'_r ย้ายค่ามายังขดลวดสเตเตอร์ ถ้าทราบค่า I_r และ I_s แล้ว จะหาค่าพารามิเตอร์แสดงสมรรถนะของมอเตอร์ได้ดังนี้

กำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงของสเตเตอร์ หาค่าได้จาก

$$P_{su} = 3I_s^2 R_s \quad \text{-----}(2-6)$$

กำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงของโรเตอร์ หาค่าได้จาก

$$P_{ru} = 3I_r^2 R_r \quad \text{-----}(2-7)$$

กำลังสูญเสียในแกนเหล็ก หาค่าได้จาก

$$P_c = \frac{3V_m^2}{R_m} \approx \frac{3V_s^2}{R_m} \quad \text{-----}(2-8)$$

กำลังไฟฟ้าในช่องอากาศ (Gap Power ; P_g) หาค่าได้จาก

$$P_g = \frac{3I_r^2 R_r}{\omega_s} \quad \text{-----}(2-9)$$

กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้น (Developed Power ; P_d) หาค่าได้จาก

$$P_d = P_g - P_{ru} = \frac{3I_r^2 R_r (1-s)}{s} \quad \text{-----}(2-10)$$

$$= P_g (1-s) \quad \text{-----}(2-11)$$

แรงบิดที่เกิดขึ้น (Developed Torque ; T_d) หาค่าได้จาก

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} \quad \text{-----}(2-12)$$

$$= \frac{P_g (1-s)}{\omega_s (1-s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad \text{-----}(2-12a)$$

กำลังอินพุต หาค่าได้จาก

$$P_i = 3V_s I_s \cos \theta_s \quad \text{-----}(2-13)$$

$$= P_c + P_{su} + P_g \quad \text{-----}(2-13a)$$

เมื่อ θ_s เป็นมุมระหว่าง I_s กับ V_s

กำลังเอาต์พุต หาค่าได้จาก

$$P_o = P_d - P_{no-load} \quad \text{-----}(2-13b)$$

ประสิทธิภาพ หาได้จาก

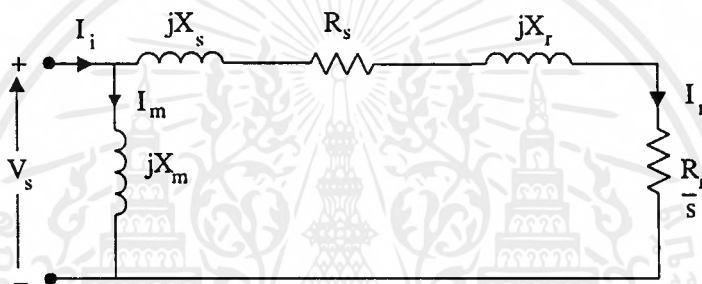
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{no-load}}{P_c + P_{su} + P_g} \quad \text{-----}(2-14)$$

ถ้า $P_g \gg (P_c + P_{su})$ และ $P_d \gg P_{no-load}$ ประสิทธิภาพจะเปลี่ยนเป็น

$$\eta \approx \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g(1-s)}{P_g} = 1-s \quad \text{-----}(2-14a)$$

จากหลักการเกี่ยวกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับเราทราบว่า ค่า R_m มีอิทธิพลต่อกระแสและแรงดันไฟฟ้าในวงจรเทียบเคียงต่ำมากจนสามารถตัดค่า R_m ออกไปได้ นอกจากนี้ตามปกติ $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$ เป็นผลให้ $V_s \approx V_m$ จากเหตุผลดังกล่าว เราจึงสามารถย้ายตำแหน่ง X_m มาไว้ทางด้านอินพุตของวงจรเทียบเคียงดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเทียบเคียงของมอเตอร์อินดักชันเมื่อไม่พิจารณาค่า R_m และ $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$

อิมพีแดนซ์อินพุตของมอเตอร์

$$Z_i = \frac{-X_m(X_s + X_r) + jX_m(R_s + R_r/s)}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} \quad \text{-----}(2-15)$$

มุมเฟาเวอร์ แฟกเตอร์ (Power Factor) ของมอเตอร์

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1} \frac{R_s + R_r/s}{X_s + X_r} + \tan^{-1} \frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + R_r/s} \quad \text{-----}(2-16)$$

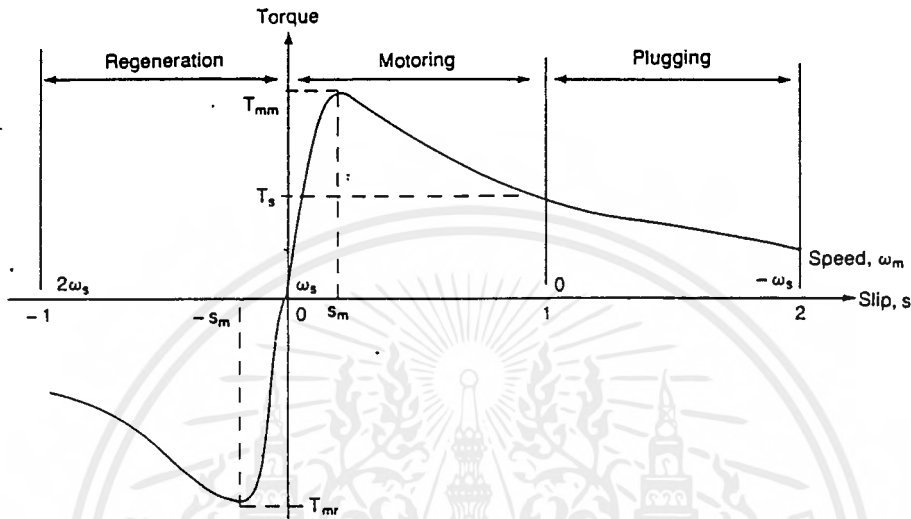
จากรูปที่ 2.2 กระแสที่โรเตอร์มีค่าเป็น

$$I_r = \frac{V_s}{[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \quad \text{-----}(2-17)$$

แทนค่าสมการ 2-17 ในสมการ 2-9 และสมการ 2-12a จะได้

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s [(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(2-18)$$

จากสมการ 2-18 ถ้าป้อนแรงดันคงที่ซึ่งมีความถี่ให้กับมอเตอร์ แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะเป็นฟังก์ชันของสลิป ดังนั้น จึงเขียนกราฟของ T_d ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสลิปและความเร็วได้ดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่เกิดขึ้นกับสลิป และความเร็วยก

จากรูป 2.3 ทำให้ทราบว่า บริเวณการทำงานของมอเตอร์มี 3 บริเวณ คือ

1. บริเวณทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring) ; $0 \leq s \leq 1$
2. บริเวณรีเจนเนอเรชั่น (Regeneration) ; $s < 0$
3. บริเวณปลั๊กกิ้ง (Plugging) ; $1 \leq s \leq 2$

บริเวณทำงานเป็นมอเตอร์ เกิดขึ้นเมื่อมอเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน ขณะสลิปเพิ่มขึ้นจะทำให้แรงบิดเพิ่มขึ้น เนื่องจากฟลักซ์ยังคงมีค่าคงที่ เมื่อแรงบิดมีค่าสูงสุด (T_{mm}) ที่ $s = s_m$ แล้ว แรงบิดจะลดลงเมื่อสลิปเพิ่มขึ้น เนื่องจากฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าลดลง

บริเวณรีเจนเนอเรชั่น เกิดขึ้นเมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงกว่าความเร็วซิงโครนัส นั่นคือความเร็วทางกล (ω_m) และ ω_s มีทิศทางเดียวกัน และสลิปเป็นลบ ดังนั้น R/s จึงเป็นลบ แสดงว่ามีการป้อนกำลังไฟฟ้ากลับจากแกน (Shaft) ไปยังวงจรมอเตอร์ ทำให้มอเตอร์ทำงานเป็นเครื่องกำเนิด

บริเวณปลั๊กกิ้ง เกิดขึ้นเมื่อความเร็วของมอเตอร์มีทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กหมุน นั่นคือ เมื่อมีการกลับลำดับเฟสของแหล่งจ่ายตรงข้ามกับขณะทำงานเป็นมอเตอร์ ซึ่งทำให้สลิปมีค่ามากกว่า 1 ดังนั้นทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนจึงกลับเป็นตรงข้าม และสร้างแรงบิดต้านการ

หมุน ซึ่งเรียกว่า แรงบิดในการเบรก (Braking Torque) เนื่องจาก $s > 1$ กระแสที่มอเตอร์จึงมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูง แต่แรงบิดที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ เป็นผลให้เกิดพลังงานกระจายและเกิดความร้อนในมอเตอร์ ดังนั้น การหยุดแบบปลั๊กกิ้งนี้จึงไม่นิยมใช้มากนัก

ที่จุดเริ่มต้นหมุน (Starting) ค่า $\omega_m = 0$ และ $s = 1$ เราสามารถหาค่าแรงบิดเริ่มต้นหมุน (T_s) ได้จากสมการ 2-18 (กำหนดค่า $s = 1$) นั่นคือ

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s [(R_s + R_r)^2 + (X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(2-19)$$

สลิปขณะแรงบิดสูงสุด (s_m) หาได้โดยกำหนดค่า $dT_d/ds = 0$ (ในสมการ 2-18) ซึ่งจะได้ว่า

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \quad \text{-----}(2-20)$$

แทนค่า $s = s_m$ ในสมการ 2-18 จะได้แรงบิดสูงสุดขณะทำงานเป็นมอเตอร์ (Motoring) ซึ่งอาจเรียกว่า แรงบิดพูลเอาต์ (Pull-out Torque) หรือแรงบิดเบรกดาวน์ (Breakdown Torque) ดังนี้

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s [R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \quad \text{-----}(2-21)$$

แรงบิดสูงสุดขณะรีเจนเนอเรทีฟ (T_{mr}) หาได้จากสมการ 2-18 โดยกำหนดค่า

$$s = -s_m$$

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s [-R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2}]} \quad \text{-----}(2-22)$$

ถ้าไม่คิดค่า R_s อันเนื่องมาจากมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์อื่นๆ สมการ 2-18 ถึงสมการ 2-21 จึงเปลี่ยนเป็น

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s\omega_s [(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(2-23)$$

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{\omega_s [R_r^2 + (X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(2-24)$$

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_s + X_r} \quad \text{-----}(2-25)$$

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s (X_s + X_r)} \quad \text{-----}(2-26)$$

จากสมการ 2-23, 2-24 และ 2-26 ทำให้ได้

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{s[(R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]} = \frac{2ss_m}{s_m^2 + s} \quad \text{-----}(2-27)$$

และ

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{R_r^2 + (X_s + X_r)^2} = \frac{2s_m}{s_m^2 + 1} \quad \text{-----}(2-28)$$

ถ้า $s < 1$ และ $s^2 \ll s_m^2$ สมการ 2-27 จะประมาณได้เป็น

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(\omega_s - \omega_m)}{s_m \omega_s} \quad \text{-----}(2-29)$$

ทำให้ความเร็วซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงบิด มีค่าเป็น

$$\omega_m = \omega_s \left(1 - \frac{s_m T_d}{2T_{mm}}\right) \quad \text{-----}(2-30)$$

จากสมการ 2-29 และสมการ 2-30 ทำให้ทราบว่า ถ้ามอเตอร์ทำงานโดยมีสลิปต่ำ ค่าแรงบิด T_d ซึ่งเป็นสัดส่วนกับสลิปจะลดลง เป็นผลให้ความเร็วลดลงตามแรงบิด T_d

จากสมการที่กล่าวทั้งหมดทำให้ทราบว่า การควบคุมความเร็ว และแรงบิดของมอเตอร์อื่นดักชั้น ทำได้โดย

1. ควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์ (Stator Voltage Control)
2. ควบคุมแรงดันที่โรเตอร์ (Rotor Voltage Control)
3. ควบคุมความถี่ (Frequency Control)
4. ควบคุมแรงดันและความถี่ที่สเตเตอร์ (Voltage and Frequency Control)
5. ควบคุมกระแสที่สเตเตอร์ (Stator Current Control)
6. ควบคุมแรงดัน กระแส และความถี่ (Voltage, Current and Frequency Control)

โดยในโครงการนี้จะใช้การควบคุมแรงดัน และความถี่ที่สเตเตอร์ ในบทนี้จึงขอกล่าวรายละเอียดเฉพาะในเรื่องนี้เท่านั้น ส่วนในเรื่องของการควบคุมแบบอื่นๆจะกล่าวไว้ในภาคผนวกต่อไป

2.2.2 การควบคุมแรงดันและความถี่

การควบคุมแรงดันและความถี่ เป็นการปรับทั้งค่าแรงดันไฟฟ้าและความถี่พร้อมกัน เพื่อให้ได้อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่มีค่าคงที่ การควบคุมประเภทนี้เรียกว่า การควบคุม โวลต์ ต่อเฮิร์ตซ์ (Volt/Hertz)

ในวงจรแม่เหล็กใดๆ แรงดันเหนี่ยวนำย่อมเป็นสัดส่วนกับฟลักซ์และความถี่ ทำให้หาค่า rms ของฟลักซ์ในช่องอากาศได้จาก

$$V_a = bV_s = K_m \omega \phi$$

$$\phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{b V_s}{K_m \omega} \quad \text{-----}(2-31)$$

เมื่อ K_m = เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์

V_a = แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ (แรงดันที่ลดลง) โดยกำหนดให้ b เป็นค่าคงที่ซึ่งมีค่า ≤ 1 และแรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์นี้จะลดลงเป็น $b V_s$

จากสมการ 2-31 นี้จะเห็นว่า ขณะอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ ค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะมีค่าคงที่ และแรงบิดสูงสุดที่ความถี่ใดๆ (T_m) จะมีค่าเป็น

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b (X_s + X_r)} \left(\frac{V_a}{\beta} \right)^2 \quad \text{-----}(2-32)$$

เมื่อ ω_b เป็นความเร็วเชิงโรนัสที่สอดคล้องกับความถี่ที่พิกัด เรียกว่า ความเร็วฐาน (Base Speed)

β เป็นอัตราส่วนระหว่าง ω_s ต่อ ω_b โดย ω_s เป็นความเร็วเชิงโรนัสที่ความถี่อื่นๆ ที่ไม่ใช่ความถี่ที่พิกัด ซึ่ง $\omega_s = \beta \omega_b$

สมการ 2-32 แสดงให้เห็นว่า ขณะอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ แรงบิดสูงสุดจะมีค่าเกือบคงที่

และแรงบิดในสมการที่ 2-18 จะกลายเป็น

$$T_d = \frac{3 R_r V_a^2}{s \beta \omega_b [(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \quad \text{-----}(2-33)$$

และสมการของสลิปจะเขียนได้เป็น

$$s = \frac{\beta \omega_b - \omega_m}{\beta \omega_b} \quad \text{-----}(2-34)$$

กำหนดอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่เป็น d นั่นคือ

$$d = \frac{V_a}{\omega_s} \quad \text{-----}(2-35)$$

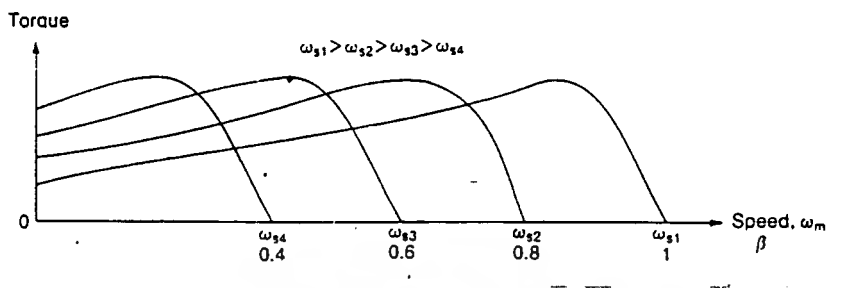
เมื่อแทนค่าสมการ 2-34 และ 2-35 ลงในสมการ 2-33 จะได้

$$T_d = \frac{3 R_r d^2 \omega_b^2 (\beta \omega_b - \omega_m)}{\omega_b^2 (R_s + R_r)^2 + [(\beta \omega_b - \omega_m)(X_s + X_r)]^2} \quad \text{-----}(2-36)$$

สลิปสำหรับแรงบิดสูงสุด คือ

$$s_m = \frac{R_r}{[R_s^2 + \beta^2 (X_s + X_r)^2]^{1/2}} \quad \text{-----}(2-37)$$

ซึ่งจะแสดงคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วที่มีการควบคุมโวลต์/เฮิร์ตซ์ ได้ดังรูปที่ 2.4

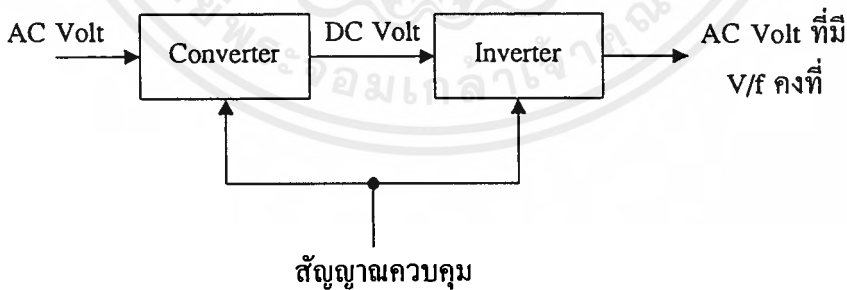


รูปที่ 2.4 แสดงกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วที่มีการควบคุมโวลต์/เฮิร์ตซ์

จากรูป 2.4 จะเห็นได้ว่า ขณะมีการปรับแรงดันและความถี่นั้น ความเร็วของมอเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงแต่แรงบิดยังมีค่าคงที่

2.3 หลักการทำงานเพื่อให้ได้เป็นโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่อินเวอร์เตอร์

เนื่องจากโครงการนี้เป็น การสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยต้องการรักษาแรงบิดสูงสุดของอินดักชันมอเตอร์ให้คงที่จนถึงพิกัดความเร็วที่ใช้งาน จึงใช้การควบคุมแบบรักษาอัตราส่วนโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์ให้คงที่ ซึ่งวิธีหนึ่งที่ได้ก็คือ การปรับระดับแรงดันก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ และเปลี่ยนความถี่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์



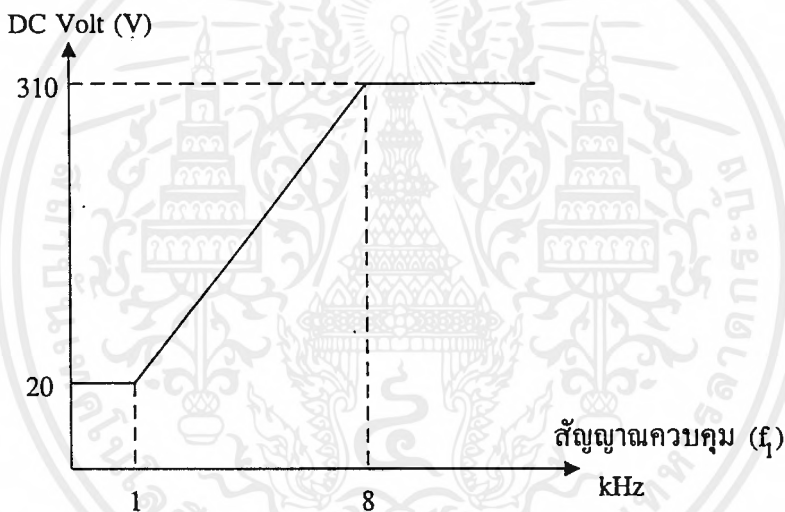
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนประกอบหลักในการควบคุมแบบโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่

จากบล็อกไดอะแกรมจะสามารถอธิบายโดยสรุปได้ว่าคอนเวอร์เตอร์สามารถแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่างๆได้ โดยจะขึ้นอยู่กับสัญญาณควบคุม ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ความถี่เป็นสัญญาณควบคุม และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้นี้จะนำไปเป็นส่วน

อินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอินเวอร์เตอร์จะให้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถควบคุมความถี่ได้ โดยจะใช้สัญญาณควบคุมอย่างเดียวกับคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเมื่อทั้ง 2 ส่วนนี้ทำงานร่วมกันก็จะเป็นลักษณะการควบคุมแบบโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์คงที่ โดยวิธีการที่จะใช้ควบคุมค่าแรงดันในส่วนของคอนเวอร์เตอร์ และความถี่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ ให้เป็นไปตามที่ต้องการนั้นจะมีรายละเอียดดังนี้

2.3.1 วิธีที่ใช้ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

ในโครงการคอนเวอร์เตอร์นั้น สัญญาณควบคุมที่ใช้คือความถี่ (f_i) ซึ่งจะมีค่าอยู่ในช่วง 1 kHz ถึง 8 kHz โดยจะมีลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตกับ f_i ดังรูป



รูปที่ 2.6 ลักษณะความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์กับความถี่สัญญาณควบคุม

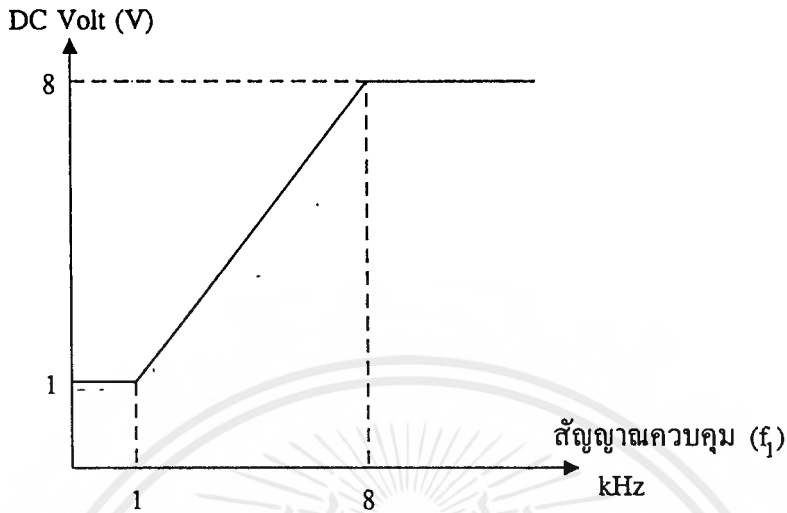
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะเพิ่มขึ้นถึงค่าสูงสุดค่าหนึ่งเท่านั้น จะไม่เพิ่มเกินกว่าค่านี้ เพราะที่จุดนี้จะเป็นจุดที่สัญญาณ f_i ควบคุมความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้เท่ากับ 50 Hz ด้วย หากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพิ่มเกินกว่าค่านี้ จะทำให้เกิดพิกัดของมอเตอร์ ซึ่งออกแบบมาใช้งานโดยต่อแบบเดลต้าที่ 220 V_{rms} 50 Hz

วิธีการที่ใช้ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ให้แปรผันตรงกับสัญญาณควบคุม f_i กล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

ในขั้นแรกจะเปลี่ยนสัญญาณควบคุม f_i ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 1 kHz ถึง 8 kHz เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้วยไอซีเบอร์หนึ่งซึ่งก็คือ LM 2907 ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับ

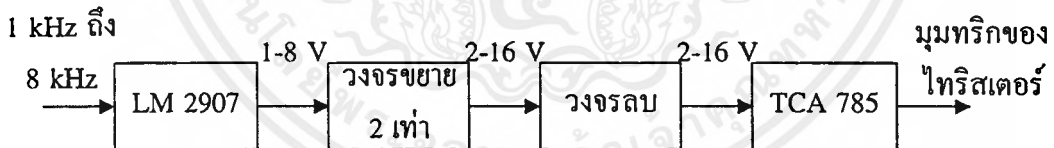
ความถี่ f_i ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ได้จากไอซีเบอร์ LM 2907 กับความถี่สัญญาณควบคุม

นำแรงดันเอาต์พุตของ LM 2907 ที่ได้นี้ไปผ่านวงจรขยาย 2 เท่าและวงจรลบ เพื่อให้สัญญาณมีความเหมาะสมจะเป็นอินพุตให้กับไอซี TCA 785 ซึ่งสามารถควบคุมมุมทริกของไทรสเตอร์ได้จากระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เป็นอินพุต ซึ่งจะเขียนบล็อกไดอะแกรมได้เป็น

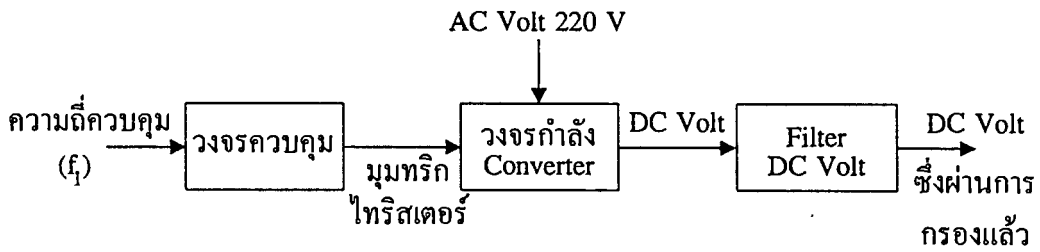


รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรควบคุม

ยกตัวอย่างเช่น หากสัญญาณความถี่ f_1 มีค่าต่ำ แรงดันเอาต์พุตของ LM 2907 ก็จะมีค่าน้อย แต่เมื่อผ่านวงจรขยาย 2 เท่า และผ่านวงจรลบ ก็จะมีค่ามาก เอาต์พุตของ TCA 785 ก็จะทริกไทรสเตอร์ที่มุมของสัญญาณรูปคลื่นไซน์สูงๆ ทำให้แรงดันกระแสตรงเอาต์พุตของวงจรกำลังมีค่าต่ำ ในทางตรงกันข้าม หากสัญญาณความถี่ f_1 มีค่าสูง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของ LM 2907 ก็จะมีค่าสูง แต่เมื่อผ่านวงจรขยาย 2 เท่า และผ่านวงจรลบแล้วจะมีค่าต่ำ เอาต์พุตของ TCA 785 ก็จะทริกไทรสเตอร์ที่มุมทริกต่ำๆของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ซึ่งทำให้ระดับแรงดันกระแสตรงเอาต์พุตของวงจรกำลังมีค่าสูง ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของคอน

เวอร์เตอร์กับความถี่สัญญาณควบคุมตามที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

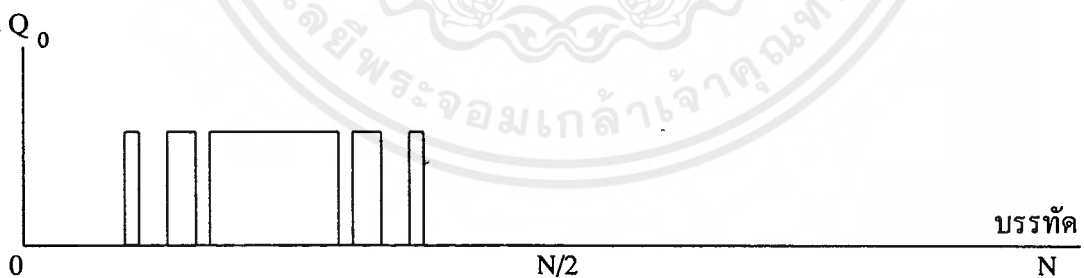


รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของส่วนคอนเวอร์เตอร์

2.3.2 วิธีที่ใช้ในการควบคุมความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากสัญญาณที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์เป็นความถี่ สัญญาณที่ควบคุมอินเวอร์เตอร์จึงควรเป็นความถี่ด้วยเช่นกัน แต่จะมีค่ามากกว่า (f_2) เนื่องจากต้องการสร้างคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่น (PWM) ที่มีความละเอียดสูง ซึ่งสามารถทำได้ดังนี้

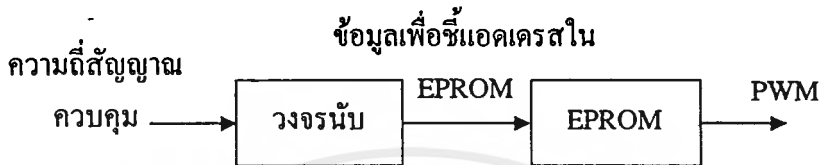
นำความถี่มาผ่านวงจรมับ เพื่อให้งจรนับไปชี้ข้อมูลในแต่ละบรรทัดของหน่วยจำ ซึ่งจะเป็รอม (ROM) หรือ อีพรอม (EPROM) ก็ได้ ข้อมูลที่เก็บไว้ในแต่ละบรรทัดของอีพรอม เมื่อนำมาเรียงกันจะเป็นรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่น ดังนั้นยิ่งความถี่ของสัญญาณควบคุมที่ใช้มีค่ามากเท่าใด ก็จะสามารถสร้างคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่น ที่มีความละเอียด และมีอัตราส่วนระหว่างคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์มากเท่านั้น ลักษณะของรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่นที่เก็บไว้ในอีพรอมจะเป็นดังรูป



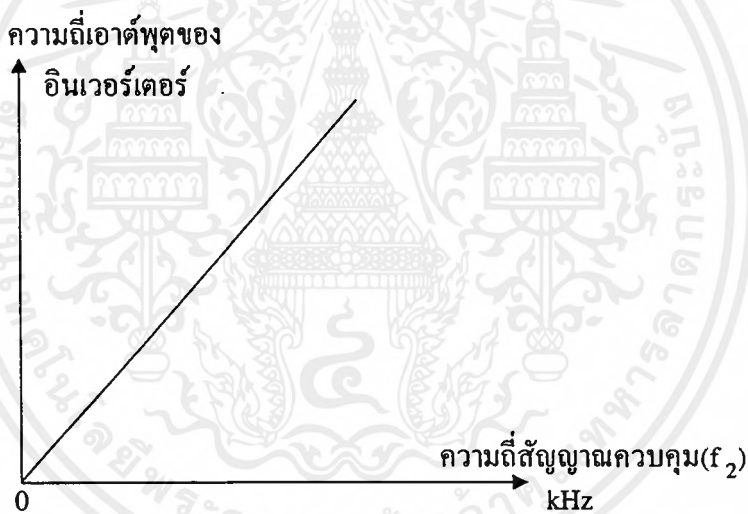
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะ Q_0 เมื่อนำข้อมูลในแต่ละบรรทัดมาเรียงต่อกัน และเป็นข้อมูลสำหรับวงจรมับ N

อีพรอมจะมีบิตข้อมูล 8 บิต จึงสามารถใช้อีพรอม 1 ตัวเก็บข้อมูลคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่นที่จะใช้ควบคุมไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว

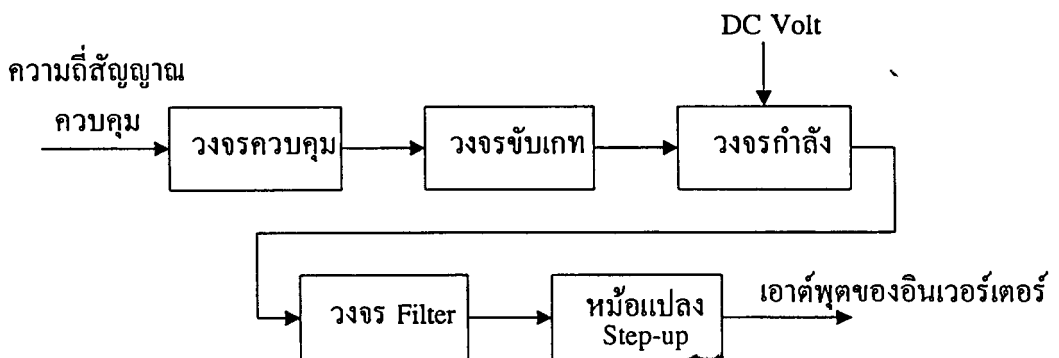
จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า ความถี่ของคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่นที่ออกจากอีพรอมจะขึ้นกับความถี่ของสัญญาณควบคุม เพราะถ้าความถี่ของสัญญาณควบคุมมีค่ามาก วงจรนับก็จะนับครบ N ครั้งมากขึ้นต่อวินาที จึงทำให้คลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่นที่ออกจากอีพรอมมีความถี่เพิ่มขึ้น สัญญาณจากอีพรอมก็จะนำไปผ่านวงจรขับเกทเพื่อนำไปใช้ขับไอจีบีทีในวงจรกำลังต่อไป



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม



รูปที่ 2.12 ลักษณะความสัมพันธ์ของความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์และสัญญาณความถี่ควบคุม



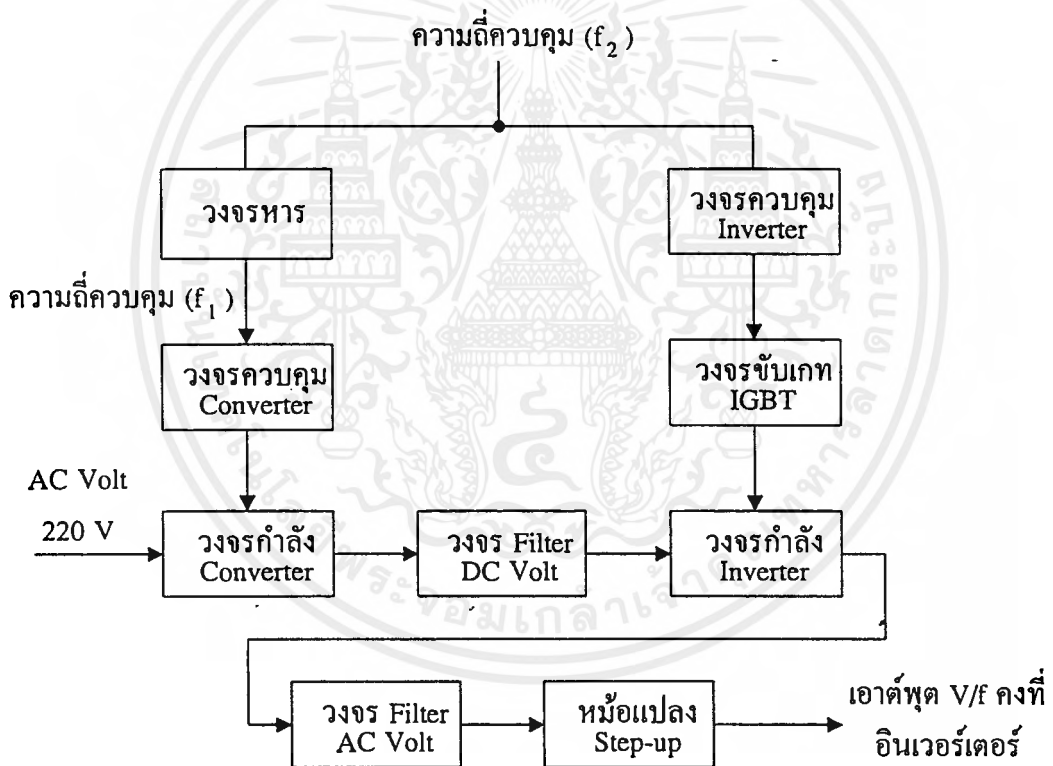
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การเชื่อมต่อกันระหว่างส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากในส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์ จะใช้ความถี่ในการควบคุมต่างกัน โดยส่วนอินเวอร์เตอร์จะใช้สัญญาณความถี่ควบคุมที่มีค่าสูงกว่าของส่วนคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากเหมาะสมที่จะใช้กับอินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้ได้คลื่นพัลส์วิดท์มอดูเลชันที่มีความละเอียดสูง โดยโครงการนี้จะใช้ค่าสัญญาณความถี่ควบคุมอินเวอร์เตอร์นี้ในช่วง 15 kHz ถึง 123 kHz

การเชื่อมต่อกับส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์โดยให้รับสัญญาณความถี่ควบคุมเดียวกัน จึงสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณความถี่ควบคุมของอินเวอร์เตอร์มาผ่านวงจรหาร เพื่อให้ความถี่ที่เหมาะสมที่จะเป็นอินพุตให้กับส่วนคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะง่ายกว่าการนำความถี่ของส่วนคอนเวอร์เตอร์มาขยายเพื่อเป็นอินพุตให้กับส่วนอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานร่วมกันระหว่างส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์



บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์คือวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง (DC) ไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) โดยสามารถควบคุมได้ทั้งระดับแรงดันและความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับ การนำเอาวงจรอินเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งานในระบบต่างๆ มีมากมายเช่น

- แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (Uninterruptible Power Supply)
- Motor Drive
- Induction Heating
- ระบบไฟฟ้าบนเครื่องบินและรถยนต์
- ระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสตรง

เพื่อประสิทธิภาพในการแปลงพลังงาน การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะเป็นลักษณะการสวิตช์ซึ่งไม่ใช่แบบเชิงเส้น (Linear) ดังนั้นรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าสลับมักจะมีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมหรือลักษณะที่ไม่ใช่คลื่นไซน์ (Sine Wave) จึงจะต้องมีการกรองเสียก่อน คลื่นแรงดันที่ได้จึงจะเป็นคลื่นไซน์

อินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยแหล่งไฟตรงที่เป็นทั้งแหล่งแรงดันและแหล่งกระแส ตัวอุปกรณ์สวิตช์และโหลด ซึ่งการตัดต่อสวิตช์ทำให้เกิดการสลับทิศทาง หรือขั้วของกระแสหรือแรงดันที่โหลด นั่นก็คือเกิดการแปลงพลังงานจากไฟตรงไปเป็นไฟสลับนั่นเอง สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ จะเป็นอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) เอสซีอาร์ (SCR) ไอจีบีที (IGBT) มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) วงจรซึ่งจะใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบใดนั้นจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ โดยปกตินิยมใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ไอจีบีที เพาเวอร์มอสเฟตที่กำลังพิกัดต่ำๆ เพราะวงจรง่ายและสะดวกในการควบคุม (การใช้เพาเวอร์มอสเฟตหรือไอจีบีทีจะควบคุมง่ายกว่าการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก โดยอาศัยแรงดันไฟฟ้าควบคุมการนำกระแส ไม่เหมือนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะต้องใช้กระแสเบส (Base Current) ในการควบคุมการนำกระแส) ที่พิกัดกำลังสูงๆจะใช้เอสซีอาร์แทน เนื่องจากราคาถูกกว่า และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเพาเวอร์มอสเฟตกำลังสูงมากๆ จะไม่มีการผลิตออกสู่ท้องตลาด

3.1 การควบคุมระดับแรงดันที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมระดับแรงดันที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ มี 3 วิธี คือ

1. ควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ ทำได้โดยใช้วงจรเรกติฟายเออร์ (Rectifier) ที่สามารถควบคุมระดับแรงดันได้ หรือวงจรชอปเปอร์ (Chopper)
2. ควบคุมระดับแรงดันที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยใช้พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซึ่งมีหลายแบบเช่น พัลส์วิดท์มอดูเลชัน ซิงเกิ้ลพัลส์มอดูเลชัน (Single Pulse Modulation) ซึ่งทำให้เอาต์พุตมีรูปร่างเปลี่ยนไป
3. ควบคุมระดับแรงดันที่เอาต์พุตโดยใช้หม้อแปลง (Stepping Transformer) วิธีนี้ไม่นิยมเพราะให้การตอบสนองช้า

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์กับการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 วิธีแรกนั้นจะนิยมใช้กันมาก โดยมีลักษณะข้อดี และข้อเสีย ดังนี้

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

1. การตอบสนองรวดเร็ว
2. เหมาะสมกับโหลดสูงๆ
3. ฮาร์โมนิกเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง
4. กรอง (Filter) ยากกว่า

การควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์

1. ตอบสนองช้ากว่าเพราะ Filtering ในแหล่งจ่าย
2. ไม่เหมาะสมกับโหลดสูงๆ
3. ฮาร์โมนิกเอาต์พุตคงที่
4. กรองง่ายกว่า

ลักษณะรูปคลื่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีอยู่หลายแบบ ซึ่งมีข้อดี และข้อเสียแตกต่างกัน

เช่น

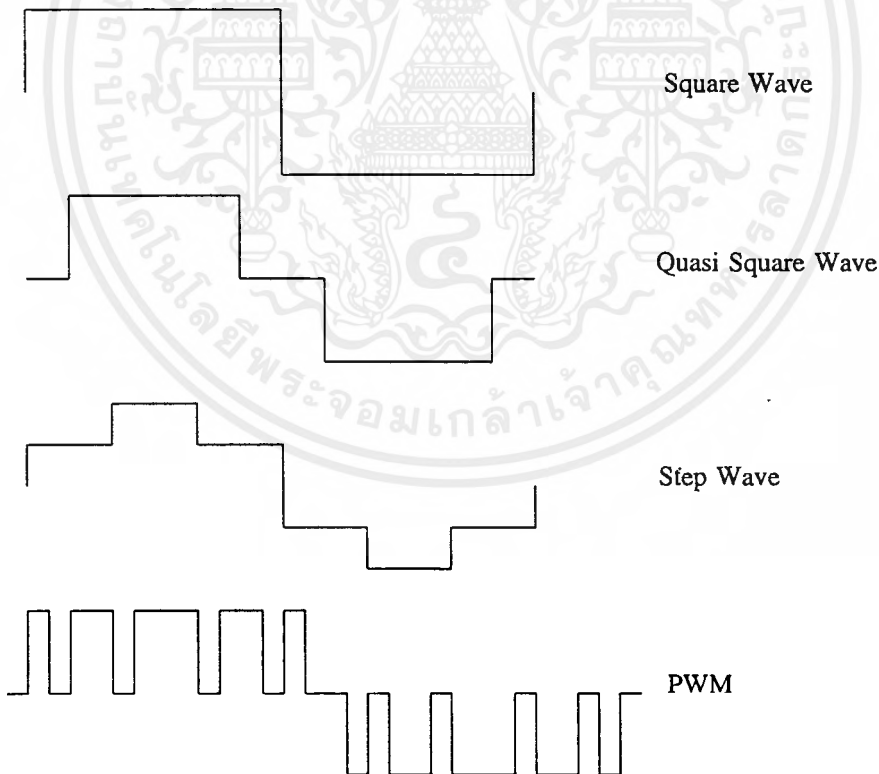
1. แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) เป็นอินเวอร์เตอร์แบบที่ให้สัญญาณเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม เป็นแบบที่สร้างได้ไม่ยาก แต่ถ้าจะให้เอาต์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์จะต้องใช้อุปกรณ์กรองความถี่ขนาดใหญ่มากจึงไม่นิยมใช้

2.แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี (Quasi Square Wave) แบบนี้จะได้รับการปรับปรุงมาจากแบบแรก ซึ่งจะกรองสัญญาณไซน์ได้ง่ายขึ้นแต่จะสามารถใช้ได้กับโหลดบางอย่าง เพราะในเอาต์พุตจะมีฮาร์โมนิกที่ 3 และ 5 ปนอยู่มาก จึงมักใช้กับพวกโหลดเครื่องจักร

3.แบบ 6 ขั้นและแบบ 12 ขั้น (Six Step ,Twelve Step) ทั้งสองชนิดนี้จะใช้สัญญาณควอซีมารวมกันโดยผ่านหม้อแปลง เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีรูปใกล้เคียงกับคลื่นรูปไซน์จึงลดขนาดอุปกรณ์กรองความถี่ลงได้ แต่การสร้างอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะยุ่งยากและสิ้นเปลืองมาก มักจะใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังสูง (มากกว่า 5 kVA)

4.แบบมอดูเลตตามความกว้าง (Pulse Width Modulation : PWM) แบบนี้เอาต์พุตจะแตกต่างจากแบบอื่น โดยลักษณะสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดการมอดูเลตระหว่างคลื่นไซน์กับสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งจะมีฮาร์โมนิกต่ำๆปนออกมาน้อย อุปกรณ์กรองความถี่จึงมีขนาดเล็ก มักจะใช้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีขนาดพิกัดกำลังไม่มากนัก

ในโครงการนี้ได้เลือกใช้อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้าง (PWM) เพราะในบรรดารูปคลื่นต่างๆ ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ PWM จะเป็นชนิดที่มีความถี่น้อยที่สุด



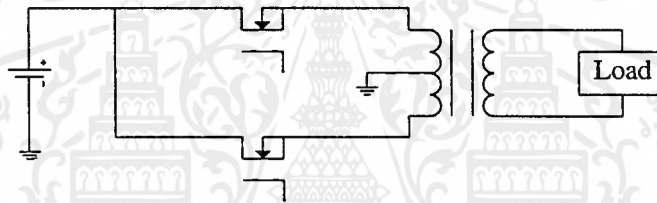
รูปที่ 3.1 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2 ชนิดของวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรสวิตชิงอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และขนาดของอุปกรณ์ก็แตกต่างกันไปด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมี 3 แบบได้แก่

3.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล (Push Pull)

อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิตชิงเพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่ต้องมีหม้อแปลงเซนเตอร์เทป (Center Tap) อินเวอร์เตอร์แบบนี้เหมาะสำหรับงานที่ไม่ต้องการกำลังสูงนัก เนื่องจากการใช้หม้อแปลงเซนเตอร์เทปจะทำให้มีสไปค์โวลต์เดจ (Spike Voltage) เกิดขึ้นมาก และข้อเสียของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ก็คือต้องพันทางด้านปฐมภูมิให้ขดลวด 2 ขดที่แบ่งโดยจุดกราวด์มีความสมมาตร (Symmetrical) กันลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 อินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล

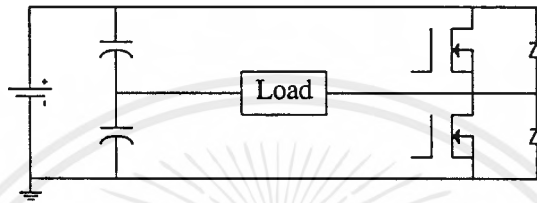
ลักษณะการทำงานของวงจรจะเหมือนกับว่ามีวงจรฟอร์เวิร์ด (Forward) 2 วงจร ผลัดกันทำงานวงจรละครึ่งไซเคิล (Cycle) กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เองก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อดีของวงจรพุชพูลนั้น จะอยู่ในจุดของวงจรที่ไม่มีความยุ่งยาก วงจรขับจะไม่ซับซ้อน และไม่ต้องมีการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสพิคค์จะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่ง

3.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิตชิง 2 ตัวสลับกันทำงานทีละครึ่งไซเคิล โดยที่หม้อแปลงไม่มีการเทป สักดาที่ตกคร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของศักดาอินพุต

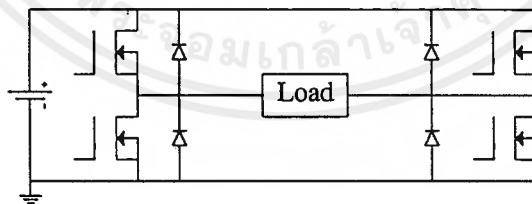
เพราะวงจรนี้จะมีคาปาซิเตอร์ 2 ตัวคอยแบ่งโวลต์เตจ ออกมาตกร่อมคาปาซิเตอร์ตัวละครึ่ง การที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงาน กระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไซเคิล ข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ก็คือ ค่ากำลังที่ออกมาจะน้อยกว่าแบบพหุพูลและแบบฟูลบริดจ์ครึ่งหนึ่ง เนื่องจากค่าโวลต์เตจที่ลดลงครึ่งหนึ่ง ลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.3 อินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์

3.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

อินเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้อุปกรณ์สวิตชิง 4 ตัว สำหรับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว มีข้อได้เปรียบคือสามารถให้กำลังงานได้สูงจึงเหมาะสำหรับงานที่ต้องการค่ากำลังสูงๆ เพราะถ้าใช้วงจรพหุพูล หรือฮาร์ฟบริดจ์ ปัญหาจะมีมากกว่า ลักษณะการทำงานของวงจร คือ อุปกรณ์สวิตชิงจะผลัดกันนำกระแสทีละคู่ จากรูป Q_1 จะทำงานพร้อมกับ Q_4 และ Q_3 จะทำงานพร้อมกับ Q_2 สลับกันไปทีละครึ่งไซเคิล โดยที่ Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจร เช่นเดียวกันกับ Q_3 และ Q_4 รูปของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (PWM)

การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) เป็นเทคนิคการแบ่งลูกคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆ หลายพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันวิธีต่างๆ

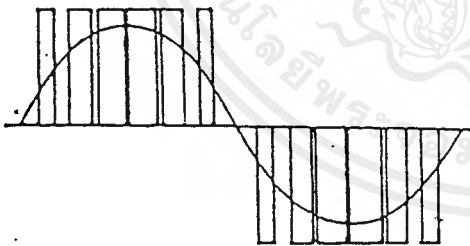
3.3.1 รูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่แบบ 2 ระดับ (2 Level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 Level PWM)

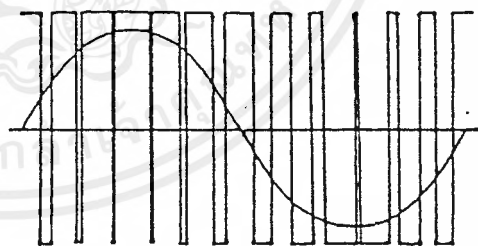
1. รูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับคือ $+E$ และ $-E$

2. รูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ $+E$ 0 และ $-E$

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบ มีลักษณะดังรูปที่ 3.5 โดยแสดงรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่มูลฐาน (Fundamental) ของรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันนั้น



(ก)



(ข)

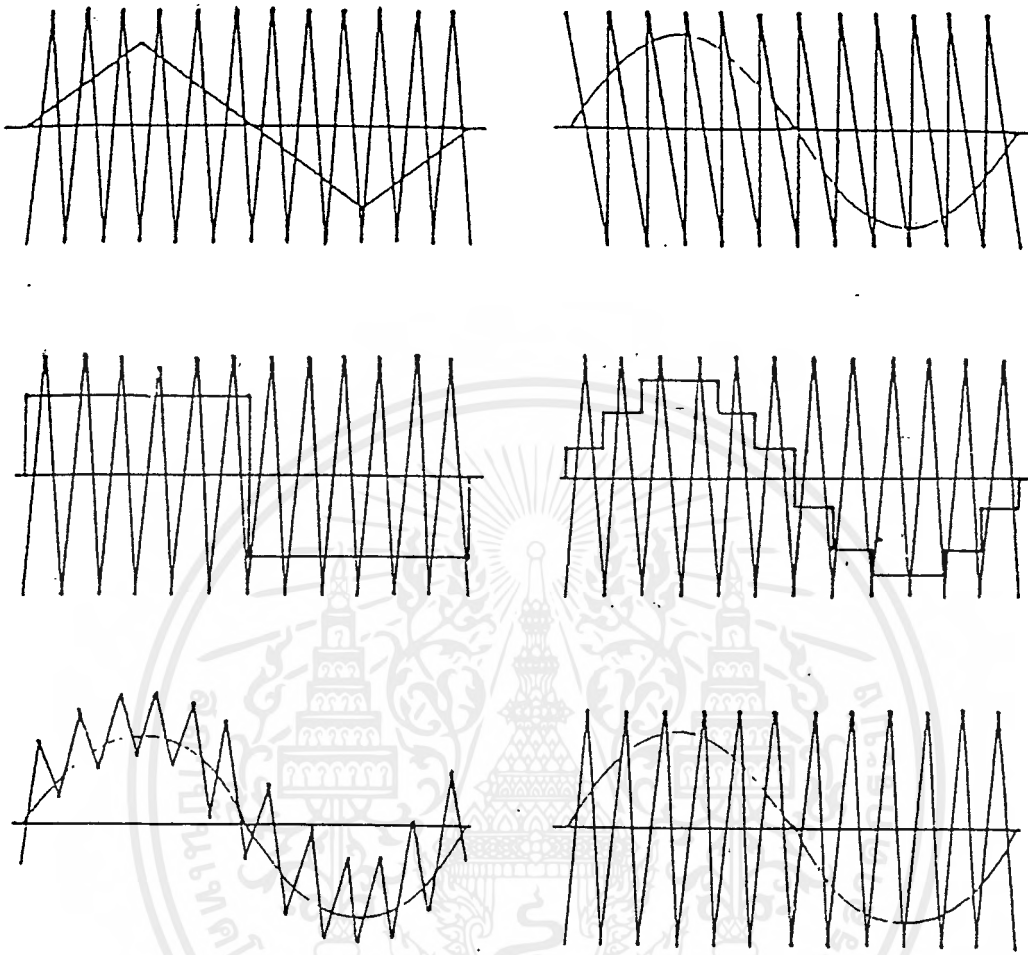
รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ

3.3.2 การสร้างรูปคลื่นพัลส์วិธร่มอดูเลชั่น

รูปคลื่นพัลส์วิธร่มอดูเลชั่นสามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

1. โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับมุมการสวิตช์ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต (Output Port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณ หรือกำหนดค่ามุมสวิตช์มุมต่างๆออกมาเสียก่อน แล้วจึงนำไปเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (Pattern) สัญญาณพัลส์วิธร่มอดูเลชั่นขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุตออกมา

2. โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ วิธีที่สะดวกที่สุด คือ ใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339 หรือ LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับรูปคลื่นพัลส์วิธร่มอดูเลชั่นที่ต้องการ กับสัญญาณแครี่เรีย (Carrier Signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิตช์ของรูปคลื่นพัลส์วิธร่มอดูเลชั่นก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพัลส์วิตรัมมอดูเลชัน โดยใช้วงจรเปรียบเทียบ

3.3.3 การสร้างรูปคลื่นพัลส์วิตรัมมอดูเลชันแบบเนเชอรอลและแบบเรกูลาร์

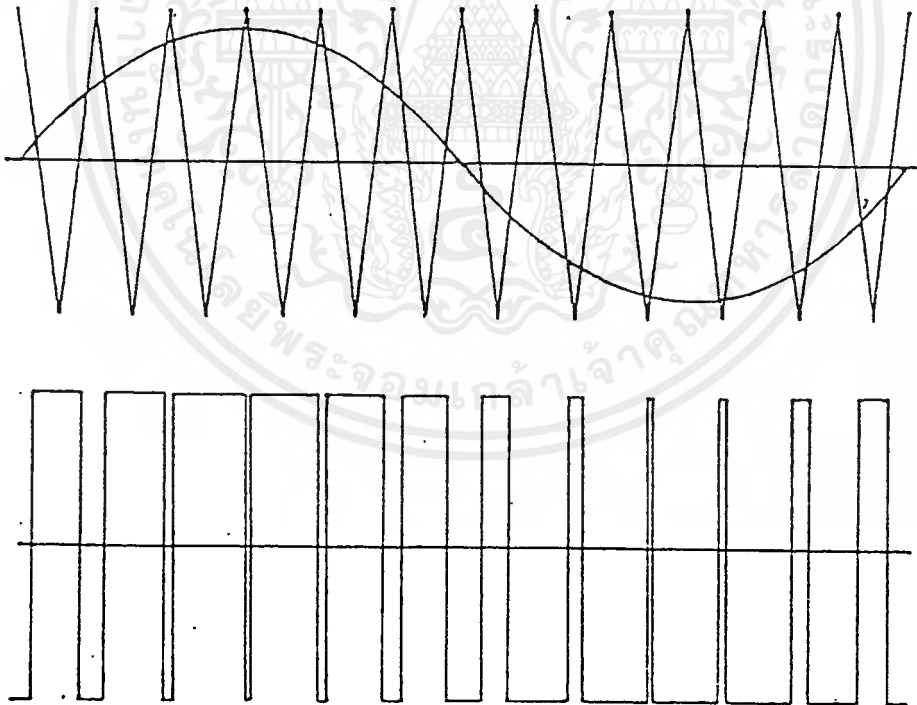
การสร้างรูปคลื่นพัลส์วิตรัมมอดูเลชันโดยใช้วงจรเปรียบเทียบจะมีองค์ประกอบ 2 ประการ ที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพัลส์วิตรัมมอดูเลชัน ได้แก่

1. อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแครี่เรียวต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio, N)
2. อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแครี่เรียว หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio, K)

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์จะมีเท่ากับ $2N$ ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่ค่า K ไม่เกิน 1

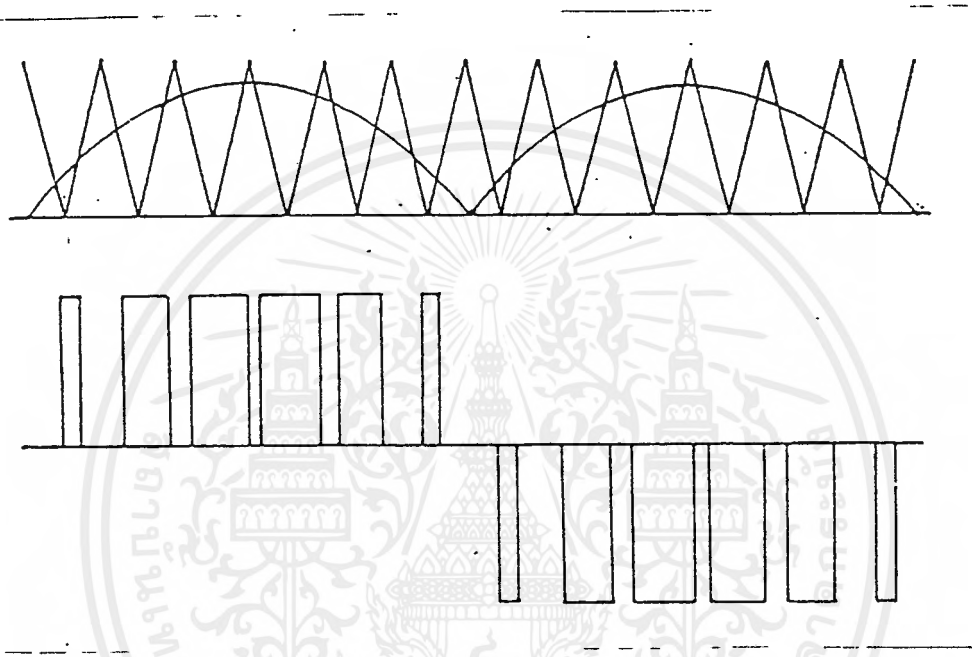
3.3.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรอลแซมพลิง (Natural Sampling)

การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรอลแซมพลิงจะใช้คลื่นไซน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแครี่เรีย โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นไซน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มลูกคลื่น ช่วงที่คลื่นไซน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยม การสวิทช์จะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นไซน์มีขนาดน้อยกว่า การสวิทช์จะเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรอลแซมพลิงชนิด 2 ระดับ

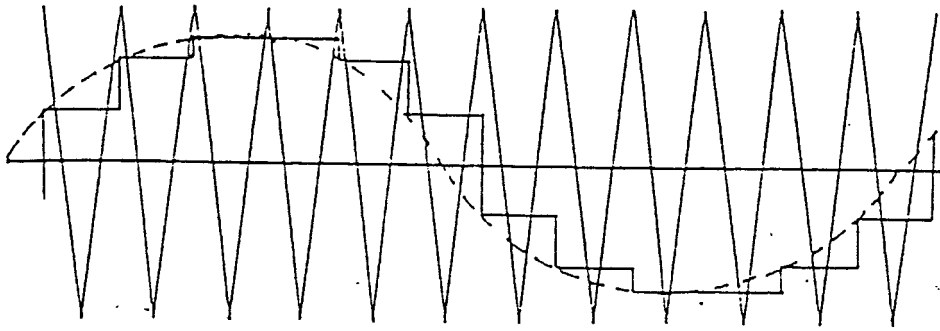
สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นไซน์ที่เรกติฟายขึ้นไปเป็นคลื่นฟูลเวฟ (Full Wave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกกระดกขึ้นไปเหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่า การสวิตช์จะมีค่าเป็นบวกในครึ่งคาบแรก และเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อยกว่า การสวิตช์จะเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.8



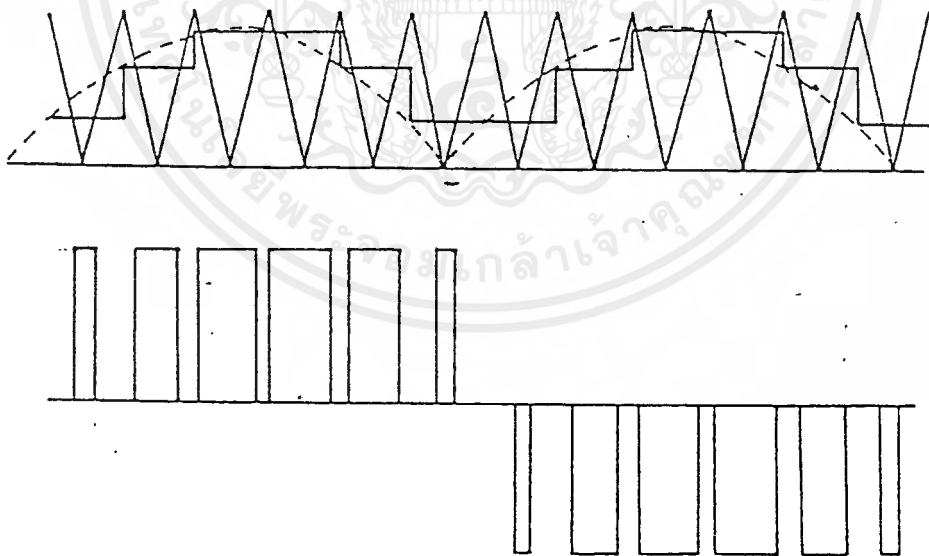
รูปที่ 3.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเชอรัลแซมพลิงชนิด 3 ระดับ

3.3.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง

การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง (Regular Sampling) ใช้หลักการเช่นเดียวกับแบบเนเชอรัล โดยดัดแปลงมาจากแบบเนเชอรัล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเชอรัลนั้น ระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้งส่วนของคลื่นไซน์จะไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นไซน์มาผ่านวงจรแซมเพิลแอนด์โฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเพิลเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะได้เอาต์พุตออกมาเป็นรูปคลื่นขั้นบันได (Step) แล้วจึงนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบ เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ เช่นเดียวกัน ดังแสดงรูปที่ 3.9 และ 3.10



รูปที่ 3.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 2 ระดับ



รูปที่ 3.10 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 ลักษณะขององค์ประกอบฮาร์โมนิก

3.3.4.1 รูปคลื่นแบบเนเชอรัลชนิด 2 ระดับ

1.ขนาดของความถี่มูลฐานจะแปรตามค่าอัตราส่วนการมอดูเลต (K) โดยขนาดแอมพลิจูดของความถี่มูลฐานจะมีค่าเท่ากับ KE เมื่อ E คือ ค่าความสูงของรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน หรือในทางปฏิบัติ คือค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงในวงจรอินเวอร์เตอร์ ขนาดของความถี่มูลฐานจะไม่แปรตามความถี่

2.องค์ประกอบฮาร์โมนิกจะเกิดเป็นกลุ่มๆ แต่ละกลุ่มจะมีจุดศูนย์กลางที่อันดับฮาร์โมนิกที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนความถี่ และโดยเฉลี่ยแล้วขนาดของฮาร์โมนิกในกลุ่มแรกจะมีขนาดสูงกว่ากลุ่มอื่น

3.มีทั้งองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับคู่และคี่

4.องค์ประกอบฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุด คือองค์ประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่เท่ากับค่าอัตราส่วนความถี่ คือลำดับที่ N เป็นจุดศูนย์กลางของกลุ่มแรก โดยจะมีค่าลดลงเมื่อค่า K เพิ่มขึ้น ในขณะที่ฮาร์โมนิกอื่นในกลุ่มมีขนาดเพิ่มขึ้น

5.แต่ละกลุ่มของฮาร์โมนิกจะสมมาตรกันระหว่างซีกซ้ายและซีกขวา กลุ่มแรกจะเกิดเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับคู่ ส่วนในกลุ่มต่อไปจะเกิดทั้งอันดับคู่และคี่

3.3.4.2 รูปคลื่นแบบเนเชอรัลชนิด 3 ระดับ

1.ขนาดแอมพลิจูดของความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ KE

2.องค์ประกอบฮาร์โมนิกจะเกิดเป็นกลุ่ม แต่ละกลุ่มจะมีจุดศูนย์กลางที่อันดับฮาร์โมนิกที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของค่า N โดยเฉลี่ยแล้วฮาร์โมนิกในกลุ่มแรกจะมีขนาดสูงกว่ากลุ่มอื่น

3.ฮาร์โมนิกแต่ละกลุ่มจะมีลักษณะที่สมมาตรกันระหว่างซีกซ้ายและซีกขวา และเกิดขึ้นเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับคี่เท่านั้น

4.ฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุด คือจะมี 2 อันดับที่มีขนาดเท่ากัน คืออันดับที่ N-1 และ N+1 ในช่วงค่า K น้อยๆ เมื่อค่า K มากขึ้นจะมีขนาดลดลง ในขณะที่ฮาร์โมนิกอื่นในกลุ่มเดียวกันมีขนาดสูงขึ้น จนเมื่อค่า K เข้าใกล้ 1 ฮาร์โมนิกที่ N-3 และ N+3 จะกลายเป็นฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุด

3.3.4.3 รูปคลื่นแบบเรกูลาร์ชนิด 2 ระดับ

- 1.ขนาดแอมพลิจูดของความถี่มูลฐาน มีค่าโดยประมาณเท่ากับ KE
- 2.จะเกิดฮาร์โมนิกเป็นกลุ่มๆ แต่ละกลุ่มจะมีจุดศูนย์กลางที่อันดับฮาร์โมนิกที่เป็นจำนวนเท่าของ N โดยเฉลี่ยกลุ่มแรกจะเป็นกลุ่มที่มีขนาดสูงสุด
- 3.ในแต่ละกลุ่มจะเกิดทั้งฮาร์โมนิกอันดับคู่และคี่ แต่ในแต่ละกลุ่มจะไม่สมมาตรกันระหว่างซีกซ้ายและซีกขวา
- 4.ฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุด คือฮาร์โมนิกอันดับที่ N ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่อค่า K มากขึ้นในขณะที่ฮาร์โมนิกอื่นในกลุ่มมีค่าเพิ่มขึ้น

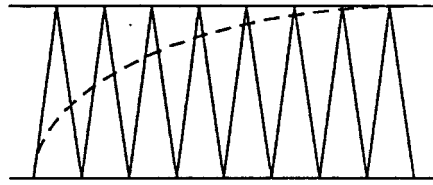
3.3.4.4 รูปคลื่นแบบเรกูลาร์ชนิด 3 ระดับ

- 1.ขนาดแอมพลิจูดของความถี่มูลฐาน มีค่าโดยประมาณเท่ากับ KE
- 2.จะเกิดฮาร์โมนิกเป็นกลุ่มๆ มีจุดศูนย์กลางของแต่ละกลุ่มที่อันดับฮาร์โมนิกที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของค่า N และเกิดเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับคี่เท่านั้น โดยเฉลี่ยกลุ่มแรกจะมีขนาดมากที่สุด
- 3.แต่ละกลุ่มจะไม่สมมาตรระหว่างซีกซ้ายและซีกขวา ฮาร์โมนิกที่ $N-1$ จะมีขนาดมากที่สุด

จากการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกของคลื่นพัลส์วิธัธมอดูเลชั่นแต่ละแบบ จะมีลักษณะที่คล้ายคลึงกันที่ขนาดของความถี่มูลฐาน การเกิดฮาร์โมนิกเป็นกลุ่ม และความสามารถในการกำจัดฮาร์โมนิกอันดับต่ำไปได้มาก เมื่อ N มีค่าสูง แต่จะมีผลเสียในทางปฏิบัติ คือเกิดการสูญเสียในการสวิตช์ (Switching Loss) มาก รูปคลื่นแบบ 3 ระดับจะเด่นกว่าแบบ 2 ระดับตรงที่เกิดเฉพาะฮาร์โมนิกอันดับคี่ และฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุดจะมีขนาดต่ำกว่าแบบ 2 ระดับ

3.4 เทคนิคการสร้างคลื่นพัลส์วิธัธมอดูเลชั่นที่ใช้ในโรงงานนี้

ในโรงงานนี้คลื่นพัลส์วิธัธมอดูเลชั่นที่ใช้งานจะถูกคำนวณออกมาเป็นความกว้างของพัลส์ในช่วงที่เป็นบวกและเป็นศูนย์ ชนิดของคลื่นพัลส์วิธัธมอดูเลชั่นที่ใช้คือคลื่นพัลส์วิธัธมอดูเลชั่นชนิดเนเชอรอลแซมพลิง 3 ระดับ จำนวนโดยใช้ N หรืออัตราส่วนคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์เท่ากับ 40 และมีค่า K หรืออัตราส่วนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ต่อคลื่นสามเหลี่ยมเท่ากับ 1

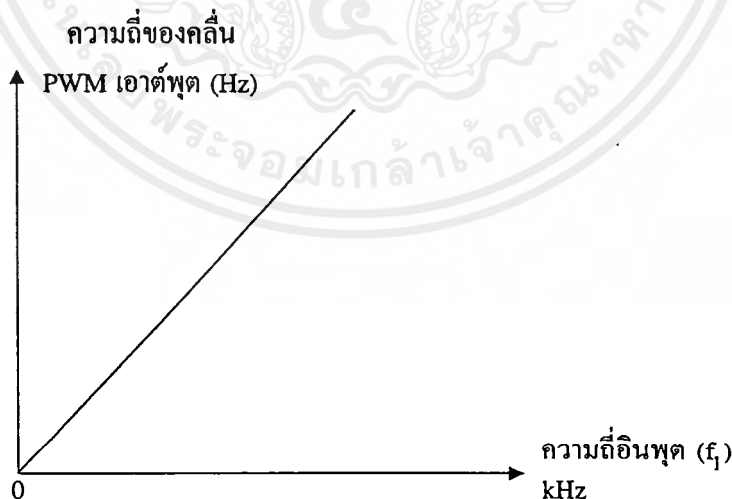


รูปที่ 3.11 ลักษณะการลองพล็อตคลื่นไซน์และสามเหลี่ยมเพื่อหาจุดตัด

คำนวณจุดตัดของคลื่นไซน์และคลื่นสามเหลี่ยม อีกด้านของคลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันสามารถใช้หลักความสมมาตรได้ และแปลงความกว้างของคลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันซึ่งเป็นหน่วยองศาเป็นหน่วยบรรทัดในอีพรอมแล้วนำข้อมูลไปเก็บไว้ในอีพรอม

การอ่านข้อมูลออกจากอีพรอมจะใช้วงจรนับ ซึ่งเป็นวงจรนับชนิดเท่ากับจำนวนบรรทัดที่เก็บข้อมูล คลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันในอีพรอม เมื่อนำวงจรนับมาต่อขาแอสเคตของอีพรอม ข้อมูลในอีพรอมจะถูกอ่านเรียงบรรทัดกันออกมาเป็นคลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันตามที่น่าข้อมูลมาเก็บไว้

การสร้างคลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันโดยวิธีนี้สามารถทำได้ง่าย และเหมาะกับอินเวอร์เตอร์ชนิดต้องการเปลี่ยนแปลงความถี่ เพราะการเปลี่ยนแปลงความถี่คลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนความถี่ที่เข้าวงจรนับ วงจรนับก็จะนับครบรอบ เปลี่ยนแปลงมากขึ้นหรือน้อยลงตามความถี่อินพุต ทำให้คลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันเอ็ดพุต มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามความถี่อินพุตด้วย



รูปที่ 3.12 ลักษณะความสัมพันธ์ของความถี่อินพุตและความถี่ของคลื่นพัลส์วิตรัมอดูละชันเอ็ดพุตของอีพรอม

การสร้างคลื่นพัลส์วัดอุณหภูมิด้วยวิธีนี้มีข้อเสียคือ อนาคตของจุดตัดที่คำนวณได้บางครั้ง
จำนวนบรรทัดในอีพรอมที่จะเก็บน้อยเกินไป ต้องทำให้มีการเลื่อนองศาไปเล็กน้อยเพื่อให้เหมาะ
สม สามารถเก็บลงบรรทัดในอีพรอมได้ แต่ข้อเสียนี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจรนับสูงๆ ซึ่ง
จะทำให้มีจำนวนบรรทัดมาก จึงมีความละเอียดในการเก็บมากด้วย



บทที่ 4

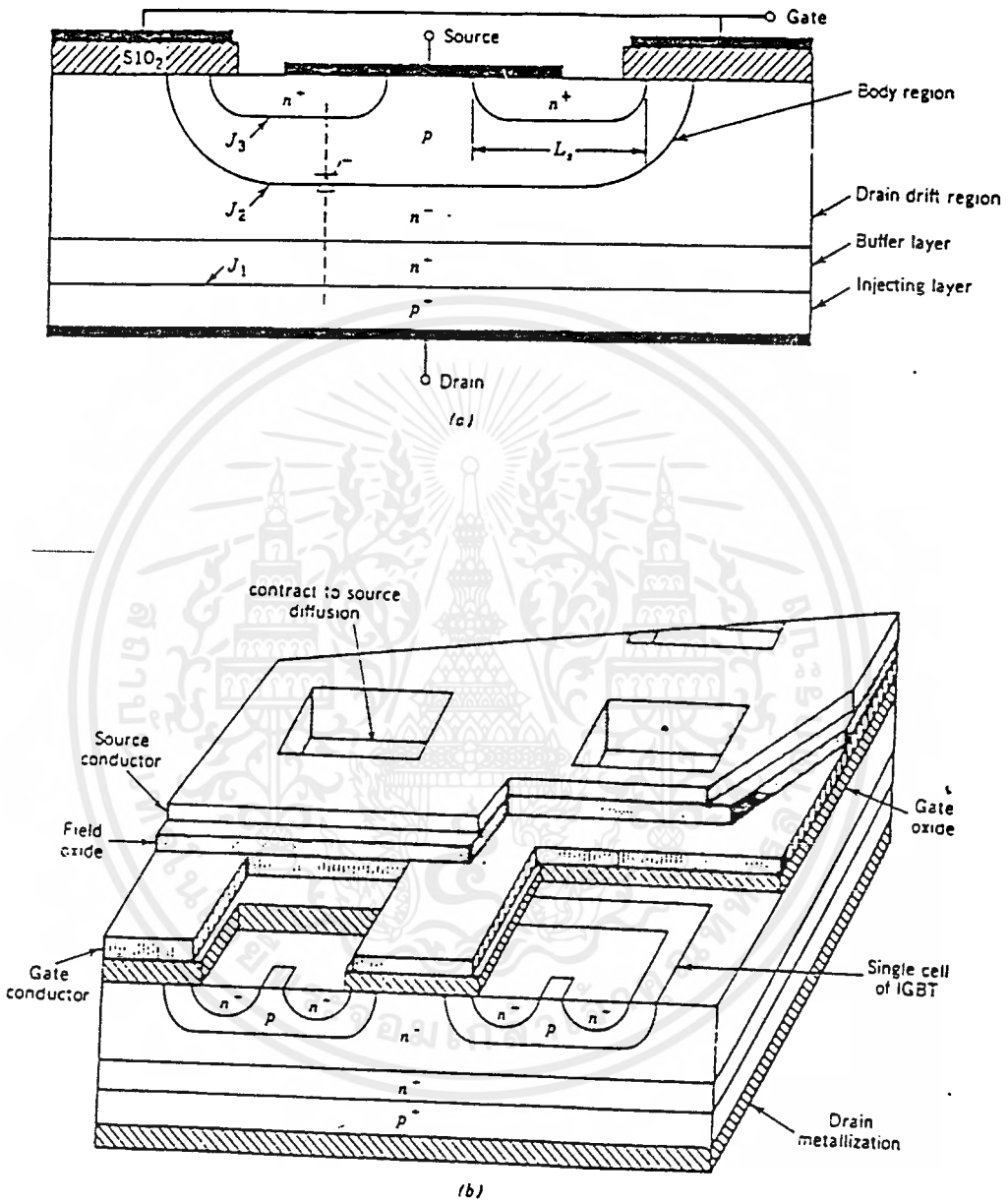
ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในขณะนี้ก็คือ เอสซีอาร์ (SCR) ไตรแอค ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต ซึ่งมีส่วนอย่างมากในการนำไปสู่การพัฒนาอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้น โดยอุปกรณ์ทั้งสองชนิดจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตรา -- ทนแรงดันและขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการสวิตช์ยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับมอสเฟตที่มีความเร็วในการสวิตช์ในช่วงนำกระแสและหยุดนำกระแสที่เร็วกว่ามาก แต่ก็มีอัตราการสูญเสียกำลังงานสูงมากเช่นกัน จากเหตุผลที่กล่าวมาของทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตนี้ จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยจะรวมเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งมีชื่อเรียกอย่างเป็นทางการว่า ไอจีบีที (IGBT) โดยย่อมาจาก “Insulated Gate Bipolar Transistor”

4.1 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

รูปตัดในแนวดิ่งของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนล (N-Channel) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (a) ซึ่งโครงสร้างเหมือนกับมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ไอจีบีทีจะมีชั้น p^+ หรือ ชั้นอินเจกติ้ง (Injecting) ระหว่างขาเดรน (Drain) ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี

ระดับของสารเจือ (Doping Levels) ในแต่ละชั้นของไอจีบีที จะคล้ายกับที่ใช้ในแต่ละชั้นของมอสเฟต ยกเว้นส่วนบริเวณบอดี้ (Body Region) ซึ่งจะอธิบายในภายหลัง ในกรณีของไอจีบีทีชนิด พี-แชนแนล (P-Channel) สามารถทำได้โดยเปลี่ยนชนิดของสารเจือในแต่ละชั้นของโครงสร้าง



รูปที่ 4.1 (a) ภาพตัดแนวดิ่งของไอจีบีที

(b) ภาพโครงสร้างของไอจีบีที

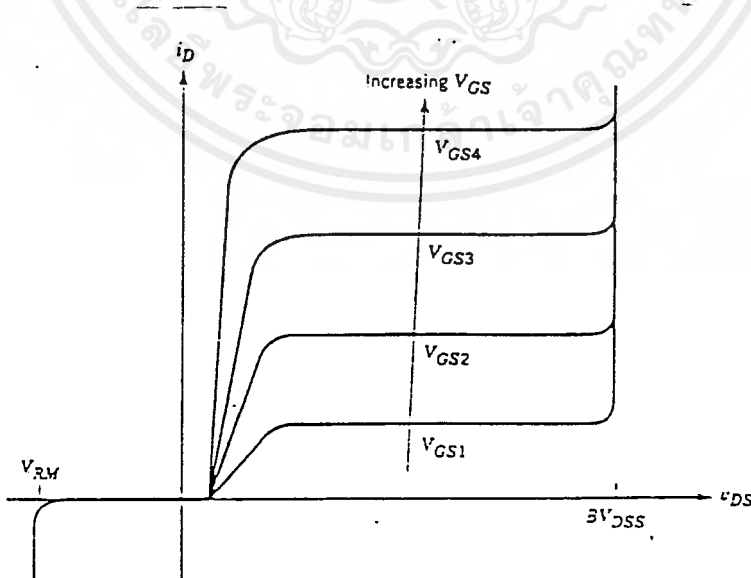
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

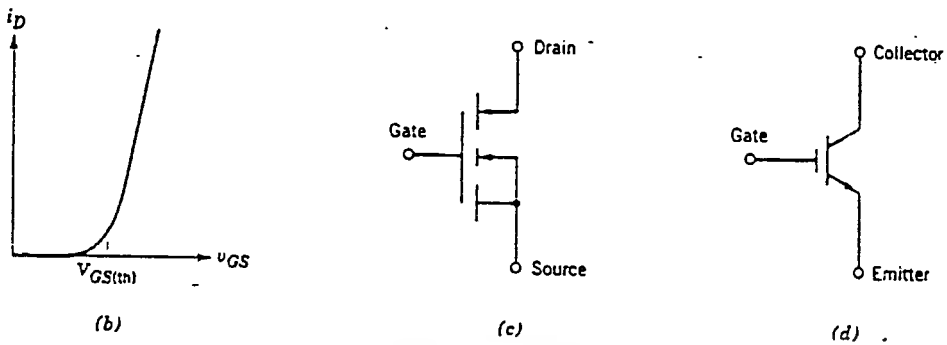
ในรูปที่ 4.1 (a) เป็นโครงสร้างของไอจีบีที ซึ่งจะมีทรานซิสเตอร์แอมป์อยู่ การเทิร์นออน (Turn On) ของทรานซิสเตอร์นี้เป็นสิ่งที่ต้องพยายามหลีกเลี่ยง และรายละเอียดของอุปกรณ์จริงๆมีหลายอย่างที่แตกต่างไปจากรูป ดังเช่นบริเวณบอดีที่เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพี จะมีบริเวณรอยต่อ J_2 และ J_3 ที่แตกต่างไปจากรูป เพื่อให้โอกาสที่ทรานซิสเตอร์ทำงานน้อยที่สุด ส่วนซอร์สที่เป็นโลหะ (Source Metallization) ในไอจีบีที มีขนาดสั้นกว่าในส่วนของมอสเฟต ซึ่งมีส่วนช่วยให้ทรานซิสเตอร์แฟงนี้มีโอกาสทำงานน้อยลง ส่วนบัฟเฟอร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือสูง (n^+ Buffer Layer) ซึ่งอยู่ระหว่างชั้นของ p^+ ที่สัมผัสกับเดรนและ n^- ของชั้นดริฟ (Drift Layer) ไม่มีความสำคัญกับการทำงานของไอจีบีที และไอจีบีทีที่ยังมีส่วนน้อยอยู่ เรียกว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical IGBT) ถ้าความหนาแน่นของสารเจือและความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเลือกอย่างเหมาะสม การที่มีชั้นนี้จะช่วยในการทำงานของไอจีบีทีให้ดีขึ้นได้ 2 อย่างด้วยกัน คือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมในขณะนำกระแส มีค่าลดน้อยลง
2. ทำให้เวลาในขณะหยุดนำกระแส (Turn Off Time) ลดลง

แต่มีข้อเสียคือ ทำให้ความสามารถในการทนความต่างศักย์รีเวอร์ส (Reverse Blocking Voltage) ลดลงไป

สัญลักษณ์ของวงจรของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนล แสดงไว้ใน รูปที่ 4.2 (c) ทิศทางของลูกศรจะกลับทิศในกรณีของไอจีบีทีชนิดพี-แซนแนล





รูปที่ 4.2 คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์

(a) ลักษณะเอาต์พุต

(b) Transfer Characteristic

(c),(d) สัญลักษณ์ของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนล

4.2 คุณสมบัติของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนลดังแสดงในรูปที่ 4.2 (a) ในทิศทางฟอร์เวิร์ด (Forward) จะเหมือนกับของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิตแตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์ คุณสมบัติของไอจีบีทีชนิดพี-แชนแนล จะเหมือนกันเพียงแต่ขั้วของความต่างศักย์ และทิศทางของกระแสจะกลับกัน

ที่รอยต่อ J_2 ในรูปที่ 4.2 (a) จะกั้นแรงดันฟอร์เวิร์ด (Forward Voltage) เมื่อไอจีบีทีอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ค่าการทนความต่างศักย์ในทิศรีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) จะสามารถมีค่าเท่ากับค่าการทนความต่างศักย์ในทิศฟอร์เวิร์ดได้ ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 4.1 (a) เรียกว่า เป็นรอยต่อของรีเวิร์สบล็อกกิ้ง (Reverse Blocking) ถ้าในโครงสร้างของอุปกรณ์มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ค่าแรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown Voltage) มีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้ง 2 ด้านของรอยต่อ ทำให้ไม่สามารถกั้นกระแสรีเวิร์สได้

ในรูปที่ 4.2 (b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟ จะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรน และไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ เมื่อ V_{GS} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่ง เรียกว่า $V_{GS(th)}$ (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ใน

สภาวะออฟ (หยุดการนำกระแส) ความต่างศักย์คร่อมเกตและซอร์สสูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรนสูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

4.3 ลักษณะการทำงาน

สภาวะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรง คือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตและซอร์สมีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body Region) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n^- (Drift Region) เข้ากับบริเวณซอร์ส n^+ (Source Region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้จะเหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์ส ผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n^- จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ p^+ (ดูโครงสร้างในรูปที่ 4.1 (a)) เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ไอจีบีทีอยู่ในสภาวะนำกระแสเกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n^- เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (Conductivity Modulation)

ผลการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^- มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วย ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในรูปที่ 4.3

สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n^- ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n^+ ไอจีบีที จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ J_2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วย

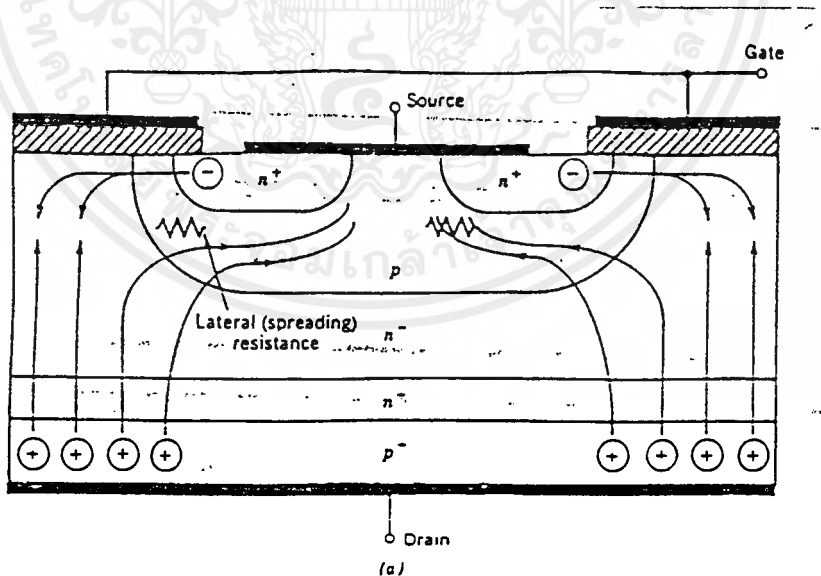
บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ n^+ ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปไปในบริเวณลอยเลื่อน n^- มากพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ p^+ ได้ ชั้นบัพเฟอร์ n^+

(Buffer Layer ดังในรูปที่ 4.1 (a)) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องได้ปัสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรง สำหรับไอจีบีทีที่ไม่มีกรได้ปัสารในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ นี้จะเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตรซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{SDS}) สูงพอๆกับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง (BV_{DSS}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาแน่นของบริเวณ n^- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ p^+ ซึ่งเรียกไอจีบีทีชนิดนี้ว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาแน่นของบริเวณลอยเลื่อน n^- ลงจะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
2. ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ก็มี คือ จะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรน รอยต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูงดังนั้น ไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 4.3 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

4.4 การแลตซ์ในไอจีบีที

นอกจากโหนดส่วนใหญ่ที่รวมกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^- แล้วยังมีกระแสโหนดส่วนใหญ่ที่ไหลข้ามบริเวณ n^+ เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี p โดยตรง ผลของกระแสโหนดนี้จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (Lateral Resistance) ดังในรูปที่ 4.3 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอ คือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อ J_3 ได้รับไบแอสตรง เป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี p

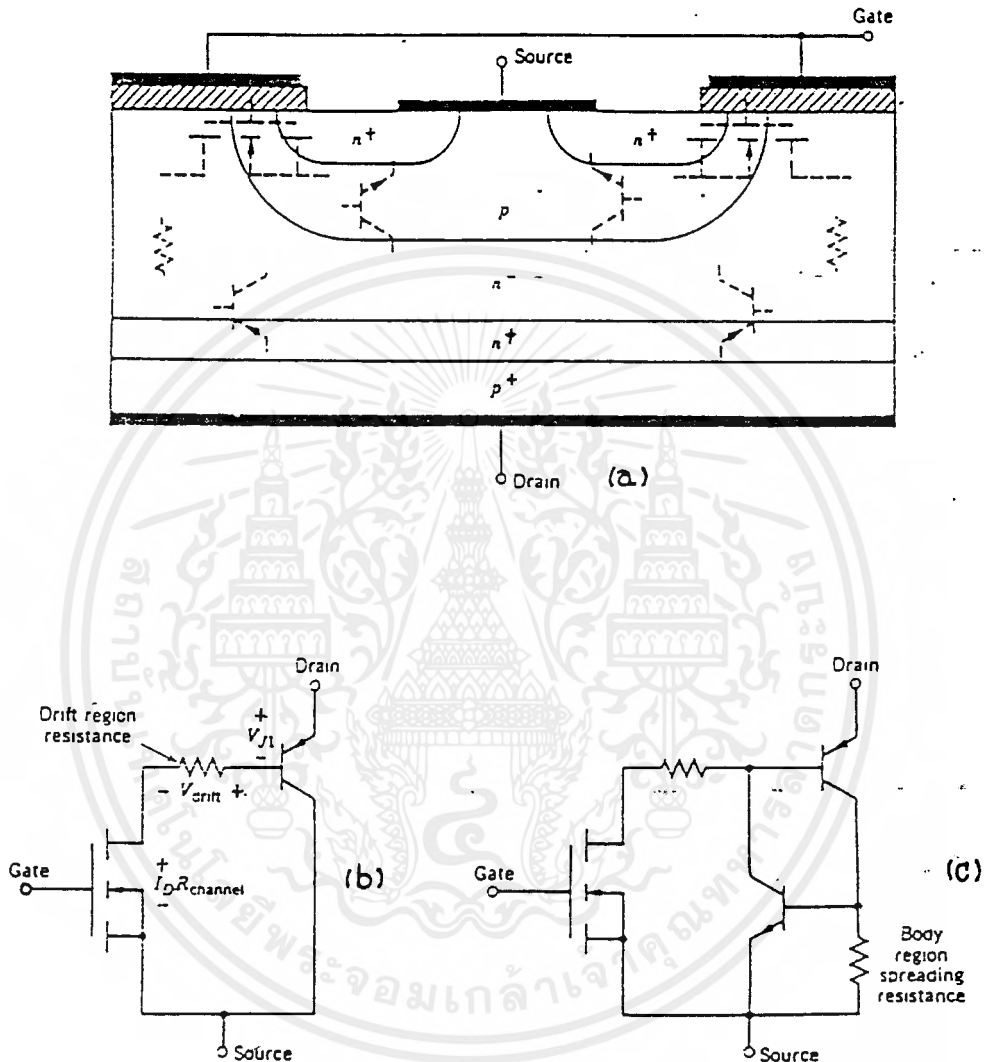
ถ้าดูจากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.4 (c) จะหมายถึงขาเบส (Base) และขาอีมิเตอร์ (Emitter) ของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) ได้รับแรงดันไบแอสตรง ส่งผลให้ไทรสเตอร์ ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลตซ์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้อีกต่อไป แต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก ถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือมาตรฐานของคู่มือผู้ผลิตมักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่ไหลผ่านไอจีบีทีได้โดยไม่เกิดแลตซ์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สสูงสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตซ์ แทนการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM})

การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ในโหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้ เรียกว่าในโหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนการทำงาน จากสถานะการนำกระแสเข้าสู่สถานะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรน ขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{DM} ก็ตาม ทั้งนี้ เพราะเมื่อไอจีบีทีเริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็ว รอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n^- มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โหนดที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^- ขณะนำกระแส และยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอน หลุดรอดจากการขัดขวางของบริเวณปลอดพาหะ เข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ไทรสเตอร์ภายในไอจีบีทีเกิดการแลตซ์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตซ์ขึ้น แรงดันตกคร่อมขาซอร์สและขาเดรนขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ นอกจากนี้การเกิดแลตซ์ยังสามารถ

เกิดขึ้นได้อีกเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} อยู่ได้เช่นกัน



รูปที่ 4.4 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ใน
(b) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที
(c) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที

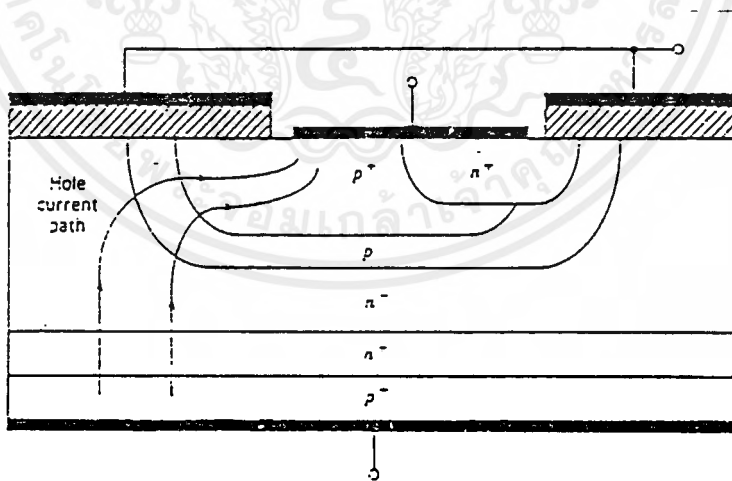
4.5 การป้องกันแลตซ์

การหลีกเลี่ยงการแลตซ์ของไอจีบีที สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี้ p ให้มีความต้านทานข้างเคียงมีค่าต่ำที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มค่าของ I_{DM} ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตซ์ลงได้

วิธีแรก อาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณชอร์ส n^+ ลงคือ ลดค่า I_{DM} ที่แสดงในรูปที่ 4.1 (a) ลงนั่นเอง

วิธีที่ 2 เป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นของการโด๊ปสารของบริเวณบอดี้ p ดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าบริเวณบอดี้ p ภายใต้เกต จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณชอร์ส n^+ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี้ p จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วย การทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตซ์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหนดไหลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตซ์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น เพื่อให้โฮลที่ยังค้างอยู่ในบริเวณ n^+ มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของไอจีบีที



รูปที่ 4.5 โครงสร้างที่ป้องกันการแลตซ์ในไอจีบีที

4.6 วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที

วงจรสมมูลย์ของไอจีบีทีที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 (a) นั้นจะเห็นว่าบริเวณบอดี p ชั้นบริเวณ n และชั้นอินเจ็คติง p^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี (PNP) โดยแทนได้ด้วยขาคอลเลกเตอร์ (Collector), เบส (Base) และอีมิเตอร์ (Emitter) ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกทก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟต ซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเข้ากับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลย์ออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 4.4 (b)

จากรูปที่ 4.4 (b) จะเห็นว่าเป็นวงจรคาร์ลิงตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือ กระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอีมิเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อนและผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอีมิเตอร์มายังคอลเลกเตอร์และขาซอร์ส สำหรับวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.4 (c) จะแสดงให้เห็นว่าภายในไอจีบีทีมีไทรสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการที่ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี และพีเอ็นพี ต่อเข้าด้วยกัน ในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของไอจีบีที

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอีมิเตอร์มายังคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียง แล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นในไอจีบีที สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของไอจีบีทีขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel}$$

เมื่อ V_{J1} เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นพี จึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียลกับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้จะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่า เพราะผลของการมอดูเลตสภาพนำที่เพิ่มขึ้นในไอจีบีที

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1-1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่

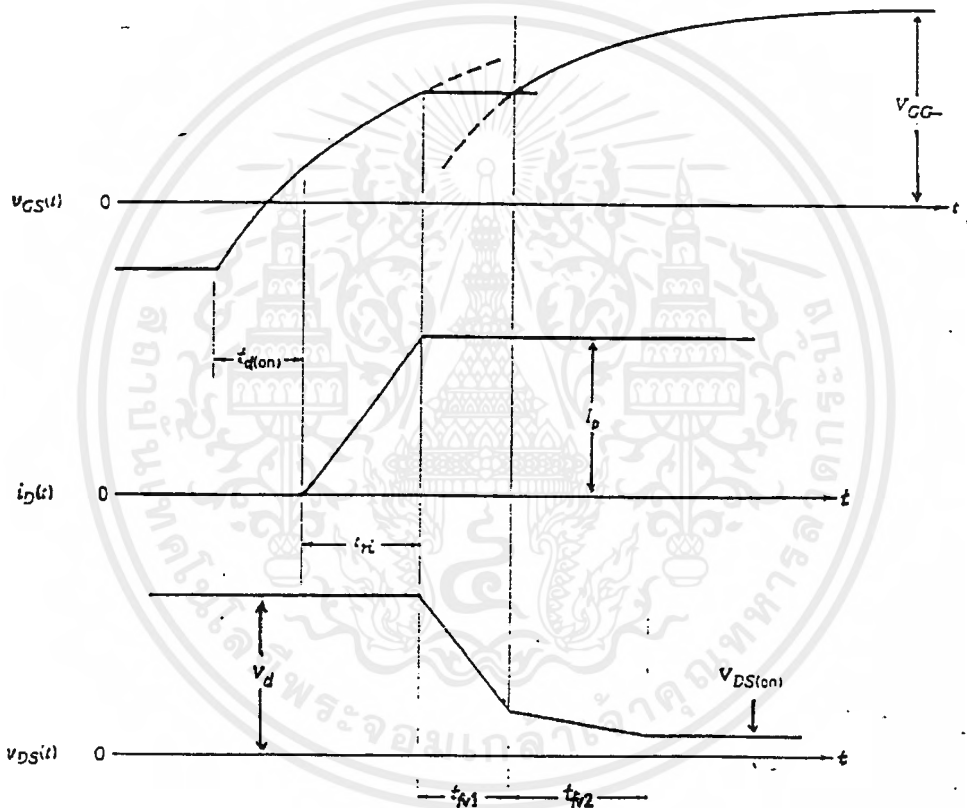
$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{DS(on)}$ จะมีค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไปไอจีบีทีจะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากค่า

อุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า $V_{DS(on)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะ ไอจีบีทีจะมีค่า $V_{DS(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟต ที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้น แรงดันตกคร่อมก็สูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

4.7 คุณลักษณะของการสวิตชิง

ช่วงขณะนำกระแส

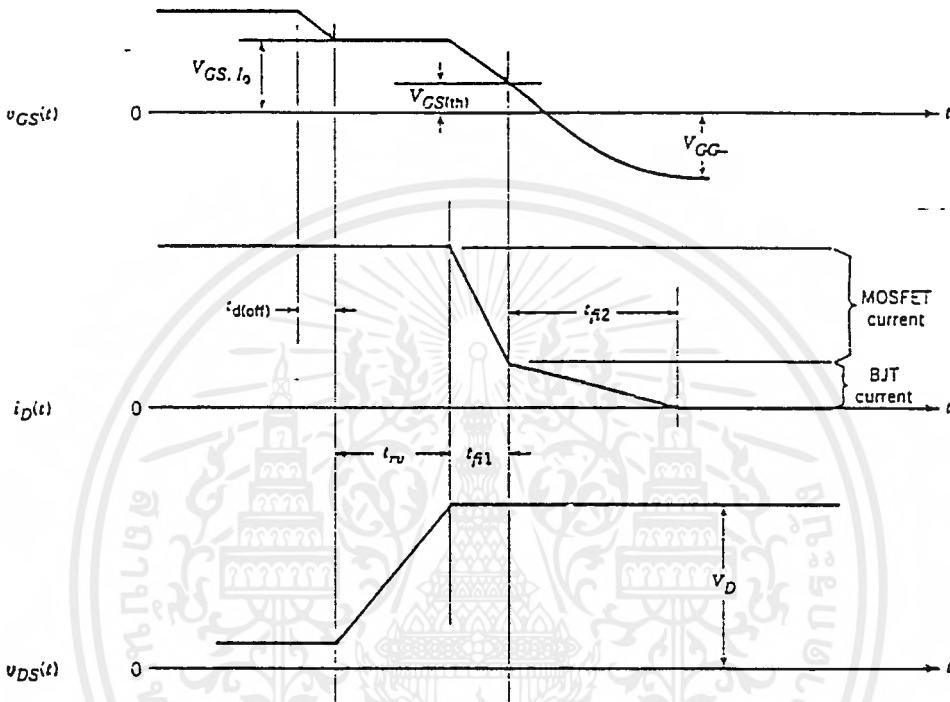


รูปที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะนำกระแส

มีลักษณะเหมือนการนำกระแสของมอสเฟตมาก โดยในช่วงการนำกระแสจะมีปัจจัย 2 อย่างที่ส่งผลต่อลักษณะของการนำกระแสในช่วง t_{r2} ตัวแรกคือ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาเกตและเดรนจะมีค่าสูงขึ้น ในส่วนมอสเฟตภายในไอจีบีที แต่ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์สต่ำๆ ส่วนปัจจัยตัวที่ 2

คือ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีในไอจีบีทีจะเปลี่ยนจากสถานะแอกทีฟไปสู่สภาวะนำกระแสได้ช้ากว่า ส่วนของมอสเฟตในตัวไอจีบีทีมาก ทำให้ความต่างศักย์คร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์สในสภาวะนำกระแส ไม่ตกลงจนถึงค่า $V_{DS(on)}$ ในช่วงแรก ไม่เหมือนกับในมอสเฟต

ช่วงขณะหยุดนำกระแส



รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ในขณะหยุดนำกระแส

ข้อแตกต่างสำคัญระหว่างการหยุดนำกระแสของไอจีบีทีและของมอสเฟต คือให้สังเกตรูปคลื่นของกระแสเดรน ซึ่งแตกต่างกันใน 2 ช่วงเวลา การตกลงอย่างรวดเร็วของกระแสในช่วงเวลา t_{rv} สืบเนื่องมาจากการหยุดนำกระแสของส่วนที่เป็นมอสเฟตในตัวไอจีบีที ส่วนหางของกระแสเดรนในช่วงเวลาที่ 2 เนื่องมาจากประจุที่สะสมอยู่ในบริเวณ Drift n^- เพราะมอสเฟตถูกทำให้หยุดนำกระแสไปแล้ว และไม่มีรีเวอร์สโวลต์เตจจ่ายให้แก่ขั้วของไอจีบีที ซึ่งสามารถทำให้เกิดกระแสเนกาทีฟ (Negative Current) ของเดรน ไม่มีทางที่จะเคลื่อนย้ายประจุโดยการแครี่รีซ สเวป เอาต์ (Carrier Swept Out) วิธีเดียวที่ประจุเกินเหล่านี้จะถูกกำจัดไปก็คือ ให้พิจารณาในส่วนของไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ก็โดยการรวมกันในบริเวณ Drift n^- ซึ่งต้องการที่จะให้โลฟท์ไทม์ของประจุเกินในบริเวณนี้มีค่ายาวอยู่แล้ว เพื่อทำให้ความต่างศักย์ตกคร่อมบริเวณมีค่าต่ำในสภาวะนำกระแส ดังนั้นทำให้ช่วงเวลาขณะ t_{f1} มีค่า

ยาวไปด้วย แต่ช่วงเวลา t_{H2} ที่ยาวขึ้นก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้นในขณะหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นเนื่องจากการสูญเสีย จึงต้องมีการรอมชอมกันระหว่างค่าสูญเสียในขณะนำกระแสกับการสูญเสียในขณะหยุดนำกระแส การย้ายประจุออกจากบริเวณครีฟ โดยวิธีการแพร่ไปยังชั้น p^+ เรียกวิธีนี้ว่า เบ็กอินเจกชัน (Back Injection) สามารถช่วยให้เวลาลดลงได้ ถ้าพลักซ์จากการแพร่ของโฮลมีค่ามากพอ ในไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ จะไม่สามารถมีการแพร่ดังกล่าวได้ เพราะความหนาแน่นของโฮลมีทิศทางการกระจายความหนาแน่นที่ไม่สามารถทำให้เกิดได้ เนื่องจากความหนาแน่นของโฮลในชั้น p^+ มีค่าความหนาแน่นมากกว่าความหนาแน่นของโฮลที่เกิดมาในส่วนของบริเวณครีฟ ดังนั้นโฮลส่วนเกินจึงถูกกักในบริเวณครีฟนั้น แต่ในไอจีบีทีที่มีบัฟเฟอร์ n^+ บริเวณนี้จะมีโลฟท์ใหม่ขงประจุส่วนเกินสั้นมากและจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวลดประจุส่วนเกินเหล่านี้ อัตราการรวมตัวที่สูงขึ้นของโฮลในบริเวณบัฟเฟอร์ n^+ ทำให้ความหนาแน่นของโฮลค่อยๆลดลงในบริเวณครีฟนี้ ในขณะที่กำลังหยุดนำกระแส ซึ่งทำให้เกิดพลักซ์จำนวนมากของการแพร่ของโฮลในทิศไปยังบริเวณบัฟเฟอร์ ซึ่งจะช่วยส่งเสริมการย้ายของโฮลออกจากบริเวณครีฟเป็นอย่างมากและทำให้เวลา t_{H2} สั้นลง ควรจำไว้ว่าวิธีการลดเวลาขณะหยุดนำกระแสวิธีนี้ไม่ได้ลดโลฟท์ใหม่ในบริเวณครีฟ เพราะฉะนั้นจึงไม่ได้ส่งผลให้ค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสเปลี่ยนแปลงไป

4.8 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีทีมีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างการนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยม สำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้นๆแต่ละแฉบลง เมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้วไอจีบีทีจะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่า เมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

สำหรับค่ากระแส I_{DM} สูงสุดจะถูกกำหนดไว้ดังรูป โดยมากเป็นค่าไดนามิก เพื่อป้องกันการเกิดแลตซ์อัพ และยังมีการกำหนดค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเกตและซอร์ส (V_{GSmax}) และที่ค่าความต่างศักย์ V_{GSmax} เมื่อเกิดฟอลต์ (Fault) กระแสเดรนที่มีค่าสูงมากจะสามารถไหลได้ซึ่งมีค่าประมาณ 4 ถึง 10 เท่าของกระแสพิคคที่ขอมรับได้ ภายใต้สภาวะนี้ไอจีบีทีจะทำงานอยู่ในย่านแอกทีฟ โดยความต่างศักย์คร่อมระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{DS}) จะเท่ากับโวลต์ในสภาวะหยุดนำกระแส จากการทดลองยืนยันว่าอุปกรณ์สามารถทนกระแสดังกล่าวได้เป็นเวลา 5-10 ไมโครวินาที ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์ระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{DS}) และสามารถหยุดนำกระแสได้ด้วยค่าความต่างศักย์ระหว่าง

เกตและซอร์ส (V_{GS}) ค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{DS}) ขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์เบรกดาวน์ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ค่า β ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีมีค่าค่อนข้างต่ำ ดังนั้นความต่างศักย์เบรกดาวน์ที่ต้องพิจารณาคือ BV_{CBO} เป็นค่าเบรกดาวน์ของบริเวณครีฟ (รอยต่อ J2) ในปัจจุบันไอจีบีทีมีความสามารถในการทนแรงดันได้สูงสุดประมาณ 1700 โวลต์ และในอนาคตก็จะมีการพัฒนาให้สามารถทนแรงดันในพิกัดที่สูงขึ้นเพื่อให้เหมาะในการใช้งานต่อไป

ค่าอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อไอจีบีทีที่มีในปัจจุบันมีค่าประมาณ 150 องศาเซลเซียส ไอจีบีทีจะต้องถูกออกแบบให้มีโวลต์ในสภาวะนำกระแสเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ (ระหว่างอุณหภูมิห้องและอุณหภูมิสูงสุดของรอยต่อ) เนื่องจากการผสมระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางบวก (Positive Temperature Coefficient) ของมอสเฟตและสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิทางลบ (Negative Temperature Coefficient) ของความต่างศักย์ตกคร่อมบริเวณครีฟ ซึ่งจะต่างกับมอสเฟตที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมสูงขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ด้วยสาเหตุที่ไอจีบีทีมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ วงจรป้องกันไม่ควรมีความจำเป็นนัก สำหรับการทำงานที่อยู่ในย่านการทำงานที่ปลอดภัย

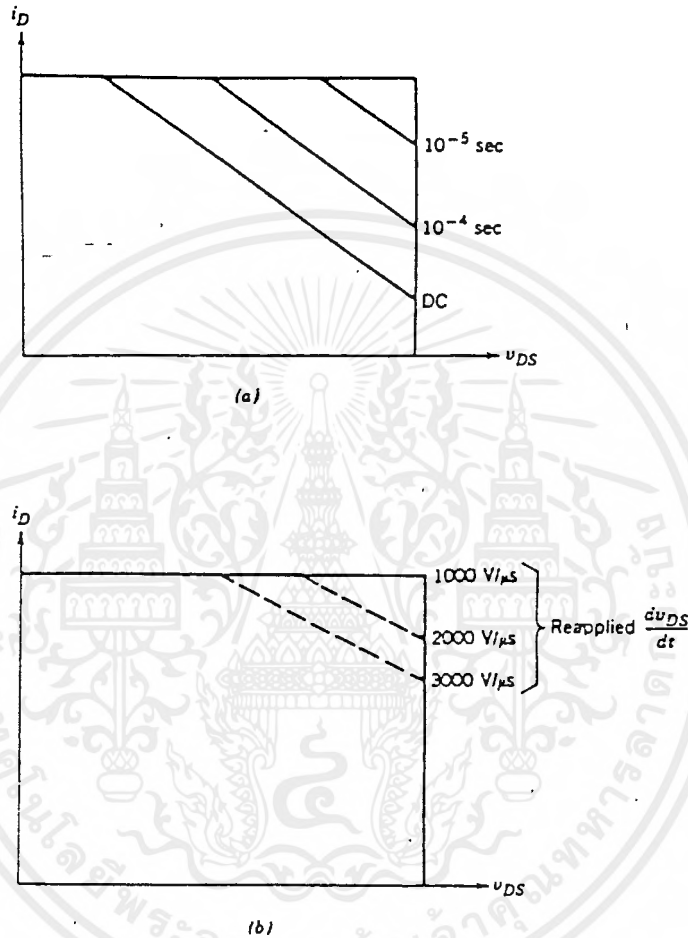
สำหรับพิกัดกระแสสูงสุดของไอจีบีทีที่มีในปัจจุบันมีค่าประมาณ 200-400 แอมแปร์ แต่เราสามารถขยายพิกัดกระแสได้ โดยการนำไอจีบีทีมาขนานกัน ซึ่งไอจีบีทีที่ขนานกันยังสามารถควบคุมได้ง่ายเพราะค่าความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสค่อนข้างคงที่ ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้ว จุดการทำงานของไอจีบีทีจะต้องมีขนาดแรงดันและกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย ในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 หากไม่เป็นเช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นกับไอจีบีที จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีทีนี้ จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน อัตราทนแรงดันไบแอสตรงและอุณหภูมิรอยต่อของไอจีบีทีตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา (dV_{DS}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแสแทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อและจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dV_{DS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้นี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ไอจีบีที

ค่า dV_{DS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่า ถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสน้อย แต่ก็ยังถือว่าโชคดีที่ขีดจำกัด dV_{DS}/dt ของไอจีบีทีมีค่า

สูงมาก เมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่นๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรสับเบอร์ เพื่อป้องกันการเลทซ์ก็ไม่มี ความจำเป็นต้องใช้ และการควบคุมค่า dV_{DS}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นด้วยการ ออกแบบวงจรขับเคลื่อน ที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GG} ที่เหมาะสม



รูปที่ 4.8 (a) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง

(b) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

4.9 คุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตชิงประเภทอื่น

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ไอจีบีทีที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ในขณะที่มีความต้านทานทางดำนินพุตสูง และมีความเร็วในการนำกระแสสูงเหมือนกับมอสเฟต

ในการใช้งานที่ย่านความถี่ปานกลาง สามารถนำไอจีบีทีไปใช้งานแทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์ ไทริสเตอร์ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับไทริสเตอร์ต่างๆไป ไอจีบีทีมีความเร็วในการสวิตช์ที่สูงกว่า และมีความต้านทานของอินพุตสูงกว่า สามารถทนต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์ (dV/dt) ที่สูงกว่า และมีวงจรรีบที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ในขณะที่ไทริสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอ (GTO) ก็สามารถควบคุมการนำ และหยุดนำกระแสได้ด้วยสัญญาณควบคุมที่ป้อนเข้าขาเกตได้ แต่ก็ต้องการกระแสไหลกลับทิศในการหยุดนำกระแสของจีทีโอ ในขณะที่การหยุดนำกระแสของจีทีโอ ทำได้โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตขับประจุออกมา แต่ไทริสเตอร์มีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่าไอจีบีที และมีค่าพิกัดการทนต่อกระแสเสิร์จ (Surge Current) ที่สูงกว่าไอจีบีที

ในการเปรียบเทียบความยากง่ายของวงจรรีบ จะสมมติว่าต้องการให้อุปกรณ์รับกระแสได้ 10 A ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ในการจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์จะควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานตามต้องการได้ เพราะว่าทรานซิสเตอร์กำลัง มีค่า β ที่ต่ำมาก ตัวอย่างเช่น ทรานซิสเตอร์ต้องการมีค่า β เท่ากับ 5 ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ได้ถึง 10 A จะต้องป้อนกระแสประมาณ 2 A เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ไอจีบีทีควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกต และขาซอร์ส ซึ่งต้องการกระแสจำนวนน้อยมาก อยู่ในหน่วยนาโนแอมป์ ก็สามารถทำให้ไอจีบีทีทำงานได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรรีบเกทของไอจีบีทีมีความง่ายกว่าวงจรรีบเบสของ ทรานซิสเตอร์มาก

ทรานซิสเตอร์อาจจะใช้วงจรดาร์ลิตัน (Darlington) ในการขยายค่า β เพื่อให้วงจรรีบง่ายขึ้น แต่ความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะหยุดนำกระแสจะสูงขึ้น

ส่วนวงจรรีบของไอจีบีทีกับมอสเฟต มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก จนสามารถใช้แทนกันได้ แต่ถ้าใช้งานในด้านความถี่ปานกลางที่พิกัดกระแส และความต่างศักย์ที่สูงแล้ว ก็ควรที่จะเลือกใช้ไอจีบีทีในการทำงานแทนมอสเฟต เนื่องจากมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่า

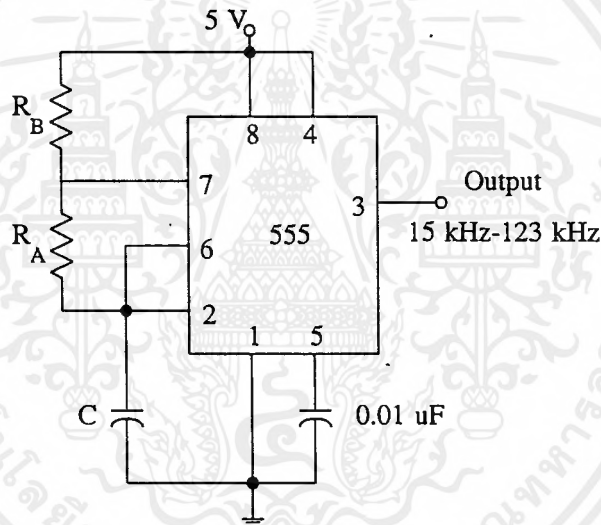
บทที่ 5

วงจรที่ใช้ในโรงงาน

5.1 วงจรควบคุม

เป็นวงจรสร้างสัญญาณที่จะนำไปใช้ควบคุมการทำงานของไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวในวงจรกำลัง เพื่อให้ได้เอาต์พุตตามที่ต้องการ ซึ่งในส่วนของวงจรควบคุมนี้จะประกอบไปด้วยวงจรสร้างความถี่ วงจรนับ และอีพรอม (EPROM) ซึ่งแต่ละวงจรจะมีรายละเอียดดังนี้

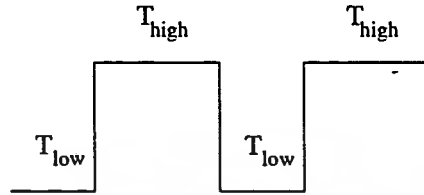
5.1.1 วงจรสร้างความถี่



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรสร้างความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ 555

ในวงจรสร้างความถี่นี้จะใช้ไอซี เบอร์ 555 ซึ่งมีลักษณะการทำงานคือในขณะที่เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 นั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จด้วยวงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ผ่านเข้ามาทาง R_A และ R_B ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ เมื่อ C ถูกชาร์จและมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 2 ใน 3 ของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง นั่นคือ $\text{Input-threshold} = 2/3 V_{CC}$ ช่วงนี้จะเกิดออกจากวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เข้าสู่ฟลิปฟล็อป ทำให้ฟลิปฟล็อปเปลี่ยนสถานะ (State) เป็นผลให้เอาต์พุตของ 555 เป็นลอจิก 0 และช่วงนี้ทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสไฟฟ้า ในเวลาเดียวกัน C จะคายประจุผ่าน R และทรานซิสเตอร์ เมื่อแรงดันตกคร่อม C ลดลงเหลือประมาณ $1/3 V_{CC}$ นั่นคืออินพุตทริกเกอร์ (Input Trigger) เท่ากับ $V_{CC}/3$ ก็จะเกิดสัญญาณออกจากวงจรเปรียบเทียบอีกตัวหนึ่งแล้วสู่ฟลิปฟล็อป ทำ

ให้สถานะเอาต์พุตของฟลิปฟล็อปเปลี่ยนกลับไปยังสถานะเดิม และเอาต์พุตของ 555 ก็เป็นลอจิก 1 อีก และเริ่มต้นใหม่อีกคือ C จะถูกชาร์จอีก เอาต์พุตของ 555 ยังคงเป็นลอจิก 1 และเอาต์พุตของ 555 จะกลายเป็นลอจิก 0 เมื่อ C คายประจุ ผลลัพธ์ของการทำงานดังกล่าวทำให้ได้เอาต์พุตพัลส์เป็นรูปสี่เหลี่ยมต่อเนื่องกันตลอดเวลาดังรูป



รูปที่ 5.2 คาบเวลาในการ ON และ OFF ของไอซีเบอร์ 555

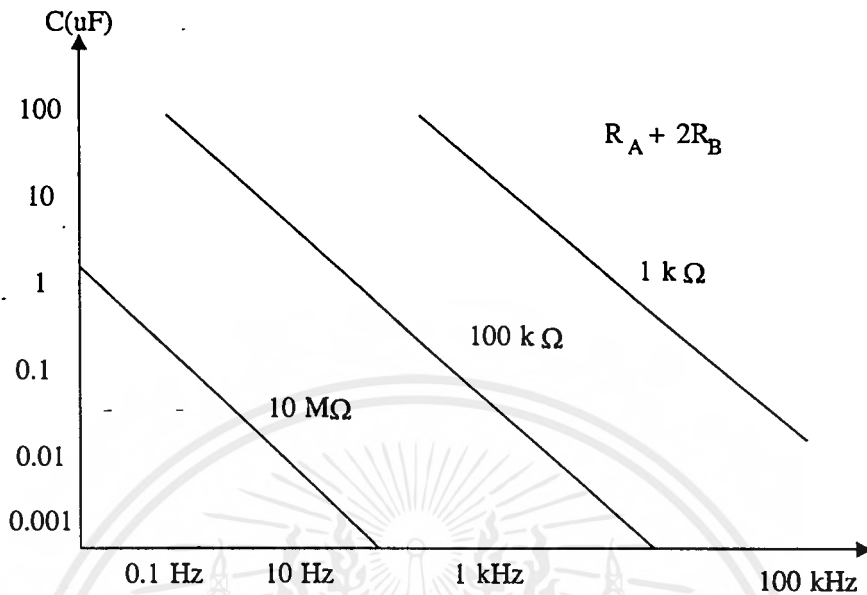
จากรูปจะเห็นว่าคาบเวลาในการ ON และ OFF จะไม่เท่ากันแต่ทำให้ใกล้เคียงกันได้ สำหรับความกว้างของพัลส์แต่ละลูกจะขึ้นกับค่า R_A , R_B และ C โดยในขณะที่เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 จะมีคาบเวลา T_{high} เท่ากับ $0.67(R_A + R_B)C$ ในขณะที่เอาต์พุตมีลอจิก 0 จะมีคาบเวลา T_{low} เท่ากับ $0.67R_B C$

ใน 1 คาบ

$$\begin{aligned} T &= T_{high} + T_{low} \\ &= 0.67(R_A + R_B)C + 0.67R_B C \\ &= 0.67(R_A + 2R_B)C \end{aligned}$$

ความถี่

$$\begin{aligned} &= 1/T \\ &= \frac{1.49}{(R_A + 2R_B)C} \text{ Hz} \end{aligned}$$



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงเส้น $R_A + 2R_B$ ซึ่งสัมพันธ์กับ C และความถี่เอาต์พุต

โดยในโครงการนี้จะสร้างความถี่ขึ้นในช่วงระหว่าง 15 kHz ถึง 123 kHz ซึ่งจะสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้โดยการปรับค่า R_B และจะเลือกใช้ $C = 1 \text{ nF}$ $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ และ R_B เป็นตัวต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ 50 k Ω

จากสมการของความถี่จะได้ว่า

$$f_{\max} = \frac{1.49}{[1000 + 2(5560)]10^{-9}} \approx 123 \text{ kHz}$$

นั่นคือจะปรับค่า R_B ให้เท่ากับ 5.56 k Ω

$$\text{และ} \quad f_{\min} = \frac{1.49}{[1000 + 2(50000)]10^{-9}} \approx 15 \text{ kHz}$$

นั่นคือจะปรับค่า R_B ให้เท่ากับ 50 k Ω

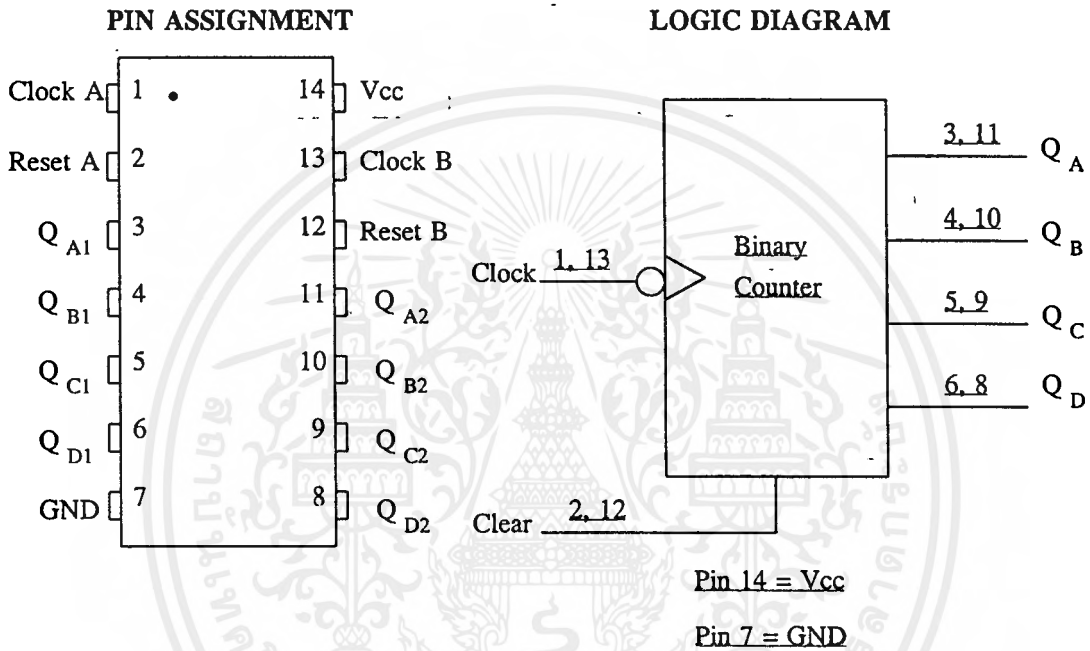
5.1.2 วงจรมับ

วงจรมับเป็นส่วนรับสัญญาณความถี่ความคม และจะให้เอาต์พุตเป็นเลขฐานสอง ซึ่งค่าเอาต์พุตนี้จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจาก 0 ถึง 1535 เพื่อใช้ชี้ตำแหน่งของข้อมูลในอีพროมเพื่อนำมาใช้งาน

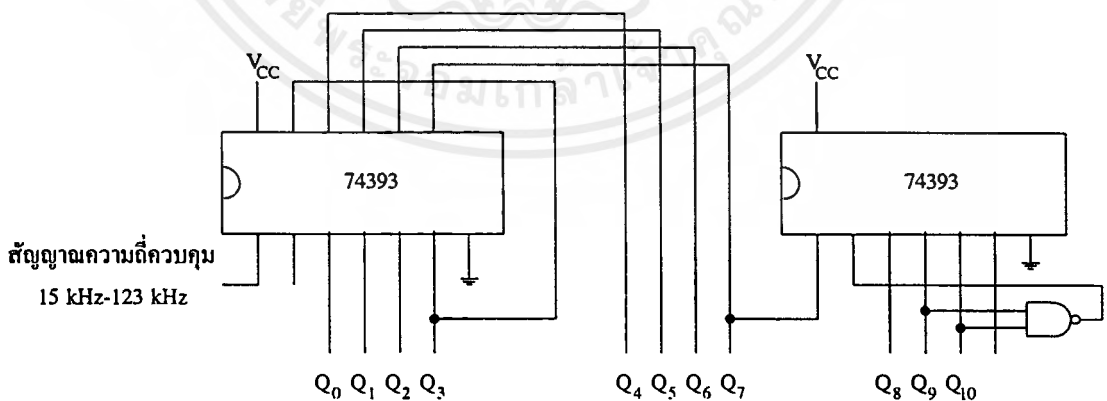
วงจรมับที่ใช้ในโครงการนี้จะป็นวงจรมับ 1536 โดยสร้างจากไอซีวงจรมับสำเร็จรูปเบอร์ 74393 ซึ่งภายในไอซีเบอร์ 74393 หนึ่งตัวนั้นจะมีวงจรมับสิบหก 2 ชุด การสร้างวงจรมับ 1536 จึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

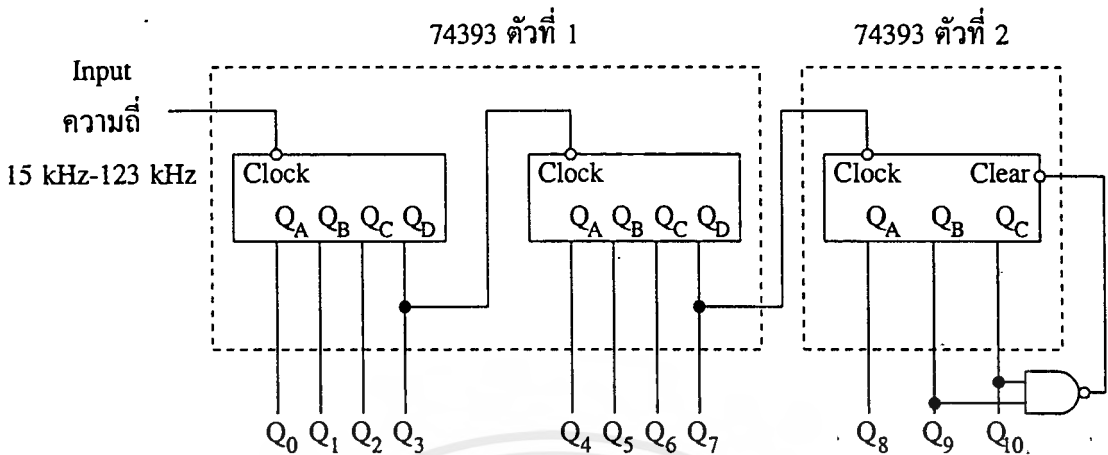
สามารถใช้ไอซี 74393 จำนวน 2 ตัว เป็นวงจรนับสิบหก 2 วงจร และวงจรนับหก 1 วงจร รวมนับได้ $16 \times 16 \times 6 = 1536$ ซึ่งในการต่อวงจรจะนำส่วนทั้งหมดนี้มาเรียงต่อกันให้บิตสูงสุดของวงจรมับสิบหกชุดแรกเป็นสัญญาณนาฬิกา (Clock) ให้กับวงจรมับสิบหกชุดที่ 2 แล้วนำบิตสูงสุดของวงจรมับสิบหกชุดที่ 2 นี้ไปเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรมับหกต่อไป ซึ่งรวมทั้งหมดก็จะได้วงจรมับ 1536 ลักษณะของไอซี 74393 และวงจรมับ 1536 จะแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 5.4 แสดงไอซีวงจรมับ 74393



(a)



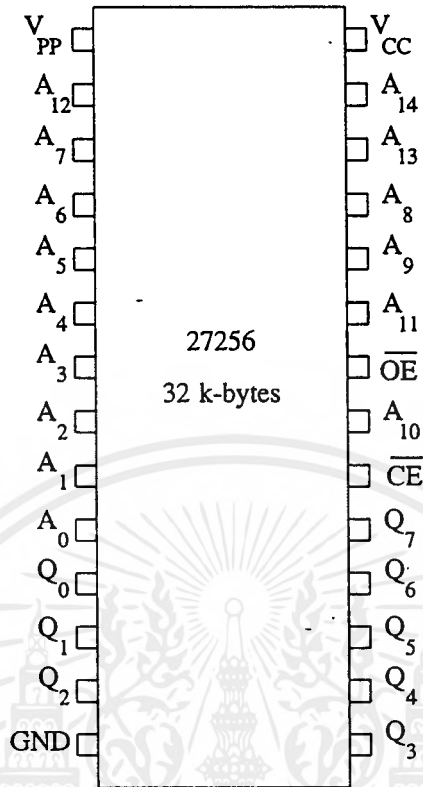
(b)

รูปที่ 5.5 แสดงการสร้างวงจรนับ 1536 โดยใช้ไอซีเบอร์ 74393

เอาต์พุตทั้ง 11 เส้นของวงจรนับ 1536 จะต่อเข้ากับอีพรอม เพื่อใช้ในการอ้างอิงตำแหน่งของข้อมูลที่เก็บอยู่ในอีพรอม

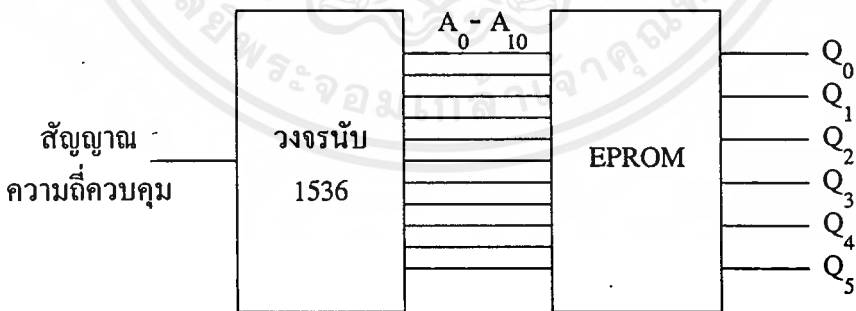
5.1.3 อีพรอม (EPROM)

โครงการนี้จะใช้อีพรอมเบอร์ 27256 โดยจะรับอินพุตจากวงจรนับเพื่ออ่านข้อมูลที่เก็บอยู่ภายใน ซึ่งข้อมูลเหล่านี้เมื่อนำมาเรียงต่อกันจะเป็นรูปคลื่นพัลส์วอร์มอดูเลชัน (PWM) โดยคลื่นพัลส์วอร์มอดูเลชันนี้จะเป็นชนิดอัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์เท่ากับ 40 และมีอัตราส่วนแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ต่อแอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยมเท่ากับ 1 ซึ่งอีพรอมเบอร์นี้จะมีขนาด 32 k-Bytes และจะบรรจุข้อมูลของรูปคลื่นพัลส์วอร์มอดูเลชันเอาไว้ตั้งแต่บรรทัดที่ 0 ถึง 1535

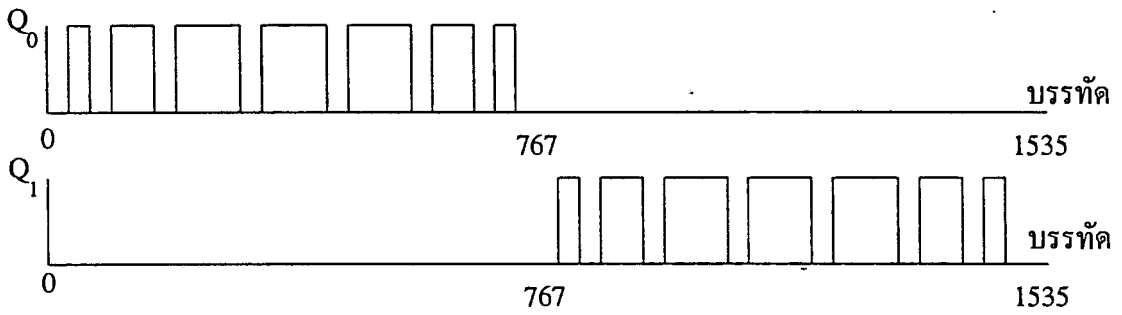


รูปที่ 5.8 อีพ롬เบอร์ 27256

ข้อมูลในบิตที่ 1, 3 และ 5 จะมีลักษณะเป็นข้อมูลที่ต่างเฟสกัน 120° และบิตที่ 1 กับบิตที่ 2 ก็ต่างเฟสกัน 180° ด้วย



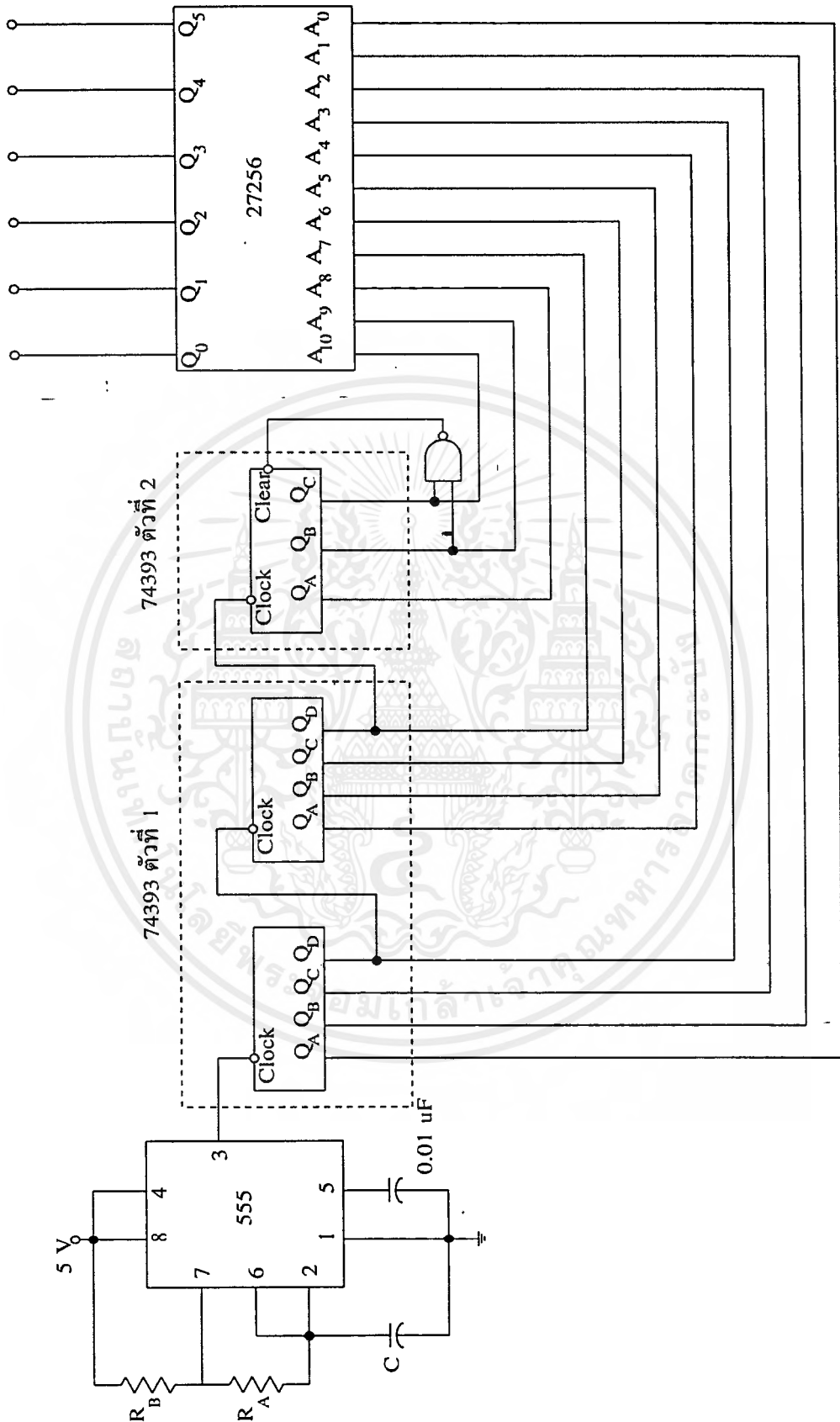
รูปที่ 5.7 การต่อวงจรรนับเพื่อนำข้อมูลออกจากอีพ롬



รูปที่ 5.8 ลักษณะข้อมูลในบิตที่ 1 และบิตที่ 2 ซึ่งต่างเฟสกัน 180°



รูปที่ 5.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนวงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.10 แสดงการต่อวงจรการทำงานของไอซีเบอร์ 555 กับวงจรนับและอิพอรอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

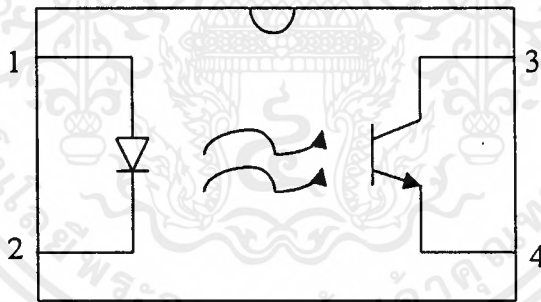
5.2 วงจรขับเคลื่อนของไอจีบีที

เป็นวงจรที่ใช้เพื่อปรับสัญญาณจากวงจรควบคุมให้มีความเหมาะสมสำหรับใช้ขับเคลื่อนของ ไอจีบีที ประกอบด้วยออปโตไอโซเลเตอร์ (Optoisolator) และชุดวงจรขับเคลื่อนไอจีบีที ซึ่งมีทั้งหมด 6 ชุด

5.2.1 ออปโตไอโซเลเตอร์ (Optoisolator)

ออปโตไอโซเลเตอร์เป็นไอซีที่นำมาใช้เพื่อจุดประสงค์ในการแยกกราวด์ (Ground) ของ วงจรควบคุมกับวงจรกำลังออกจากกัน เนื่องจากวงจรควบคุมและวงจรกำลังควรจะต้องมีกราวด์ แยกจากกัน เพราะมีเช่นนั้นแล้ว ในขณะที่วงจรกำลังเกิดการผิดปกติ เช่น เกิดการลัดวงจร กระแสที่ ไหลในวงจรกำลังจะไหลผ่านกราวด์ที่ต่อร่วมกันอยู่เข้าสู่วงจรควบคุม ทำให้วงจรควบคุมเสียหาย ได้

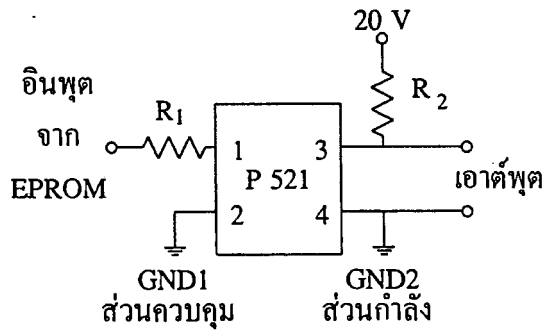
เมื่อวงจรควบคุมและวงจรกำลังมีกราวด์แยกกันแล้ว วงจรทั้งสองจะไม่เชื่อมต่อกันทางไฟ ฟ้า การที่วงจรควบคุมจะส่งสัญญาณไปสู่วงจรกำลังได้ก็อาจต้องอาศัยการเหนี่ยวนำ หรือใช้หม้อ แปลงไอโซเลต แต่จะมีอีกวิธีที่นิยมใช้กันก็คือการใช้พลังงานแสงหรือใช้ออปโตไอโซเลเตอร์



รูปที่ 5.11 ลักษณะภายในของออปโตไอโซเลเตอร์

จากลักษณะภายในจะสามารถอธิบายการทำงานได้คือ เมื่อมีกระแสไหลผ่านไดโอดที่อยู่ ภายในออปโตไอโซเลเตอร์ ไดโอดภายในนี้จะเปล่งแสง ทำให้ทรานซิสเตอร์ภายในทำงาน แล้วส่ง เอาต์พุตออกมา เอาต์พุตที่ได้จากออปโตไอโซเลเตอร์จะมีทิศทางกลับกันกับอินพุตหรือไม่จะขึ้นอยู่กับวิธีการต่อ

ออปโตไอโซเลเตอร์ที่เคยใช้ในโครงการนี้คือเบอร์ 4N25 และ P 521 แต่ P 521 มีความเร็วเหนือกว่า 4N25 การใช้งานในภายหลังนี้จึงใช้แต่ P 521 ซึ่งมีลักษณะดังรูป



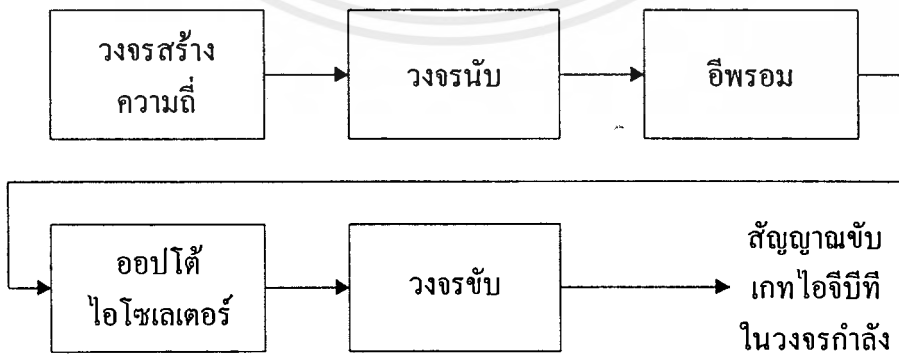
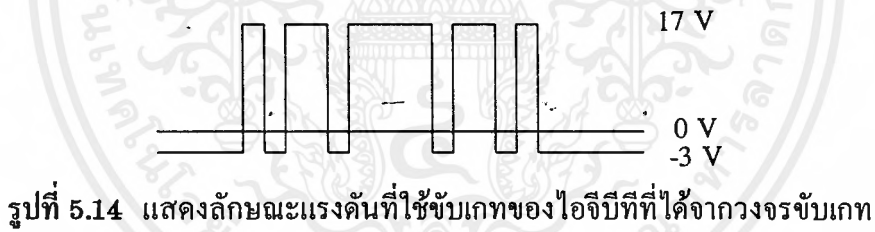
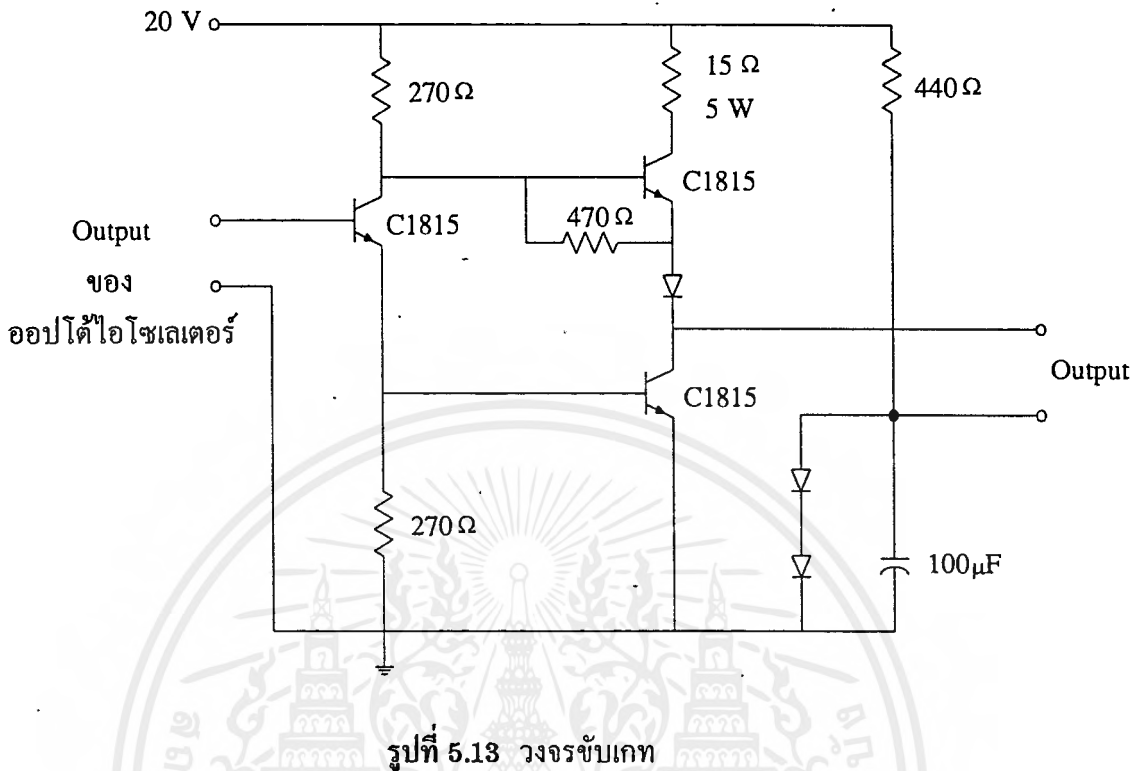
รูปที่ 5.12 แสดงไอซีออปโต้ไอโซเลเตอร์ เบอร์ P 521

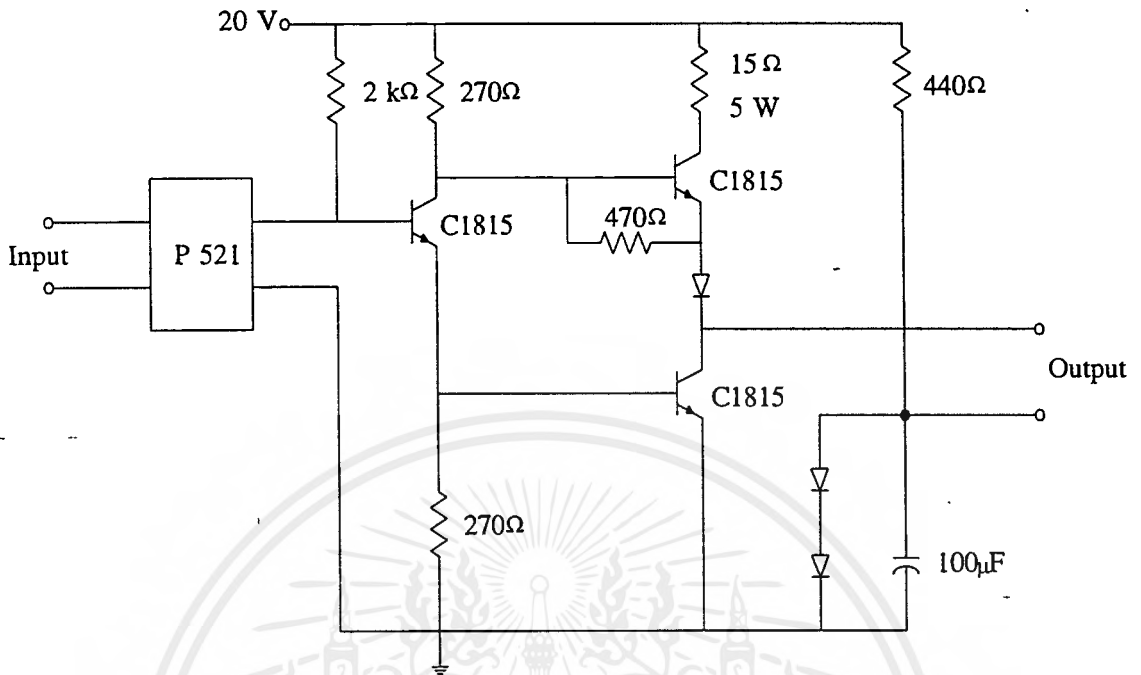
R_1 และ R_2 เป็นค่าที่มีผลต่อความเร็วของสัญญาณที่ใช้งาน การเลือกค่าที่เหมาะสมจำเป็นต้องใช้การทดลองสุ่มดูตามวงจรที่ต่อ แต่ค่า R_1 และ R_2 ที่ใช้ในโครงงานนี้ก็คือ R_1 เท่ากับ 5 Ω และ R_2 เท่ากับ 2 k Ω

จากที่กล่าวมาออปโต้ไอโซเลเตอร์จึงเป็นอุปกรณ์ที่สามารถส่งสัญญาณจากวงจรควบคุมไปสู่วงจรกำลังได้โดยการส่งผ่านทางแสง

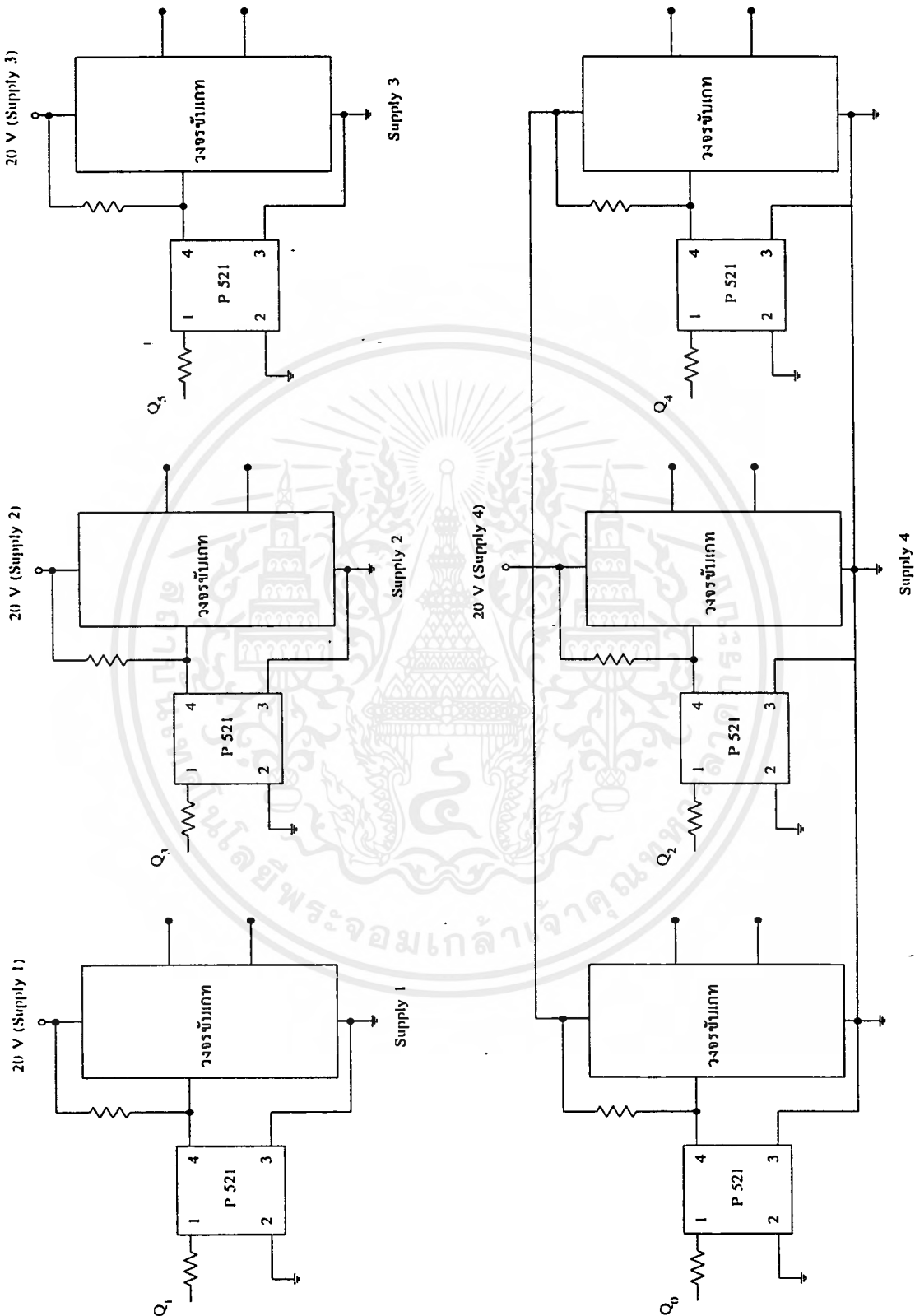
5.2.2 วงจรขับเกท

หลังจากผ่านออปโต้ไอโซเลเตอร์แล้ว สัญญาณที่ได้จะยังไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ขับไอจีบีที ดังนั้นจะต้องส่งผ่านชุดวงจรขับ ซึ่งจะมีทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่หลักในการขยายกระแสและเพิ่มแรงดันให้เหมาะสมสำหรับการขับไอจีบีที ซึ่งแรงดันในการขับที่ได้จะมีทั้งซิกบวกและซิกลบ ซึ่งแสดงไว้ดังรูป 5.14





รูปที่ 5.16 วงจรการทำงานของอปโตไอโซเลเตอร์กับวงจรขับเคลื่อน

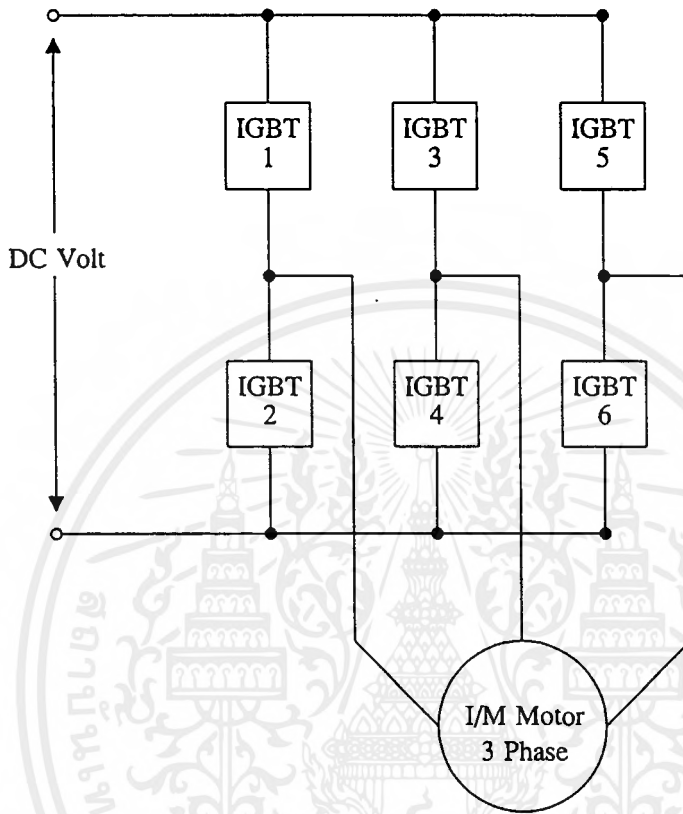


รูปที่ 5.17 ลักษณะของการใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงในส่วนของวงจรขับเคลื่อนไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

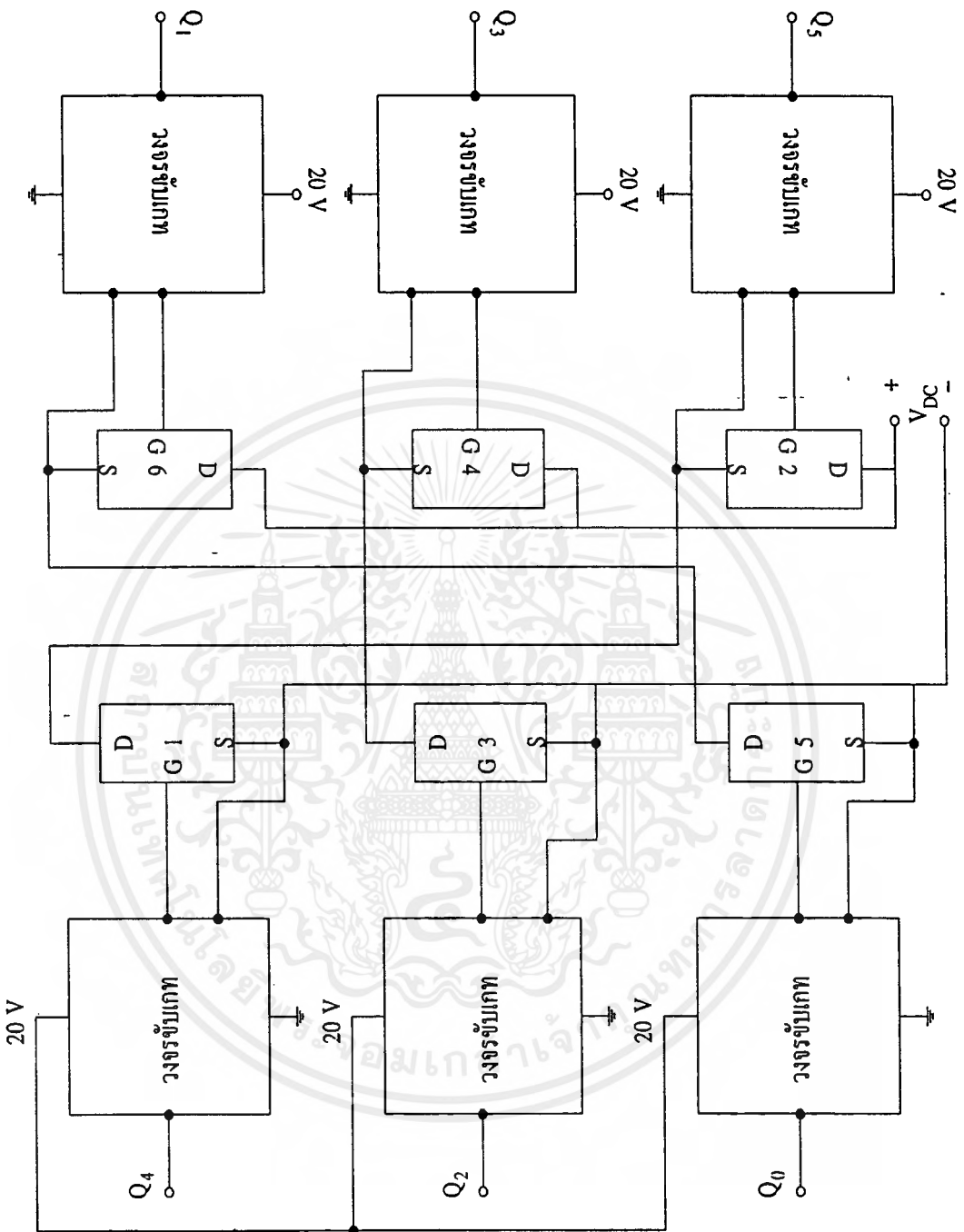
5.8 วงจรกำลัง

วงจรกำลังที่ใช้ในโครงการ เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส มีลักษณะดังรูป



รูปที่ 5.18 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

โดยไอจีบีทีที่ใช้เป็นเบอร์ MGW 12N120D ซึ่งสามารถรับกระแสได้ 12 A และรับแรงดันกระแสตรงได้ 1200 โวลต์ และจะมีไดโอดแบบอัลตราฟาสต์ (Ultra Fast) อยู่ภายใน ซึ่งค่าตัวชี้ที่จะแสดงไว้ในภาคผนวก

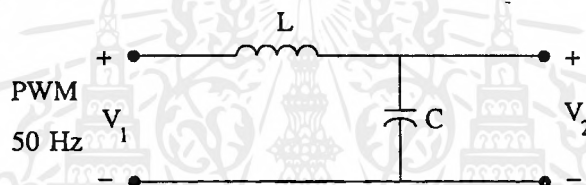


รูปที่ 5.19 วงจรการทำงานของวงจรขับเกตกับไอจีบีที

5.4 วงจรกรองสัญญาณ (Filter)

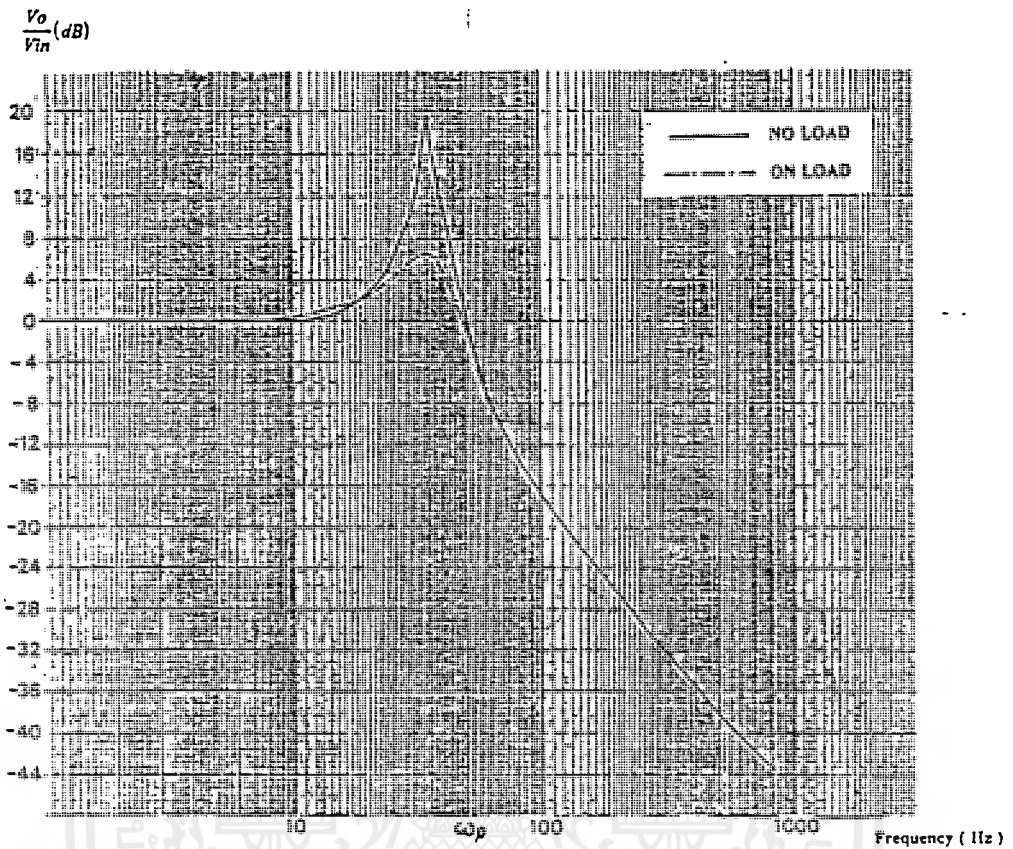
การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองสัญญาณ

การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่เหมาะสมเพื่อใช้ในวงจรกรองสัญญาณมีความจำเป็นมาก ทั้งนี้เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่เหมาะสมจะทำให้แรงดันที่ออกมาจากวงจรกรองสัญญาณมีค่าไม่สูงจนเกินไป ซึ่งถ้าหากใช้ค่าที่ไม่เหมาะสมแล้ว จะทำให้เกิดโอเวอร์ชูตหรือแรงดันค่าสูง อาจทำให้วงจรเกิดความเสียหายได้ วงจรกรองสัญญาณจะรับแรงดันที่มีลักษณะเป็นคลื่นพัลส์วอร์มอดูเลชัน จากนั้นจะผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งในตัวเหนี่ยวนำก็จะมีค่าความต้านทานอยู่ค่าหนึ่ง (R) ซึ่งต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำอยู่ จากนั้นก็จะนำมาผ่านตัวเก็บประจุ (C) ดังวงจรสมมุทธ์ข้างล่าง และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งมีความถี่เท่ากับสัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชันคือ 50 Hz

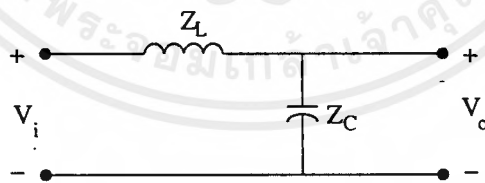


รูปที่ 5.20 แสดงวงจรกรองสัญญาณ

สัญญาณพัลส์วอร์มอดูเลชันที่ได้มาจากการขับไอจีบีทีที่มีความถี่ 50 Hz จะถูกกรองโดยอาศัยหลักการของวงจรกรองที่ผ่านได้เฉพาะความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) กำหนดให้มีการตัดออฟ (Cut-off) [หมายเหตุ ความถี่ตัดออฟ (Cut-off Frequency) คือ ความถี่ขณะที่สัญญาณมีค่าเป็น 0.707 เท่าของสัญญาณเอาต์พุต (0.707V_o)] ที่ความถี่ 50 Hz สัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 50 Hz จะไม่สามารถผ่านมาได้ แต่สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ลงไปจะผ่านไปได้ แต่เนื่องจากสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เข้ามามีความถี่ 50 Hz ดังนั้นจึงไม่มีผลเนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่า 50 Hz หรือถ้ามีก็น้อยมาก ส่วนที่เป็นหลักเป็นสัญญาณที่มีความถี่ 50 Hz (Fundamental) ก็จะผ่านไปได้ เราจึงต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่สอดคล้องกับความถี่ตัดออฟ 50 Hz ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้



รูปที่ 5.21 ลักษณะการกรองของสัญญาณของวงจรกรองกระแสแบบความถี่ต่ำผ่าน เมื่อ ω_p คือ ความถี่คัตออฟ



รูปที่ 5.22 แสดงรูปวงจรที่ใช้หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

จากรูป สามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) โดยอาศัยสมการจุดร่วม (Node Equation) นั่นคือ

$$\frac{V_o}{Z_C} = \frac{V_o - V_i}{Z_L}$$

และ

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$Z_L = j\omega L$$

$$V_{oSC} = \frac{V_o - V_i}{SL}$$

$$V_o S^2 LC = V_o - V_i$$

$$V_o - V_o S^2 LC = V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{S^2 LC}$$

$$= \frac{1}{LC}$$

$$\frac{1}{1 - S^2}$$

$$LC$$

$$= \frac{-1}{LC}$$

$$LC$$

$$\frac{S^2 - 1}{LC}$$

$$LC$$

จากรูปทั่วไปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega^2}{S^2 + 2\omega\delta S + \omega^2}$$

ดังนั้น

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ใช้กับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับค่อนข้างจะหาได้ยาก จึงต้องกำหนดค่าที่เจาะจงลงไป ส่วนค่าของตัวเหนี่ยวนำ สามารถพินได้เองตามค่าที่ต้องการ ซึ่งในโครงการงานนี้จะใช้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 1250 μF ดังนั้นจะคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำ เมื่อใช้ความถี่เท่ากับ 50 Hz ได้ดังนี้

จาก

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 50)^2 \times 1250 \times 10^{-6}}$$

$$= 8 \text{ mH}$$

การพันตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำแบ่งออกเป็น 2 ชนิดตามการใช้งานคือ

1. ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับไฟฟ้ากระแสตรง จะใช้ในวงจรเรียงกระแส

2. ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ จะใช้ในวงจรกรองสัญญาณซึ่งเป็นลักษณะเดียวกับที่ใช้ในโรงงาน ซึ่งจะสามารถคำนวณหาขนาดของขดลวดทองแดง จำนวนรอบของขดลวดขนาดของแกนเหล็ก และระยะแก๊ป ได้ดังนี้

จาก

$$E = 4.44NfBA$$

เมื่อ

E = แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น (โวลต์)

f = ความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้ (Hz)

N = จำนวนรอบของขดลวด

B = ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก (T)

A = พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (m^2)

โดยที่โรงงานนี้ต้องการตัวเหนี่ยวนำขนาด 8 mH ทนกระแสได้ 5 A

จาก

$$V = IZ_L$$

$$= I \times 2\pi fL$$

$$V = 5 \times 2\pi \times 50 \times 8 \times 10^{-3}$$

$$= 12.57 \text{ V}$$

จะหาขนาดของแกนเหล็กได้จาก

$$A = \frac{\sqrt{VA}}{5.58 \times 2}$$

$$A = \frac{\sqrt{12.57 \times 5}}{5.58 \times 2}$$

$$= 0.71 \text{ inch}^2$$

เลือกแกนเหล็กขนาด $1" \times 1"$

จาก $E = 4.44NfBA$

เมื่อ $A = 1" \times 1" (1 \times 1 \times 2.54^2 \times 10^{-4})$

$B = 1 \text{ T}$

$f = 50 \text{ Hz}$

$E = V$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าในสมการจะได้

$$12.57 = 4.44 \times 50 \times N \times 1 \times 1 \times 1 \times 2.54^2 \times 10^{-4}$$

$$N = 87.76$$

เลือก $N = 88$ รอบ

ขนาดของขดลวดจะใช้เบอร์ AWG 17

หาระยะเก็บที่เหมาะสมจาก

$$L = \frac{N^2}{R}$$

โดย

$$R = \frac{l}{\mu_0 A}$$

$$l = 2g$$

ดังนั้น

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A}{2g}$$

$$g = \frac{N^2 \mu_0 A}{2L}$$

$$= \frac{88^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 2.54^2 \times 10^{-4}}{2 \times 8 \times 10^{-3}}$$

$$= 0.4 \text{ mm}$$

ปัญหาและเทคนิคในการพันตัวเหนี่ยวนำ

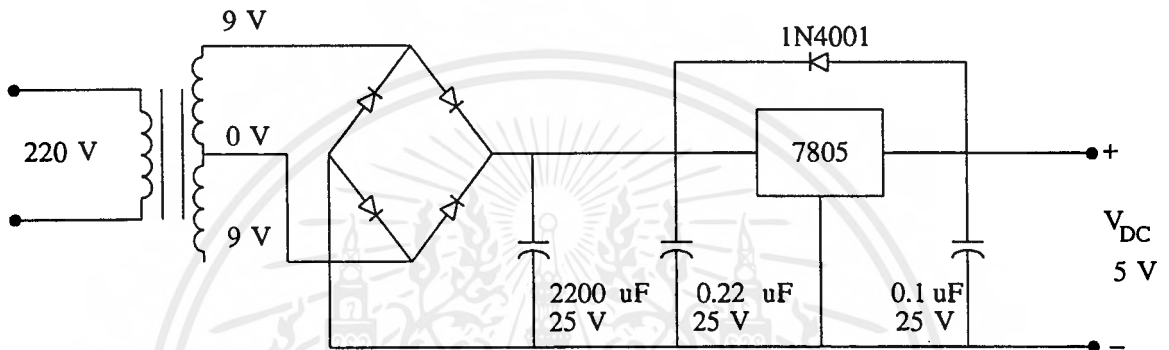
ในการพันจริงแล้วระยะเก็บที่ได้จะมีค่าไม่ตรงตามที่คำนวณไว้นัก และจำนวนรอบที่ได้จากการคำนวณก็เป็นเพียงค่าโดยประมาณ ซึ่งในการพันจริง จะต้องทำการวัดค่า และเพิ่มหรือลดจำนวนรอบให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามที่ต้องการ แล้วปรับค่าความเหนี่ยวนำโดยละเอียดอีกครั้ง โดยการปรับระยะเก็บ

5.5 วงจรไฟเลี้ยง

วงจรไฟเลี้ยงที่ใช้มีทั้งหมด 2 แบบ คือ

5.5.1 วงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์

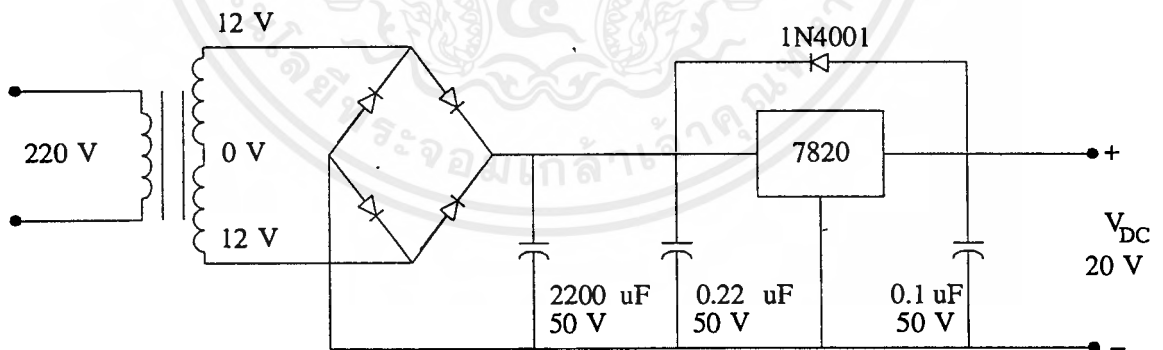
จะใช้ 1 วงจรเพื่อเป็นซัพพลาย (Supply) ให้กับวงจรควบคุมทั้งหมด และเป็นอินพุตของ ออปโตไอโซเลเตอร์ (optoisolator) จำนวน 6 ตัว ซึ่งวงจรไฟเลี้ยงนี้จะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 5.23 วงจรไฟเลี้ยง 5 โวลต์

5.5.2 วงจรไฟเลี้ยง 20 โวลต์

จะใช้ 4 วงจร เพื่อเป็นซัพพลายให้กับชุดขับไอจีบีที 6 ชุด โดยวงจรนี้จะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 5.24 วงจรไฟเลี้ยง 20 โวลต์

บทที่ 6

ผลการทดลอง

ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองขับอินดักชันมอเตอร์ 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz ขณะหมุนในสภาวะไร้อโหลด

Frequency (Hz)	DC Volt (V)	I (A)	Speed (rpm)
10	60	0.4	295
20	100	0.6	588
30	155	0.8	895
40	220	1.1	1215
50	290	1.3	1515
60	300	1.3	1866
70	300	1.3	2050
80	300	1.3	2365

ตารางที่ 6.2 ผลการทดลองขับอินดักชันมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 0.8 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็นประสิทธิภาพรวมของอินดักชันมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์

Frequency (Hz)	DC Volt (V)	I (A)	Speed (rpm)	Torque (N-m)	Efficiency (%)
10	50	1.1	294	0.55	47
20	100	1.3	586	0.55	54
30	150	1.5	882	0.55	55
40	220	1.6	1151	0.55	54
50	280	1.6	1440	0.55	56
60	300	1.4	1732	0.55	55
70	300	1.4	2056	0.55	62
80	300	1.5	2362	0.55	65

ตารางที่ 6.3 ผลการทดลองขับอินดักชันมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 1 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็นประสิทธิภาพรวมของอินดักชันมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์

Frequency (Hz)	DC Volt (V)	I (A)	Speed (rpm)	Torque (N-m)	Efficiency (%)
10	55	1.25	284	0.71	45
20	100	1.5	550	0.71	51
30	160	1.5	848	0.71	55
40	220	1.5	1170	0.71	57
50	280	1.6	1436	0.71	58
60	300	1.5	1721	0.71	57
70	300	1.5	2005	0.71	63
80	300	1.5	2345	0.71	70

ตารางที่ 6.4 ผลการทดลองขับอินดักชันมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า 4 ขั้ว 220 โวลต์ 50 Hz หมุนในสภาวะมีโหลดเป็นน้ำหนักถ่วง 1.2 กก. และประสิทธิภาพที่ได้เป็นประสิทธิภาพรวมของอินดักชันมอเตอร์ และอินเวอร์เตอร์

Frequency (Hz)	DC Volt (V)	I (A)	Speed (rpm)	Torque (N-m)	Efficiency (%)
10	60	1.5	275	0.86	42
20	100	1.4	540	0.86	54
30	160	1.5	828	0.86	59
40	220	1.5	1150	0.86	60
50	280	1.6	1428	0.86	61
60	300	1.5	1704	0.86	61
70	300	1.6	1985	0.86	68
80	300	1.6	2312	0.86	72



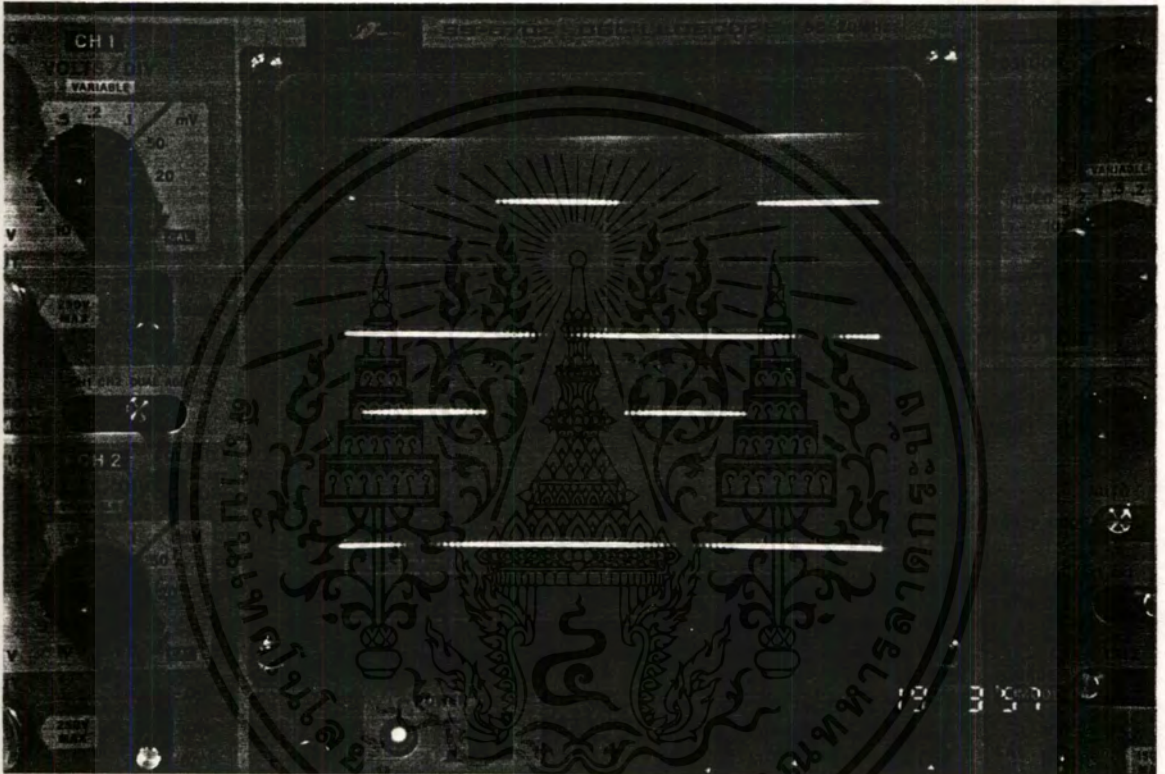
Volt/Div = 2

Time/Div = 10 μ sec

รูปที่ 6.1 ลักษณะสัญญาณพัลส์ที่ออกจากวงจรสร้างควมถี่ 31.25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ออกจากอีพรอมที่ขา Q_2 กับ Q_3 จะมีเฟสต่างกัน 180° เพื่อใช้ขับไอจีบีทีคู่ที่อยู่ในเฟสเดียวกัน

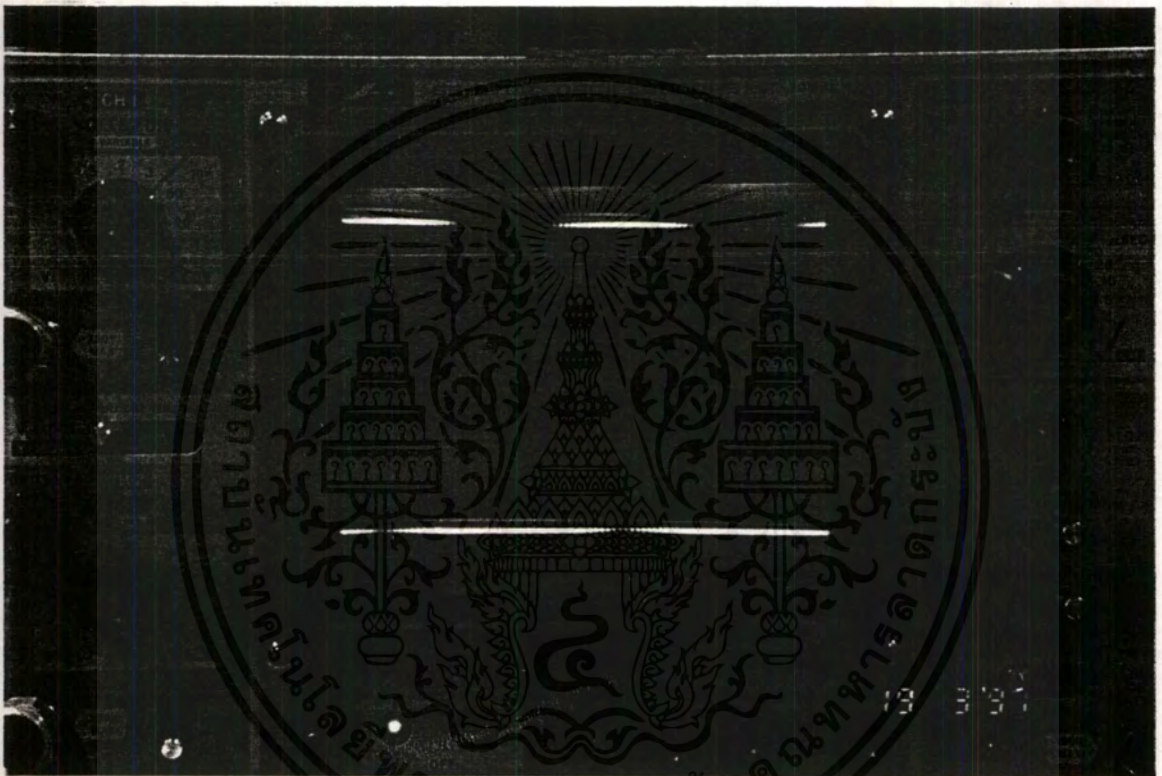


Volt/Div = 2

Time/Div = 10 msec

รูปที่ 6.2 ลักษณะสัญญาณที่ออกจากอีพროมที่ขา Q_2 กับ Q_3

ลักษณะสัญญาณเมื่อนำไปจับไอจีบีที พบว่าขนาดแรงดันจะลดลงมาเล็กน้อยเนื่องจากผลของความต้านทานภายใน



Volt/Div = 2

Time/Div = 10 msec

รูปที่ 6.3 ลักษณะสัญญาณเมื่อนำไปจับไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

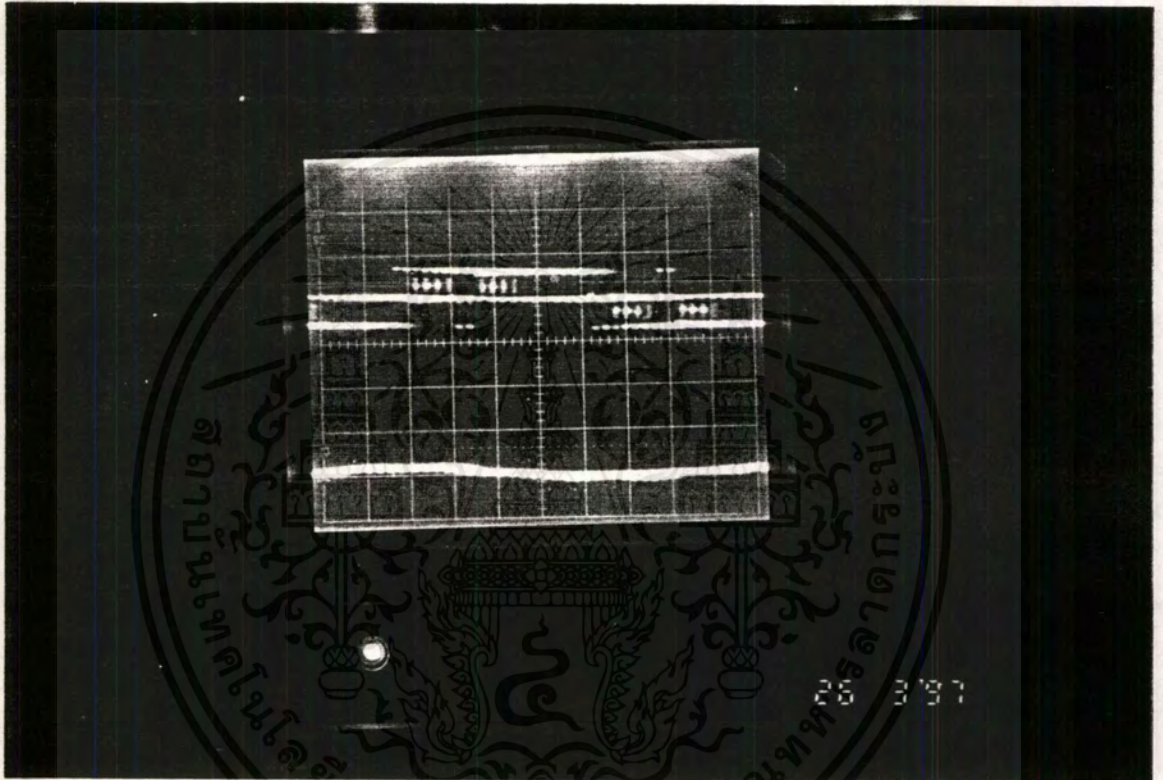


Volt/Div = 2

Time/Div = 5 msec

รูปที่ 6.4 ลักษณะสัญญาณไลน์ทูล์ไลน์โวลต์เตจที่จับได้เมื่อนำไปขับมอเตอร์ตอนสภาวะ
ไม่มีโหลด

เมื่อนำอินเวอร์เตอร์ไปทดลองขับมอเตอร์ 3 เฟส ขนาด 1 แรงม้า วัสดุฉนวนที่ขั้วของมอเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ โดยใช้ฮอสซิสโคสโคปได้ดังนี้

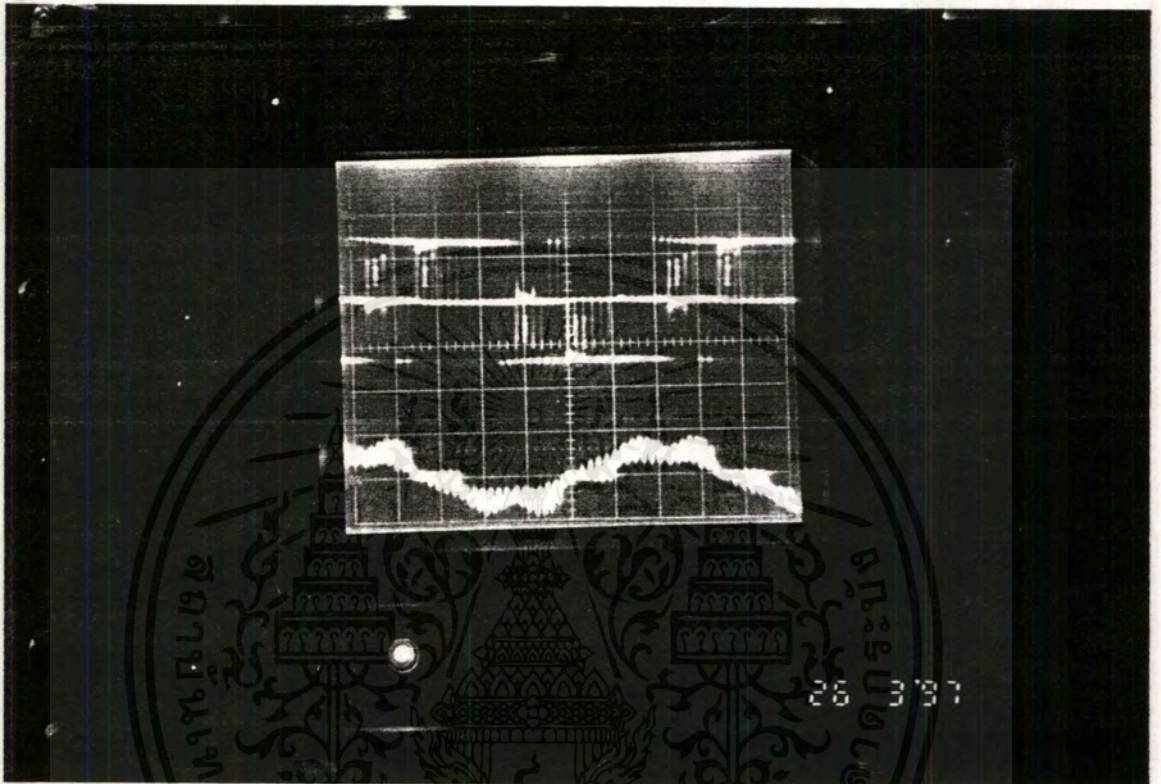


V/Div = 100

Time/Div = 10 msec

รูปที่ 6.5 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ความถี่ 10 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

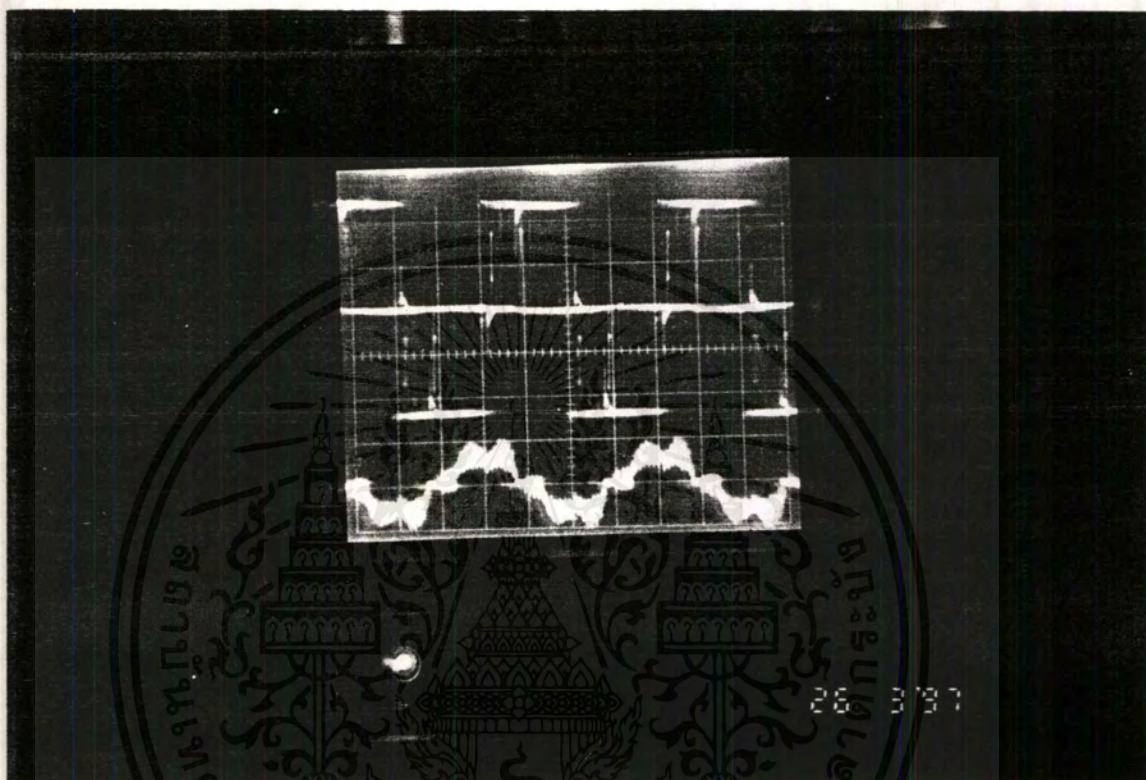


V/Div = 100

Time/Div = 5 msec

รูปที่ 6.6 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ ความถี่ 30 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

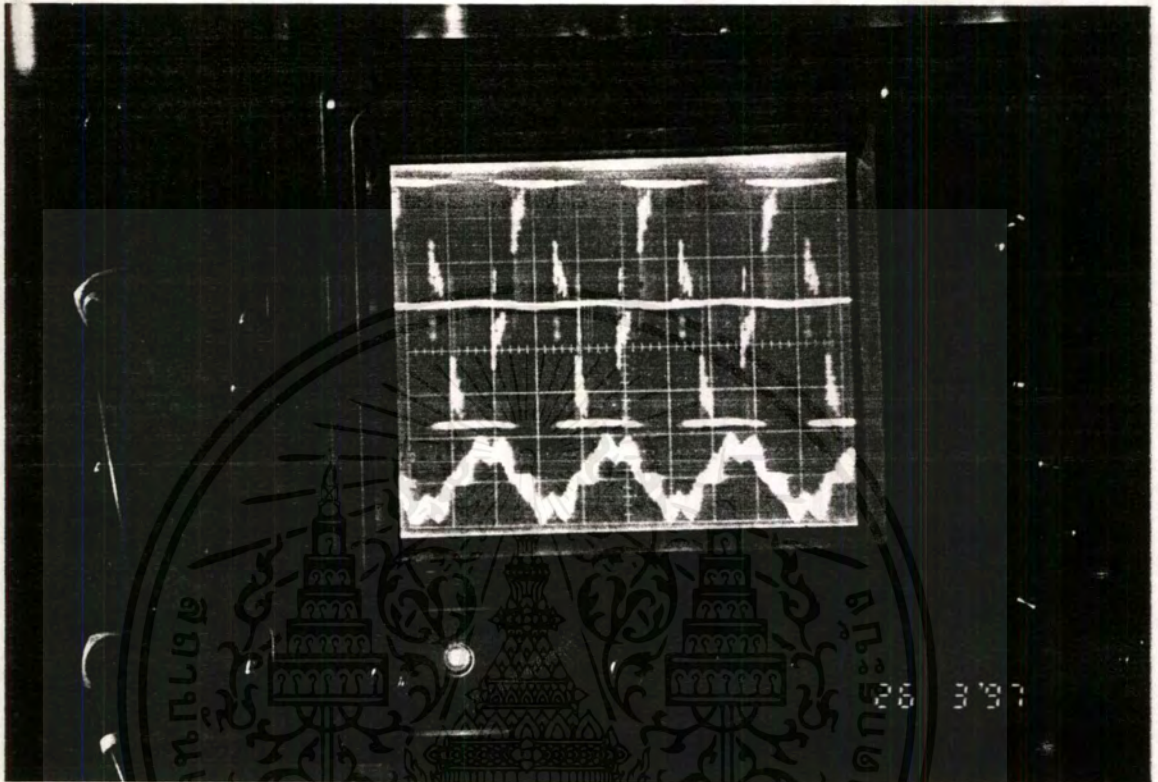


V/Div = 100

Time/Div = 5 msec

รูปที่ 6.7 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับเคลื่อนมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่ ความถี่ 50 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$V/Div = 100$$

$$Time/Div = 5 \text{ msec}$$

รูปที่ 6.8 แสดงลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน ขณะขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ที่
ความถี่ 70 Hz โดยมอเตอร์ไม่มีโหลด

บทที่ 7

สรุปผลและวิจารณ์

ในโครงการานโวลต์เตจต่อความถี่อินเวอร์เตอร์นี้ มีเป้าหมายที่จะสร้างอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับความถี่ได้ เพื่อทำงานร่วมกันกับคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตได้ โดยให้ทั้งสองส่วนทำงานร่วมกันเพื่อการควบคุมอินดักชันมอเตอร์ หลักการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ จะใช้การเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันที่ใช้ในการควบคุมการสวิทช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันจะถูกเก็บอยู่ในอีพรอม และจะถูกอ่านออกจากอีพรอมโดยวงจรนับ เมื่อวงจรนับ นับครบ 1 รอบก็จะได้เอาต์พุตรูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน 1 ลูกคลื่น ทำให้ความถี่ของคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันสามารถควบคุมได้จากความถี่ที่เข้าวงจรนับในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกัน กล่าวคือเมื่อความถี่ของสัญญาณควบคุมมีค่าสูง วงจรนับก็จะนับครบรอบมากขึ้น ทำให้มีคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันออกจากอีพรอมมาก หรือมีความถี่สูง ความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงด้วย ในทางตรงกันข้าม หากสัญญาณความถี่ควบคุมมีค่าต่ำ ก็จะมีคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันออกจากอีพรอมน้อย ความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ก็จะมีค่าน้อยด้วย

จากที่ได้กล่าวมา จะเห็นว่ารูปคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันจะมีความละเอียดมากหรือน้อยนั้น จะขึ้นอยู่กับจำนวนบรรทัดที่ใช้เก็บ และในโครงการานส่วนคอนเวอร์เตอร์จะมีความถี่ค่อนข้างน้อย ทำให้ไม่สามารถสร้างวงจรนับค่าสูงๆ ได้ ความละเอียดและรูปแบบของคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันจึงไม่ดัดนัก คลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันเป็นแบบที่อัตราส่วนความถี่ของคลื่นไซน์ต่อคลื่นสามเหลี่ยมไม่สูงนัก คลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันที่ได้จึงมีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นค่อนข้างมาก ในภายหลังจึงได้แก้ไขโดยสร้างสัญญาณความถี่ควบคุมขึ้นใช้เอง โดยให้มีความถี่สูงๆ เพื่อสร้างคลื่นพัลส์วิดธ์มอดูเลชันที่มีความละเอียด และในอนาคตหากจะมีการเชื่อมต่อกันระหว่างส่วนคอนเวอร์เตอร์และส่วนอินเวอร์เตอร์ ก็จะนำความถี่สัญญาณควบคุมของอินเวอร์เตอร์มาผ่านวงจรหาร เพื่อเป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์แทน

การขับไอจีบีทีในวงจรอินเวอร์เตอร์ ในระยะแรกนั้นจะใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ IR 2113 ซึ่งสัญญาณที่ได้มีความเหมาะสมที่จะขับไอจีบีที แต่จากการต่อใช้งาน ไอซีเบอร์นี้จะใช้งานได้ดีที่ความถี่ที่สูงพอสมควร ไม่เหมาะสมที่จะใช้งานที่ความถี่ต่ำ ซึ่งอินเวอร์เตอร์มีช่วงที่จะต้องปรับใช้งานที่ความถี่ต่ำอยู่ด้วย และสัญญาณพัลส์แบบพัลส์วิดธ์มอดูเลชันก็มีช่วงที่พัลส์กว้างรวมอยู่ด้วย จึงไม่เหมาะที่จะใช้งานต่อไป นอกจากนี้ราคายังค่อนข้างสูง หากไอจีบีทีเกิดความเสียหาย ไอซี IR

2113 นี้ก็จะเสียหายไปด้วย จึงเปลี่ยนมาใช้วงจรจับ ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เบอร์ C1815 ในการจับไอจีบีทีแทน เนื่องจากมีราคาถูก และสามารถจับไอจีบีทีได้ดีพอสมควร เพียงแต่ต้องใช้ไฟเลี้ยงจำนวนมากชุดกว่าเท่านั้น



ภาคผนวก ก.

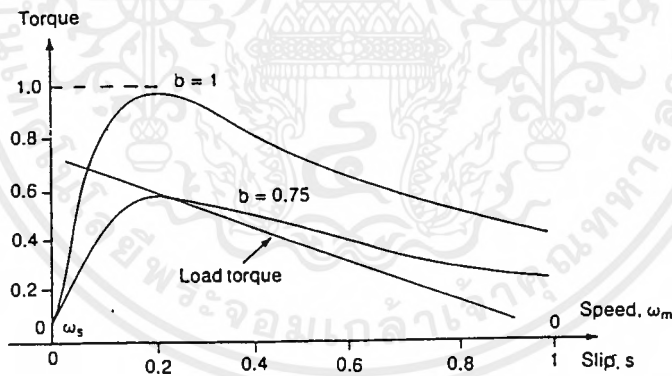
การควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์

จากสมการ 2-18 แสดงให้เห็นว่า แรงบิดแปรผันตรงกับกำลังสองของแรงดันที่สเตเตอร์ ดังนั้นถ้าแรงดันที่สเตเตอร์มีค่าลดลง จะทำให้แรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ลดลงด้วย (ดูสมการ 2-29 และ 2-30)

กำหนดให้ ค่าคงที่ $b \leq 1$ และแรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ลดลงเป็น bV_s จะหาว่าค่าแรงบิดที่เกิดขึ้นได้จากสมการ 2-18 ดังนี้คือ

$$T_d = \frac{3R_r(bV_s)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]}$$

รูป ก.1 แสดงคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว กรณี b มีการเปลี่ยนแปลง นั่นคือ $b = 1$ และ $b = 0.75$ สำหรับจุดตัดระหว่างกราฟกับเส้นโหลด เป็นจุดกำหนดตำแหน่งเสถียรภาพในการทำงาน (Stable Operating Points) ของมอเตอร์



รูปที่ ก.1 แสดงกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว เมื่อ $b = 1$ และ $b = 0.75$

ในวงจรแม่เหล็กใดๆ แรงดันเหนี่ยวนำย่อมเป็นสัดส่วนกับฟลักซ์และความถี่ ทำให้หาค่า rms ของฟลักซ์ในช่องอากาศได้จาก

$$\begin{aligned} V_a &= bV_s = K_m \omega \phi \\ \phi &= \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{bV_s}{K_m \omega} \end{aligned} \quad \text{-----}(ก-1)$$

เมื่อ K_m = เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์

V_a = แรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ (แรงดันที่ลดลง)

สมการ ก-1 ทำให้ทราบว่า ถ้าแรงดันที่สเตเตอร์ลดลง ทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศลดลงเป็นผลให้แรงบิดลดลง

สำหรับแรงบิดที่โหลด (T_L) เป็นสัดส่วนกับกำลังสองของความเร็ว ดังนี้

$$T_L = K_m \omega_m^2 \quad \text{-----}(ก-2)$$

จากหลักการเกี่ยวกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับจะได้ $P_o = T_L \omega_m$ และจากสมการ 2-10 และ 2-13b ดังนั้นจะเขียนสมการของ P_d ได้เป็น

$$P_d = \frac{3I_r^2 R_r (1-s)}{s} = T_L \omega_m + P_{\text{no-load}} \quad \text{-----}(ก-3)$$

เมื่อไม่คิดกำลังสูญเสียขณะไม่มีโหลด

$$I_r = \left[\frac{s T_L \omega_m}{3 R_r (1-s)} \right]^{1/2} \quad \text{-----}(ก-4)$$

แรงดันที่แหล่งจ่ายของสเตเตอร์

$$V_a = I_r \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2} \quad \text{-----}(ก-5)$$

แทนค่า $\omega_m = \omega_s (1-s)$ และ $T_L = K_m \omega_m^2$ ในสมการ ก-4 จะได้

$$I_r = (1-s) \omega_s \left(\frac{s K_m \omega_s}{3 R_r} \right)^{1/2} \quad \text{-----}(ก-6)$$

หาค่าสลิปขณะกระแสที่โรเตอร์สูงสุด (s_a) โดยกำหนด $dI_r/ds = 0$ จะได้

$$s_a = 1/3 \quad \text{-----}(ก-7)$$

เมื่อแทนค่า $s_a = 1/3$ ในสมการ ก-6 จะได้ค่ากระแสที่โรเตอร์สูงสุด ดังนี้คือ

$$I_{r(\text{max})} = \omega_s \left(\frac{4 K_m \omega_s}{81 R_r} \right)^{1/2} \quad \text{-----}(ก-8)$$

ความเร็วขณะกระแสที่โรเตอร์สูงสุด หาค่าได้จาก

$$\omega_m = \omega_s (1-s_a) = (2/3) \omega_s = 0.6667 \omega_s \quad \text{-----}(ก-9)$$

จากสมการ 2-9, 2-12a และ ก-6 จะได้แรงบิดขณะกระแสที่โรเตอร์สูงสุดเป็น

$$T_a = 9I_{r(max)}^2 \frac{R_r}{\omega_s} \text{-----}(ก-10)$$

จากสมการ ก-7 ทำให้ทราบว่า ขณะ V_a มีค่าต่ำลง กระแสที่โรเตอร์สูงสุดเกิดขึ้นเมื่อ $s_u = 1/3$ และช่วงควบคุมความเร็วขึ้นอยู่กับสลิปขณะแรงบิดสูงสุด (s_m ; คูบริเวณการทำงานเป็นมอเตอร์ ในรูป 2.3) กรณีมอเตอร์มีค่าสลิปต่ำลง ช่วงความเร็วจะถูกจำกัด ดังนั้นการควบคุมประเภทนี้จึงไม่เหมาะกับโหลดที่มีแรงบิดคงที่ แต่เหมาะกับโหลดหรืองานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง และมีช่วงความเร็วจำกัดที่ค่าสลิปต่ำ

การปรับค่าแรงดันที่สเตเตอร์ ทำได้โดยใช้

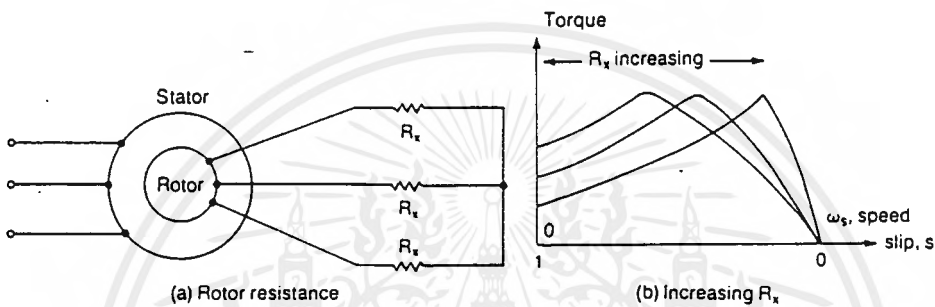
- 1.การควบคุมแรงดันไฟสลับ
- 2.อินเวอร์เตอร์

เนื่องจากการควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์มีขีดจำกัดเรื่องช่วงความเร็ว ดังนั้นจึงมักใช้การควบคุมแรงดันไฟสลับในการควบคุมแรงดันที่สเตเตอร์ อย่างไรก็ตามแรงดันเอาต์พุตของการควบคุมแรงดันไฟสลับมีองค์ประกอบฮาร์โมนิกปนอยู่มาก และเพาเวอร์ แฟกเตอร์ อินพุตของวงจรควบคุมมีค่าต่ำ ดังนั้นการควบคุมแบบนี้จึงเหมาะกับงานที่มีกำลังไฟฟ้าต่ำ และแรงบิดเริ่มต้นสูง เช่น พัดลม โบลว์เวอร์ (Blower) เป็นต้น

ภาคผนวก ข.

การควบคุมแรงดันที่โรเตอร์

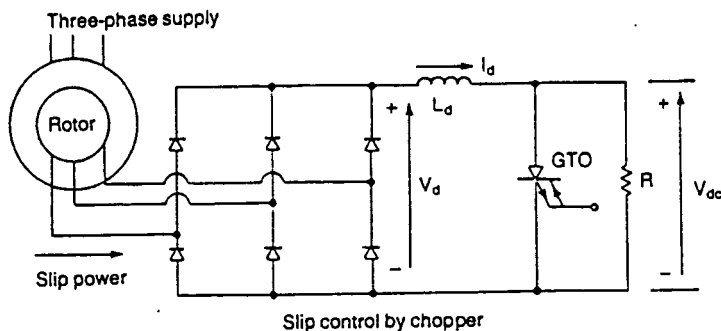
จากหลักการเกี่ยวกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ ทำให้ทราบว่าสลีปรিং (Slip Ring) ของมอเตอร์อินดักชันแบบพันโรเตอร์ (Wound Rotor) 3 เฟสต่อกับความต้านทานภายนอก (R_x) ดังรูป ข.1 (a)



รูปที่ ข.1 แสดงการต่อความต้านทานภายนอกที่โรเตอร์ และกราฟแสดงคุณลักษณะของความเร็ว-แรงบิดที่เกิดจากการปรับค่าความต้านทานของโรเตอร์

การปรับค่า R_x ทำให้แรงบิดที่เกิดขึ้น (T_d) เปลี่ยนแปลง กล่าวคือถ้าเราย้ายค่า R_x ไปยังขดลวดสเตเตอร์และบวกกับ R_r แล้วแทนค่าลงในสมการ 2-18 จะเห็นว่า R_x มีผลกระทบต่อค่า T_d เมื่อพิจารณาสมการ 2-30 จะเห็นว่าความเร็วของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่า T_d ดังนั้นการปรับค่า R_x อย่างเหมาะสมจะช่วยควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ และทำให้ได้กราฟคุณลักษณะของความเร็ว-แรงบิดที่เกิดจากการปรับค่าความต้านทานของโรเตอร์ เป็นดังรูป ข.1

ข้อดีของการปรับค่า R_x คือช่วยจำกัดกระแสเริ่มต้นหมุนและเพิ่มแรงบิดเริ่มต้นหมุนได้ อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวจัดว่าเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพไม่มากนัก เนื่องจากแรงดันและกระแสไฟฟ้าอาจเกิดการไม่สมดุล ถ้าความต้านทานของโรเตอร์แต่ละเฟสมีค่าไม่เท่ากัน ส่วนวงจรที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นมีลักษณะดังรูป ข.2



รูปที่ ข.2 แสดงวงจรควบคุมโดยใช้ชอปเปอร์ที่มี GTO เป็นสวิตช์

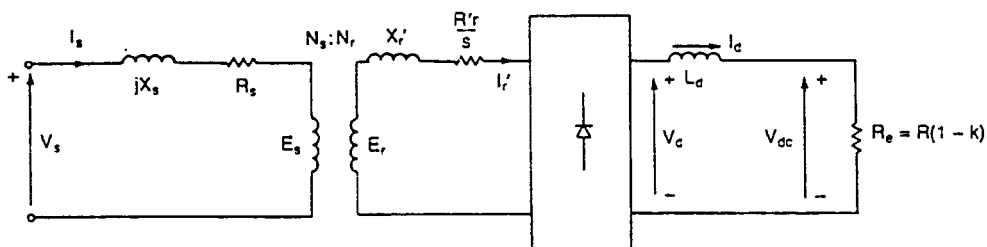
วงจรในรูป ข.2 เกิดจากการแทนตัวต้านทานทั้ง 3 เฟสในรูป ข.1 (a) ด้วยการเรียงกระแส โดยไดโอด 3 เฟส ชอปเปอร์ที่มี GTO ทำงานเป็นสวิตช์ และอินดักเตอร์ L_d ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส (I_d) องค์ประกอบทั้งสามนี้ทำหน้าที่ปรับค่าความต้านทานใช้งาน (Effective Resistance ; R_e) ซึ่งหาค่าได้จาก

$$R_e = R(1 - k) \quad \text{-----}(ข-1)$$

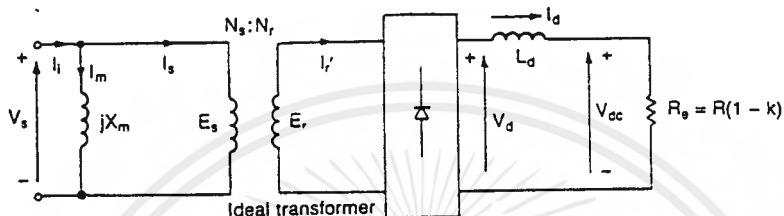
เมื่อ k เป็นคิวิตีไซเคิลของชอปเปอร์

สมการ ข-1 แสดงให้เห็นว่า การปรับค่า R_e ทำได้โดยปรับค่าคิวิตีไซเคิลของชอปเปอร์ ซึ่งเป็นผลให้แรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (V_d) เปลี่ยนแปลงค่า เนื่องจากอินพุตของวงจรเรียงกระแสเกิดจากกำลังไฟฟ้าที่สลิป (Slip Power) หรือกำลังที่โรเตอร์ จึงกล่าวได้ว่าการควบคุม R_e ด้วยการควบคุมคิวิตีไซเคิลของชอปเปอร์นี้ก็คือ การควบคุมกำลังที่สลิปหรือแรงดันที่โรเตอร์นั่นเอง การควบคุมนี้ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ มีหลักการทำงานดังนี้

จากรูป ข.2 เขียนวงจรเทียบเคียงของการขับได้ดังรูป ข.3 (a) แล้วลดรูปโดยไม่คิดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ (วงจรเทียบเคียงโดยประมาณ) ได้ดังรูป ข.3 (b)



(a) Equivalent circuit



(b) Approximate equivalent circuit

รูปที่ ข.3 วงจรเทียบเคียงของวงจรในรูป ข.2

จากสมการ ข-1 แรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส มีค่าเป็น

$$V_d = I_d R_g = I_d R(1 - k) \quad \text{-----}(ข-2)$$

และ

$$E_r = s V_s \frac{N_r}{N_s} = s V_s n_m \quad \text{-----}(ข-3)$$

เมื่อ $n_m = N_r/N_s$

กรณีการเรียงกระแส 3 เฟส สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง E_r และ V_d จะเป็นดังนี้

$$V_d = 1.6542 \times \sqrt{2} E_r = 2.3394 E_r$$

จากสมการ ข-3

$$V_d = 2.3394 s V_s n_m \quad \text{-----}(ข-4)$$

ถ้า P_r เป็นกำลังที่สลิป จะได้กำลังในช่องอากาศ เป็น

$$P_g = \frac{P_r}{s} \quad \text{-----}(ข-5)$$

จากสมการ 2-9

$$P_d = 3(P_g - P_r) = 3\left(\frac{P_r}{s} - P_r\right) = \frac{3P_r(1 - s)}{s} \quad \text{-----}(ข-6)$$

เนื่องจากกำลังที่สลิปรวมเป็น $3P_r = V_d I_d$ และ $P_d = T_L \omega_m$ สมการ ข-5 จึงเปลี่ยนเป็น

$$P_d = \frac{(1-s)V_d I_d}{s} = T_L \omega_m = T_L \omega_s (1-s) \quad \text{-----}(ข-6a)$$

แทนสมการ ข-4 ในสมการ ข-6a และแก้สมการหาค่า I_d จะได้

$$I_d = \frac{T_L \omega_s}{2.3394 V_{snm}} \quad \text{-----}(ข-7)$$

เมื่อพิจารณาสมการ ข-2 กับ ข-4 จะได้

$$2.3394s V_{snm} = I_d R (1-k)$$

ดังนั้น

$$s = \frac{I_d R (1-k)}{2.3394 V_{snm}} \quad \text{-----}(ข-8)$$

จะหาค่าความเร็วได้จากสมการ ข-8 คือ

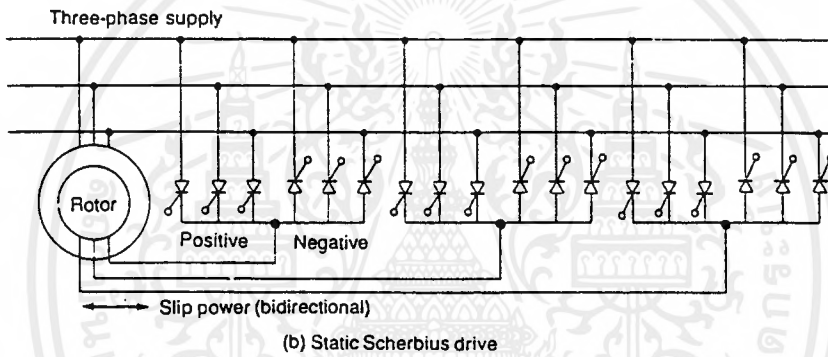
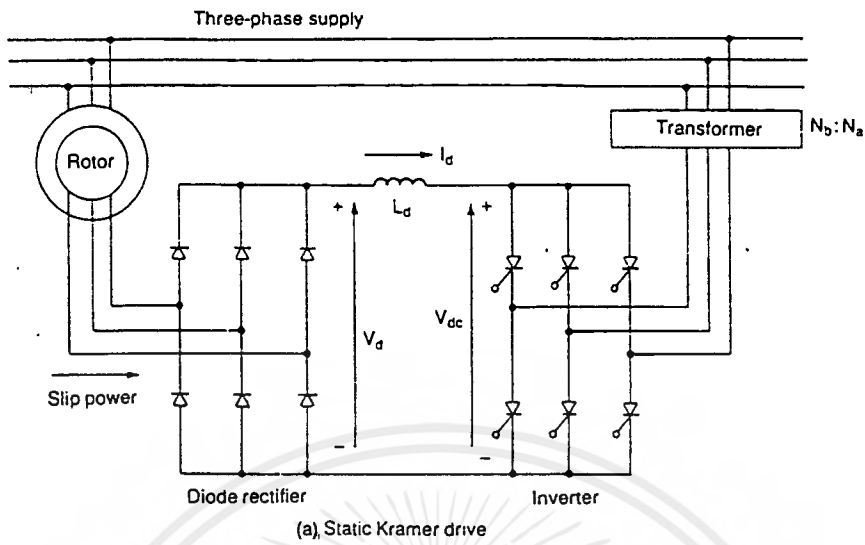
$$\omega_m = \omega_s (1-s) = \omega_s \left[1 - \frac{I_d R (1-k)}{2.3394 V_{snm}} \right] \quad \text{-----}(ข-9)$$

$$= \omega_s \left[1 - \frac{T_L \omega_s R (1-k)}{(2.3394 V_{snm})^2} \right] \quad \text{-----}(ข-9a)$$

ถ้าแทนความต้านทาน R และชอปปเปอร์ในรูป ข.2 ด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะได้รับการขับเคลื่อนแบบสถิติก คราเมอร์ (Static Kramer) ดังรูป ข.4 (a) การขับประเภนี้ทำให้กำลังไฟฟ้าที่สลิปกลับคืนสู่แหล่งจ่ายได้ ทำให้ประหยัดพลังงาน กล่าวคือกำลังไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเปลี่ยนเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง โดยวงจรเรียงกระแสด้วยไดโอด (Diode Rectifier) จากนั้นจึงป้อนกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ผ่านอินดักเตอร์ L เข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปลี่ยนเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส แล้วป้อนกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายโดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า

นอกเหนือจากการคืนกำลังไฟฟ้ากลับไปสู่แหล่งจ่ายแล้ว การปรับค่ามุมทริกของวงจรอินเวอร์เตอร์ยังควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าและควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้อีกด้วย

ถ้าแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cyclo-converter) 3 เฟส จะได้รับการขับเคลื่อนแบบสถิติก เซอร์เบียส (Static Scherbius) ดังรูป ข.4 (b) การขับประเภนี้ นอกจากสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ซึ่งทำให้เกิดแรงบิดที่ดี และลดความร้อนที่เกิดจากฮาร์โมนิกได้ ยังทำการเบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟได้อีกด้วย



รูปที่ ข.4 แสดงวงจรขับเคลื่อนแบบสแตติก คราเมอร์ และวงจรขับเคลื่อนแบบสแตติก เซอร์เบียส

ภาคผนวก ค.

การควบคุมความถี่

การควบคุมแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์อินดักชัน ทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของแหล่งจ่าย หรือความถี่ที่ใช้ป้อน (Supply Frequency) ถ้าเราพิจารณาสมการ ก-1 จะเห็นได้ว่า ขณะแรงดันไฟฟ้าเป็นค่าที่พิกัดและความถี่เป็นค่าที่พิกัด ค่าฟลักซ์จะเป็นค่าที่พิกัดด้วย

ถ้าแรงดันไฟฟ้าเป็นค่าที่พิกัดแต่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลง เป็นผลให้ฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง สำหรับความเร็วเชิงโรตัสที่สอดคล้องกับความถี่ที่พิกัด เราเรียกว่า ความเร็วฐาน (Base Speed : ω_b) ส่วนความเร็วเชิงโรตัสที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งไม่ใช่ความถี่ที่พิกัด จะมีค่าเป็น

$$\omega_s = \beta \omega_b$$

และ

$$s = \frac{\beta \omega_b - \omega_m}{\beta \omega_b} \quad \text{----- (ก-1)}$$

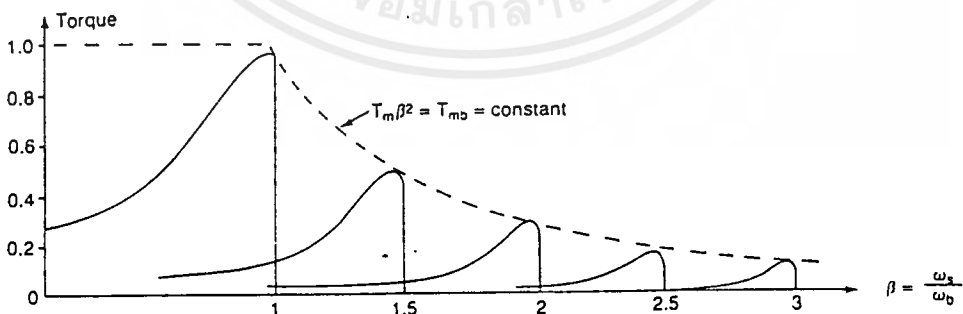
เมื่อ β = อัตราส่วนระหว่าง ω_s ต่อ ω_b (อัตราเร็ว)

แรงบิดในสมการ 2-18 จะกลายเป็น

$$T_d = \frac{3R_r V_a^2}{s \beta \omega_b [(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]} \quad \text{----- (ก-2)}$$

กราฟคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วที่มีการควบคุมความถี่ กรณี β มีค่าต่างกัน จึงเป็นดัง

รูป ค.1



รูปที่ ค.1 แสดงกราฟคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วที่มีการควบคุมความถี่

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ที่แรงดันคงที่ได้ ถ้าไม่คิดค่า R_s สมการ 2-26 จะให้ค่าแรงบิดสูงสุดที่ค่าความเร็วฐาน ดังนี้

$$T_{mb} = \frac{3V_a^2}{2\omega_b(X_s + X_r)} \quad \text{-----}(ก-3)$$

แรงบิดสูงสุดที่ความถี่ใดๆมีค่าเป็น

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)} \left(\frac{V_a}{\beta} \right)^2 \quad \text{-----}(ก-4)$$

จากสมการ 2-25 จะได้

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \quad \text{-----}(ก-5)$$

จากสมการ ก-4 และ ก-3 จะได้ว่า

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \quad \text{-----}(ก-6)$$

นั่นคือ

$$T_{mb} = T_m \beta^2 \quad \text{-----}(ก-6a)$$

จากสมการ ก-6a จะเห็นได้ว่า แรงบิดสูงสุดจะแปรผกผันกับกำลังสองของความถี่

ภาคผนวก ง.

การควบคุมกระแส

จากหลักการเบื้องต้นจะทราบว่า การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์อินดักชันทำได้โดยปรับกระแสที่โรเตอร์ เนื่องจากกระแสที่โรเตอร์ขึ้นอยู่กับกระแสอินพุต (I_i) ดังนั้นในการปรับค่ากระแสที่โรเตอร์ จึงมักปรับค่ากระแสอินพุต แทนการปรับกระแสที่โรเตอร์โดยตรง

กรณีกระแสอินพุตคงที่ กระแสที่โรเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าของการเกิดสนามแม่เหล็ก และอิมพีแดนซ์ของวงจรโรเตอร์ กล่าวคือ

เมื่อเราพิจารณารูปที่ 2.2 จะหาค่ากระแสที่โรเตอร์ ได้จาก

$$\bar{I}_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_i \angle \theta_i \quad \text{-----}(ง-1)$$

จากสมการ 2-9 และ 2-12a ใช้หาแรงบิดที่เกิดขึ้นได้ดังนี้

$$T_d = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{s\omega_s[(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(ง-2)$$

แรงบิดเริ่มต้นหมุนที่ $s = 1$ มีค่าเป็น

$$T_s = \frac{3R_r(X_m I_i)^2}{\omega_s[(R_s + R_r)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]} \quad \text{-----}(ง-3)$$

สลิปขณะแรงดันสูงสุด มีค่าเป็น

$$s_m = \pm \frac{R_r}{[R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2]^{1/2}} \quad \text{-----}(ง-4)$$

จากรูป 2.1 (b) และ (c) กระแสที่สเตเตอร์ไหลผ่าน R_s และ X_s จะมีค่าคงที่ที่ I_i ดังนั้นถ้าเราไม่คิด R_s และ X_s สมการ ง-4 จะกลายเป็น

$$s_m = \pm \frac{R_r}{X_m + X_r} \quad \text{-----}(ง-5)$$

ที่ $s = s_m$ สมการ ง-2 ให้ค่าแรงบิดสูงสุดเป็น

$$T_m = \frac{3(X_m I_i)^2}{2\omega_s(X_m + X_r)} = \frac{3(L_m I_i)^2}{2(L_m + L_r)} \quad \text{-----}(ง-6)$$

จากสมการ ง-6 ทำให้ทราบว่า แรงบิดสูงสุดขึ้นอยู่กับกำลังของกระแสอินพุต ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ สำหรับอิมพีแดนซ์ของรูป 2.2 หาค่าได้จาก

$$\bar{Z}_i = R_i + jX_i = (R_i^2 + X_i^2)^{1/2} \angle \theta_m = Z_i \angle \theta_m$$

$$R_i = \frac{X_m^2 (R_s + R_r/s)}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \quad \text{-----(จ-7)}$$

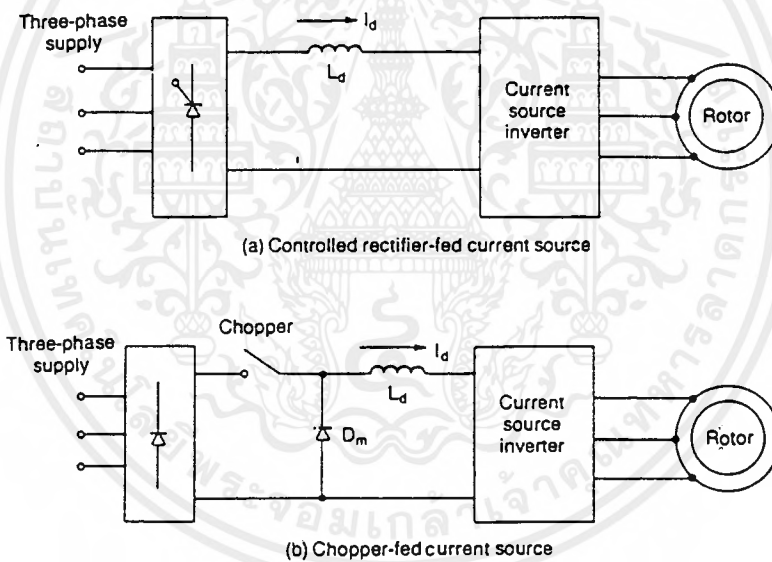
เมื่อ

$$X_i = \frac{X_m [(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)(X_m + X_s + X_r)]}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2} \quad \text{-----(จ-8)}$$

และ

$$\theta_m = \tan^{-1} \frac{X_i}{R_i} \quad \text{-----(จ-9)}$$

รูป จ.1 10.13p243 แสดงให้เห็นโครงสร้างวงจร 2 รูปแบบ ซึ่งให้ค่ากระแสที่แปรค่าได้ สังกะตว่าอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter ; CSI) เป็นตัวขับเคลื่อนทั้งสอง



รูปที่ จ.1 แสดงวงจรซึ่งให้กระแสที่แปรค่าได้

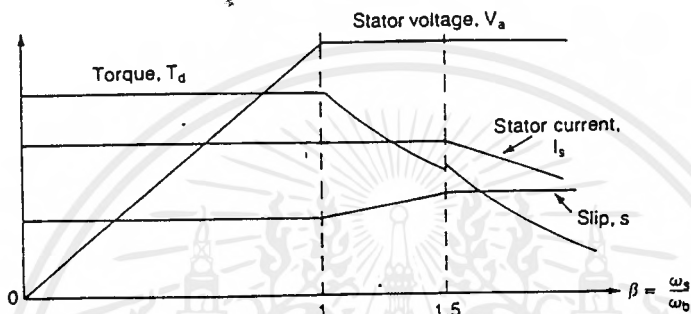
จากรูป จ.1 (a) อินดิคเตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส และวงจรเรียงกระแสที่ถูกควบคุม (Controlled Rectifier) ทำหน้าที่ควบคุมแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งทำให้เพาเวอร์ แฟกเตอร์ อินพุตของวงจรนี้มีค่าต่ำมาก

จากรูป จ.1 (b) มีชอปเปอร์ทำหน้าที่ควบคุมแหล่งจ่ายกระแส ซึ่งทำให้เพาเวอร์ แฟกเตอร์ อินพุตของวงจรนี้มีค่าสูงกว่าในรูป จ.1 (a)

ภาคผนวก จ.

การควบคุมแรงดัน กระแส และความถี่

กราฟคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์อินดักชัน ขึ้นอยู่กับประเภทของการควบคุม ทำให้กราฟคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็วที่เกิดจากการควบคุมแรงดัน กระแส และความถี่ ประกอบด้วย 3 บริเวณ ดังรูป จ.1



รูปที่ จ.1 กราฟแสดงคุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว เมื่อควบคุมด้วยแรงดัน กระแส และความถี่

- | | |
|--------------|--|
| บริเวณแรก | ควบคุมความเร็วด้วยแรงดัน (หรือกระแสไฟฟ้า) ขณะแรงบิดคงที่ |
| บริเวณที่สอง | ควบคุมความเร็วด้วยสลลป ขณะกระแสคงที่ |
| บริเวณที่สาม | ควบคุมความเร็วด้วยความถี่ ขณะกระแสที่สเตเตอร์ลดลง |

ภาคผนวก จ.

ข้อมูลของรูปคลื่นพัลส์วีดิธมอดูเลชันที่เก็บอยู่ในอีพ롬

CPU "8051.TBL"

HOF "INT8"

ORG 00H

DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B

DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00001000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10000000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	10011000B	DFB	10011000B	DFB	10011000B
DFB	10011000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00010000B	DFB	00010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	00010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	00010000B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010100B	DFB	00101000B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010000B	DFB	10010000B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	00000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10010000B
DFB	10010000B	DFB	10010100B	DFB	10010100B
DFB	10010100B	DFB	10010100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000000B	DFB	10000000B
DFB	10000000B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B

DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000000B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10100100B	DFB
DFB	00100100B	DFB
DFB	00000100B	DFB
DFB	00000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB
DFB	10000100B	DFB

DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10000100B	DFB	10000100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	10100100B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	00100000B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	10000100B
DFB	10000100B	DFB	10100100B	DFB	10100100B
DFB	10100100B	DFB	10100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00000100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00000100B
DFB	00000100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	01000100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100100B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	00100100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100100B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100100B	DFB	00100100B	DFB	01100100B
DFB	01100100B	DFB	01100100B	DFB	01100100B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	00100000B	DFB	00100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	00100000B	DFB	00100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01101000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01001000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	00101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B
DFB	01100000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	00001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01100000B	DFB	01100000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01101000B	DFB	01101000B	DFB	01101000B
DFB	01101000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01000000B	DFB	01000000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01000000B
DFB	01000000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01000000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01001000B	DFB	01001000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	01011000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	00010000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	01001000B
DFB	01001000B	DFB	01011000B	DFB	01011000B
DFB	1011000B	DFB	01011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00010000B
DFB	00010000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00001000B	DFB	00001000B
DFB	00001000B	DFB	00011000B	DFB	00011000B
DFB	00011000B	DFB	00011000B		

END. □



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ช.

คำคำชี้ทของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในครงงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{CC})	-0.5 to +7.0V
DC Input Voltage (V_{IN})	-1.5 to $V_{CC} + 1.5V$
DC Output Voltage (V_{OUT})	-0.5 to $V_{CC} + 0.5V$
Clamp Diode Current (I_{IK}, I_{OK})	± 20 mA
DC Output Current, per pin (I_{OUT})	± 25 mA
DC V_{CC} or GND Current, per pin (I_{CC})	± 50 mA
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
(Note 3)	600 mW
S.O. Package only	500 mW
Lead Temp. (T_L) (Soldering 10 seconds)	260°C

Operating Conditions

	Min	Max	Units
Supply Voltage (V_{CC})	2	6	V
DC Input or Output Voltage (V_{IN}, V_{OUT})	0	V_{CC}	V
Operating Temp. Range (T_A)			
MM74HC	-40	+85	°C
MM54HC	-55	+125	°C
Input Rise or Fall Times (t_r, t_f)			
$V_{CC} = 2.0V$		1000	ns
$V_{CC} = 4.5V$		500	ns
$V_{CC} = 6.0V$		400	ns

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	V _{CC}	T _A = 25°C		74HC	54HC	Units
						T _A = −40 to 85°C	T _A = −55 to 125°C	
				Typ	Guaranteed Limits			
V _{IH}	Minimum High Level Input Voltage		2.0V		1.5	1.5	1.5	V
			4.5V		3.15	3.15	3.15	V
			6.0V		4.2	4.2	4.2	V
V _{IL}	Maximum Low Level Input Voltage**		2.0V		0.5	0.5	0.5	V
			4.5V		1.35	1.35	1.35	V
			6.0V		1.8	1.8	1.8	V
V _{OH}	Minimum High Level Output Voltage	V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} I _{OUT} ≤ 20 μA	2.0V	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5V	4.5	4.4	4.4	4.4	V
			6.0V	6.0	5.9	5.9	5.9	V
		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} I _{OUT} ≤ 4.0 mA I _{OUT} ≤ 5.2 mA	4.5V	4.2	3.98	3.84	3.7	V
			6.0V	5.7	5.48	5.34	5.2	V
V _{OL}	Maximum Low Level Output Voltage	V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} I _{OUT} ≤ 20 μA	2.0V	0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5V	0	0.1	0.1	0.1	V
			6.0V	0	0.1	0.1	0.1	V
		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} I _{OUT} ≤ 4.0 mA I _{OUT} ≤ 5.2 mA	4.5V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
			6.0V	0.2	0.26	0.33	0.4	V
I _{IN}	Maximum Input Current	V _{IN} = V _{CC} or GND	6.0V		± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current	V _{IN} = V _{CC} or GND I _{OUT} = 0 μA	6.0V		8.0	80	160	μA

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Note 2: Unless otherwise specified all voltages are referenced to ground.

Note 3: Power Dissipation temperature derating — plastic "N" package: -12 mW/°C from 65°C to 85°C; ceramic "J" package: -12 mW/°C from 100°C to 125°C.

Note 4: For a power supply of $5V \pm 10\%$ the worst case output voltages (V_{OH} and V_{OL}) occur for HC at 4.5V. Thus the 4.5V values should be used when designing with this supply. Worst case V_{IH} and V_{IL} occur at $V_{CC} = 5.5V$ and 4.5V respectively. (The V_{IH} value at 5.5V is 3.85V.) The worst case leakage current (I_{IN} , I_{CC} , and I_{OZ}) occur for CMOS at the higher voltage and so the 6.0V values should be used.

** V_{IL} limits are currently tested at 20% of V_{CC} . The above V_{IL} specification (30% of V_{CC}) will be implemented no later than Q1, CY'89.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics MM54HC390/MM74HC390

VCC = 5V, TA = 25°C, CL = 15 pF, tr = tf = 6 ns

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
fMAX	Maximum Operating Frequency, Clock A or B		50	30	MHz
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QA Output		12	20	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QC (QA Connected to Clock B)		32	50	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock B to QB or QD		15	21	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock B to QC		20	32	ns
tPHL	Maximum Propagation Delay, Clear to any Output		15	28	ns
tREM	Minimum Removal Time, Clear to Clock		-2	5	ns
tW	Minimum Pulse Width, Clear or Clock		10	16	ns

AC Electrical Characteristics CL = 50 pF, tr = tf = 6 ns (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V _{CC}	T _A = 25°C		74HC	54HC	Units
						T _A = −40 to 85°C	T _A = −55 to 125°C	
				Typ	Guaranteed Limits			
f _{MAX}	Maximum Operating Frequency		2.0V		5	4	3	MHz
			4.5V		27	21	18	MHz
			6.0V		31	24	20	MHz
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay, Clock A to Q _A		2.0V	45	120	150	180	ns
			4.5V	15	24	30	35	ns
			6.0V	13	21	26	31	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay, Clock A to Q _C (Q _A Connected to Clock B)		2.0V	100	290	360	430	ns
			4.5V	35	58	72	87	ns
			6.0V	30	50	62	75	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay, Clock B to Q _B or Q _D		2.0V	50	130	160	195	ns
			4.5V	16	26	33	39	ns
			6.0V	13	22	28	33	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay, Clock B to Q _C		2.0V	60	185	230	280	ns
			4.5V	20	37	46	55	ns
			6.0V	17	32	40	48	ns
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clear to any Q		2.0V	55	165	210	250	ns
			4.5V	17	33	41	49	ns
			6.0V	15	28	35	42	ns
t _{REM}	Minimum Removal Time Clear to Clock		2.0V		25	25	25	ns
			4.5V		5	5	5	ns
			6.0V		5	5	5	ns
t _W	Minimum Pulse Width Clear or Clock		2.0V	30	80	100	120	ns
			4.5V	10	16	20	24	ns
			6.0V	9	14	18	20	ns
t _{RHL} , t _{RLH}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	30	75	95	110	ns
			4.5V	8	15	19	22	ns
			6.0V	7	13	16	19	ns
t _r , t _f	Maximum Input Rise and Fall Time		2.0V		1000	1000	1000	ns
			4.5V		500	500	500	ns
			6.0V		400	400	400	ns
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per counter)		55				pF
C _{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF

Note 5: CPD determines the no load dynamic power consumption, PD = CPD VCC² f + ICC VCC, and the no load dynamic current consumption, IS = CPD VCC f + ICC.

AC Electrical Characteristics MM54HC393/MM74HC393

VCC = 5V, TA = 25°C, CL = 15 pF, tr = tf = 6 ns

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Guaranteed Limit	Units
fMAX	Maximum Operating Frequency		50	30	MHz
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QA		13	20	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QB		19	35	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QC		23	42	ns
tPHL, tPLH	Maximum Propagation Delay, Clock A to QD		27	50	ns
tPHL	Maximum Propagation Delay, Clear to any Q		15	28	ns
tREM	Minimum Removal Time		-2	5	ns
tW	Minimum Pulse Width Clear or Clock		10	16	ns

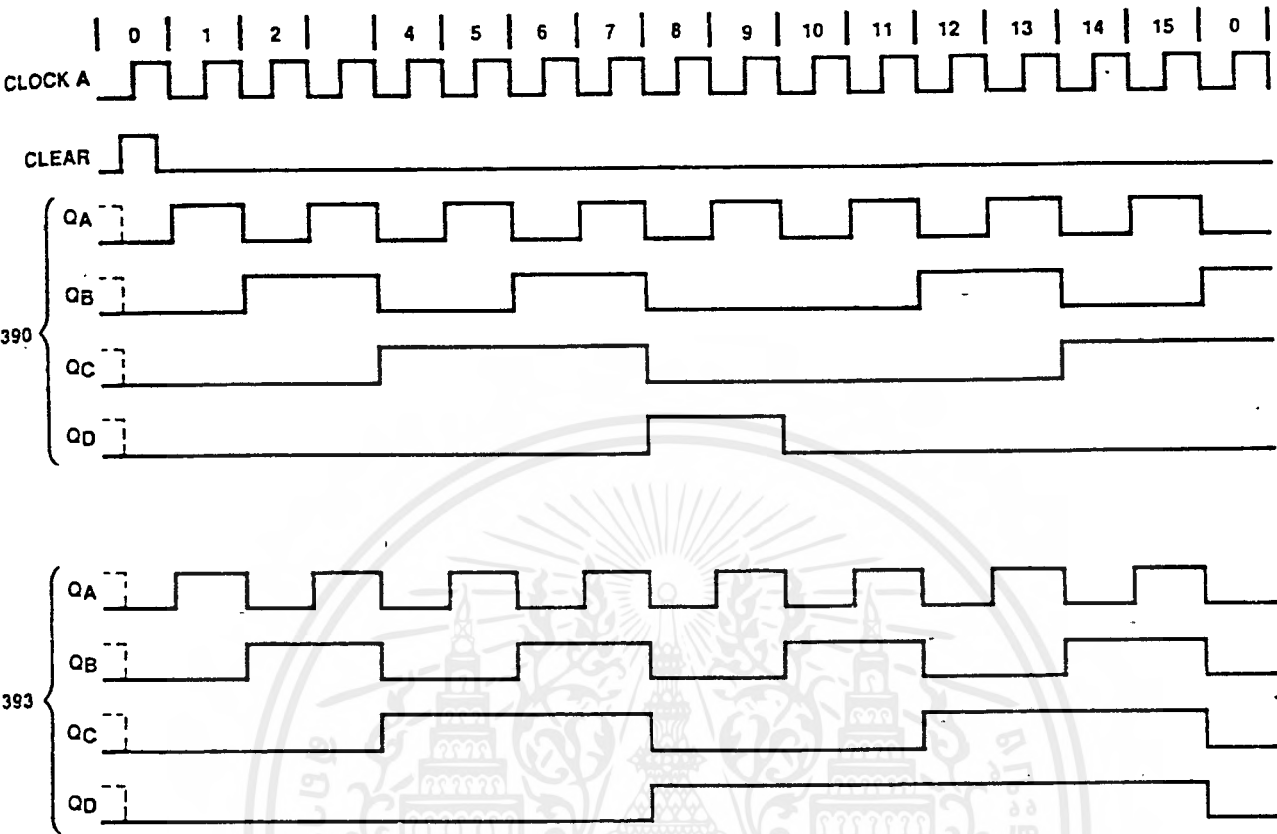
AC Electrical Characteristics CL = 50 pF, tr = tf = 6 ns (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	V _{CC}	T _A = 25°C		74HC	54HC	Units
						T _A = −40 to 85°C	T _A = −55 to 125°C	
				Typ	Guaranteed Limits			
f _{MAX}	Maximum Operating Frequency		2.0V		5	4	3	MHz MHz
			4.5V		27	21	18	
			6.0V		31	24	20	
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock A to Q _A		2.0V	45	120	150	180	ns
			4.5V	15	24	30	35	ns
			6.0V	13	21	26	31	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock A to Q _B		2.0V	68	190	240	285	ns
			4.5V	23	38	47	57	ns
			6.0V	20	32	40	48	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock A to Q _C		2.0V	90	240	300	360	ns
			4.5V	30	48	60	72	ns
			6.0V	26	41	51	61	ns
t _{PHL} , t _{PLH}	Maximum Propagation Delay Clock to Q _D		2.0V	100	290	360	430	ns
			4.5V	35	58	72	87	ns
			6.0V	30	50	62	75	ns
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay Clear to any Q		2.0V	54	165	210	250	ns
			4.5V	18	33	41	49	ns
			6.0V	15	28	35	42	ns
t _{REM}	Minimum Clear Removal Time		2.0V		25	25	25	ns
			4.5V		5	5	5	ns
			6.0V		5	5	5	ns
t _W	Minimum Pulse Width Clear or Clock		2.0V	30	80	100	120	ns
			4.5V	10	16	20	24	ns
			6.0V	9	14	18	20	ns
t _{THL} , t _{TLH}	Maximum Output Rise and Fall Time		2.0V	30	75	95	110	ns
			4.5V	8	15	19	22	ns
			6.0V	7	13	16	19	ns
t _r , t _f	Maximum Input Rise and Fall Time				1000	1000	1000	ns
					500	500	500	ns
					400	400	400	ns
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance (Note 5)	(per counter)		42				pF
C _{IN}	Maximum Input Capacitance			5	10	10	10	pF

Note 5: CPD determines the no load dynamic power consumption, PD = CPD VCC² f + ICC VCC, and the no load dynamic current consumption, IS = CPD VCC f + ICC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Logic Timing Waveforms



TL/F/5337-3



27256

256K (32K x 8) PRODUCTION AND UV ERASABLE PROMS

- New Quick-Pulse Programming™ Algorithm for Plastic P27255
 - 4 Second Programming
 - Intelligent Programming™ Algorithm Compatible
- Fast Access Time
 - 170 ns D27256-1
 - 200 ns P27256-2
- Intelligent Identifier™ Mode
- Plastic Production P27256 is Compatible with Auto-Insertion Equipment
- Moisture Resistant
- Industry Standard Pinout ... JEDEC Approved ... 28 Lead Cerdip and Plastic Package
(See Packaging Spec, Order #231300)

The Intel 27256 is a 5V only, 262,144-bit Ultraviolet Erasable (Cerdip)/plastic production (P27256) electrically programmable read-only memory (EPROM). Organized as 32K words by 8 bits, individual bytes can be accessed in less than 170 ns (27256-1). This is compatible with high performance microprocessors, such as the Intel IAPX 186, allowing full speed operation without the addition of performance-degrading WAIT states. The 27256 is also directly compatible with Intel's 8051 family of microcontrollers.

The Plastic P27256 is ideal for high volume production environments where code flexibility is crucial. Plastic packaging is also well-suited to auto-insertion equipment in cost-effective automated assembly lines. Intel's new Quick-Pulse Programming Algorithm enables the P27256 to be programmed within four seconds (plus programmer overhead). Programming equipment which takes advantage of this innovation will electronically identify the EPROM with the help of the Intelligent Identifier and rapidly program it using a superior programming method. The Intelligent Programming Algorithm may be utilized in the absence of such equipment.

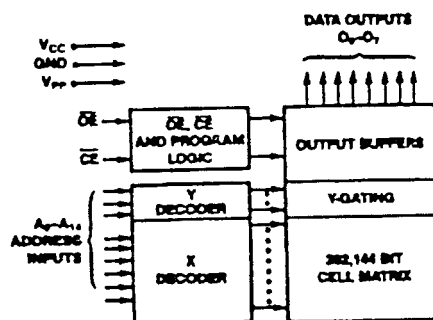
The 27256 enables implementation of new, advanced systems with firmware-intensive architectures. The combination of the 27256's high-density, cost-effective EPROM storage, and new advanced microprocessors having megabit addressing capability provides designers with opportunities to engineer user-friendly, high reliability, high-performance systems.

The 27256's large storage capability of 32 K-bytes enables it to function as a high-density software carrier. Entire operating systems, diagnostics, high-level language programs and specialized application software can reside in a 27256 EPROM directly on a system's memory bus. This permits immediate microprocessor access and execution of software and eliminates the need for time-consuming disk accesses and downloads.

Two-line control and JEDEC-approved, 28-pin packaging are standard features of all Intel high-density EPROMs. This assures easy microprocessor interfacing and minimum design efforts when upgrading, adding, or choosing between nonvolatile memory alternatives.

The 27256 is manufactured using Intel's advanced HMOS®II-E technology.

*HMOS is a patented process of Intel Corporation.



290007-1

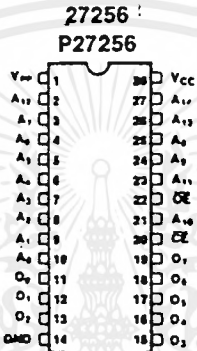
Figure 1. Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Names

A ₀ –A ₁₄	Addresses
CE	Chip Enable
OE	Output Enable
O ₀ –O ₇	Outputs
D.U.	Don't Use
WE	Write Enable

27816	27513	27512	27128A	2784A 27C64	2732A	2716
V _{PP}	D.U.	A ₁₅	V _{PP}	V _{PP}		
A ₁₂	A ₁₂	A ₁₂	A ₁₂	A ₁₂		
A ₇	A ₇	A ₇	A ₇	A ₇	A ₇	A ₇
A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆
A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅
A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄
A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃
A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂
A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁
A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀
O ₀	D ₀ /O ₀	O ₀	O ₀	O ₀	O ₀	O ₀
O ₁	D ₁ /O ₁	O ₁	O ₁	O ₁	O ₁	O ₁
O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂
Gnd	Gnd	Gnd	Gnd	Gnd	Gnd	Gnd



2716	2732A	2784A 27C64	27128A	27512	27513	27816
V _{PP}	V _{PP}	V _{PP} PGM	V _{PP} PGM	V _{PP}	V _{PP} WE	V _{PP} PGM/WE
A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆	A ₆
A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅	A ₅
A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄	A ₄
A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃	A ₃
A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂	A ₂
A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁	A ₁
A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀	A ₀
O ₀	O ₀	O ₀	O ₀	O ₀	O ₀	O ₀
O ₁	O ₁	O ₁	O ₁	O ₁	O ₁	O ₁
O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂	O ₂
O ₃	O ₃	O ₃	O ₃	O ₃	O ₃	O ₃

NOTE:

Intel "Universal Site" Compatible EPROM pin configurations are shown in the blocks adjacent to the P27256 pins.

Figure 2. Cerdip/Plastic DIP Pin Configuration

MM54C00/MM74C00 Quad 2-Input NAND Gate

MM54C02/MM74C02 Quad 2-Input NOR Gate

MM54C04/MM74C04 Hex Inverter

MM54C10/MM74C10 Triple 3-Input NAND Gate

MM54C20/MM74C20 Dual 4-Input NAND Gate

General Description

These logic gates employ complementary MOS (CMOS) to achieve wide power supply operating range, low power consumption, high noise immunity and symmetric controlled rise and fall times. With features such as this the 54C/74C logic family is close to ideal for use in digital systems. Function and pin out compatibility with series 54/74 devices minimizes design time for those designers already familiar with the standard 54/74 logic family.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{CC} and GND.

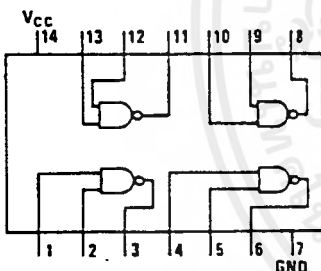
Features

- Wide supply voltage range 3V to 15V
- Guaranteed noise margin 1V
- High noise immunity 0.45 V_{CC} (typ.)
- Low power consumption 10 nW/package (typ.)
- Low power Fan out of 2
- driving 74L
- TTL compatibility

Connection Diagrams

Dual-In-Line Packages

MM54C00/MM74C00

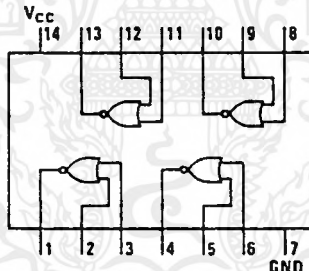


TL/F/5877-1

Top View

Order Number MM54C00* or
MM74C00*

MM54C02/MM74C02

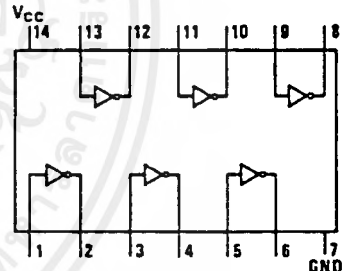


TL/F/5877-2

Top View

Order Number MM54C02* or
MM74C02*

MM54C04/MM74C04

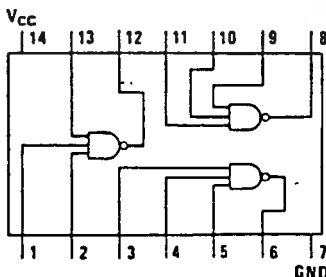


TL/F/5877-3

Top View

Order Number MM54C04*
or MM74C04*

MM54C10/MM74C10

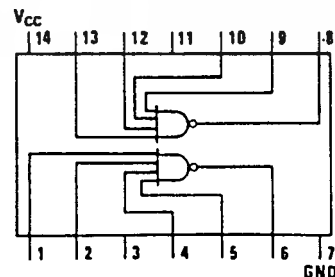


TL/F/5877-4

Top View

Order Number MM54C10* or
MM74C10*

MM54C20/MM74C20



TL/F/5877-5

Top View

Order Number MM54C20* or
MM74C20*

*Please look into Section 8, Appendix D for availability of various package types.

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Voltage at Any Pin	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
54C	-40°C to +85°C
74C	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating V_{CC} Range

3.0V to 15V

Maximum V_{CC} Voltage

18V

Power Dissipation (P_D)

Dual-In-Line

700 mW

Small Outline

500 mW

Lead Temperature

(Soldering, 10 seconds)

300°C

DC Electrical Characteristics

Min/Max limits apply across the guaranteed temperature range unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
--------	-----------	------------	-----	-----	-----	-------

MOS TO CMOS

$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	$V_{CC} = 5.0V$	3.5			V
		$V_{CC} = 10V$	8.0			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	$V_{CC} = 5.0V$			1.5	V
		$V_{CC} = 10V$			2.0	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5.0V, I_O = -10 \mu A$	4.5			V
		$V_{CC} = 10V, I_O = -10 \mu A$	9.0			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5.0V, I_O = 10 \mu A$			0.5	V
		$V_{CC} = 10V, I_O = 10 \mu A$			1.0	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = 15V$		0.01	15	μA

LOW POWER TO CMOS

$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$	$V_{CC} - 1.5$			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$			0.8	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -10 \mu A$	4.4			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -10 \mu A$	4.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 10 \mu A$			0.4	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 10 \mu A$			0.4	V

CMOS TO LOW POWER

$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$	4.0			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$	4.0			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$			1.0	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V$			1.0	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360 \mu A$	2.4			V
		74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360 \mu A$	2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 360 \mu A$			0.4	V
		74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 360 \mu A$			0.4	V

OUTPUT DRIVE (see 54C/74C Family Characteristics Data Sheet) $T_A = 25^\circ C$ (short circuit current)

I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(0)} = 0V, V_{OUT} = 0V$	-1.75			mA
I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{CC} = 10V, V_{IN(0)} = 0V, V_{OUT} = 0V$	-8.0			mA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(1)} = 5.0V, V_{OUT} = V_{CC}$	1.75			mA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{CC} = 10V, V_{IN(1)} = 10V, V_{OUT} = V_{CC}$	8.0			mA

AC Electrical Characteristics* $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
MM54C00/MM74C00, MM54C02/MM74C02, MM54C04/MM74C04						
t_{pd0}, t_{pd1}	Propagation Delay Time to Logical "1" or "0"	$V_{CC} = 5.0\text{V}$		50	90	ns
		$V_{CC} = 10\text{V}$		30	60	ns
C_{IN}	Input Capacitance	(Note 2)		6.0		pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance	(Note 3) Per Gate or Inverter		12		pF
MM54C10/MM74C10						
t_{pd0}, t_{pd1}	Propagation Delay Time to Logical "1" or "0"	$V_{CC} = 5.0\text{V}$		60	100	ns
		$V_{CC} = 10\text{V}$		35	70	ns
C_{IN}	Input Capacitance	(Note 2)		7.0		pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance	(Note 3) Per Gate		18		pF
MM54C20/MM74C20						
t_{pd0}, t_{pd1}	Propagation Delay Time to Logical "1" or "0"	$V_{CC} = 5.0\text{V}$		70	115	ns
		$V_{CC} = 10\text{V}$		40	80	ns
C_{IN}	Input Capacitance	(Note 2)		9		pF
C_{PD}	Power Dissipation Capacitance	(Note 3) Per Gate		30		pF

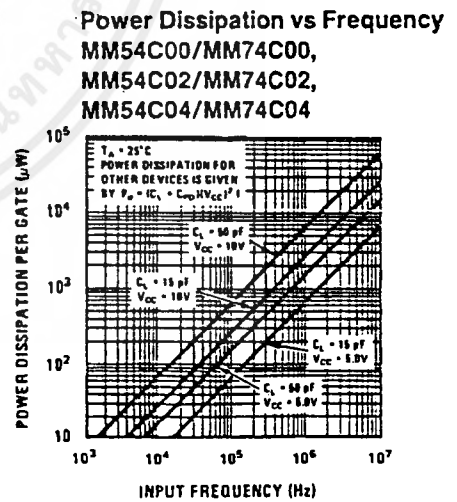
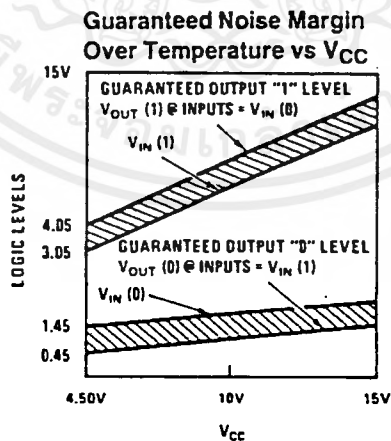
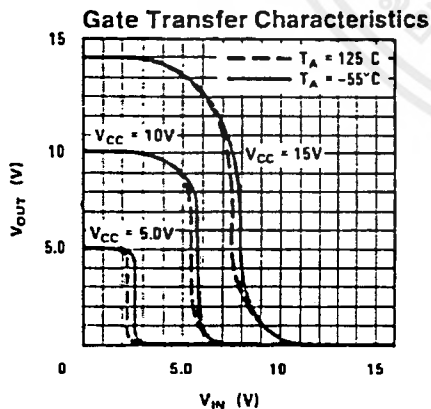
*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 3: C_{PD} determines the no load AC power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics Application Note—AN-90.

Typical Performance Characteristics

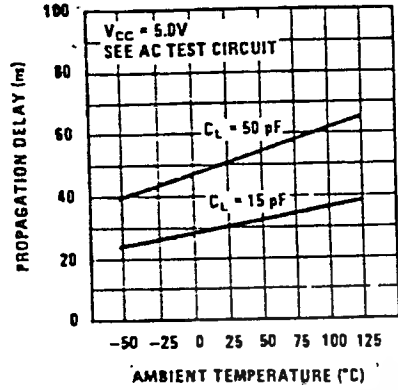


TL/F/5877-6

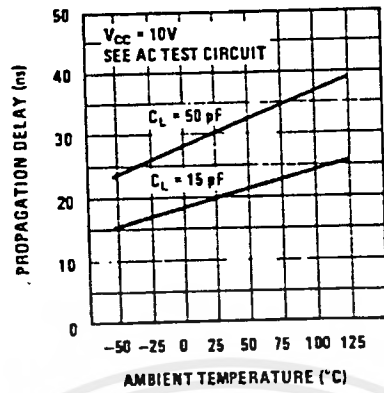
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

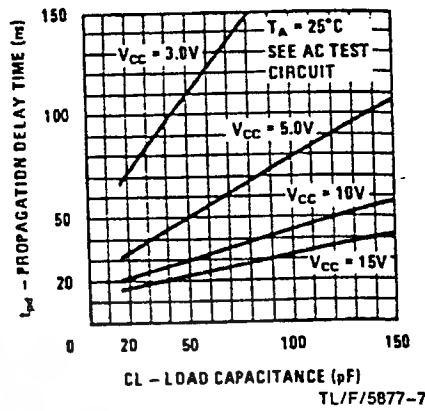
Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



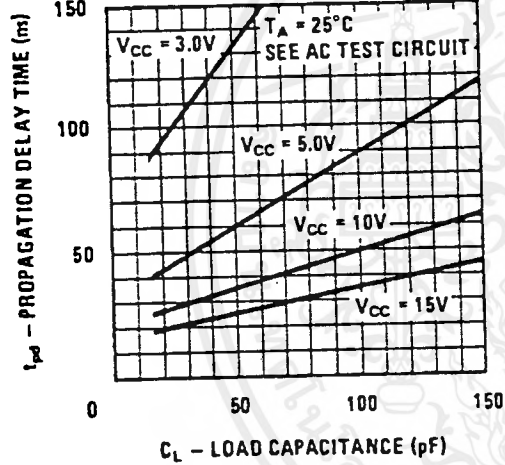
Propagation Delay vs Ambient Temperature
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



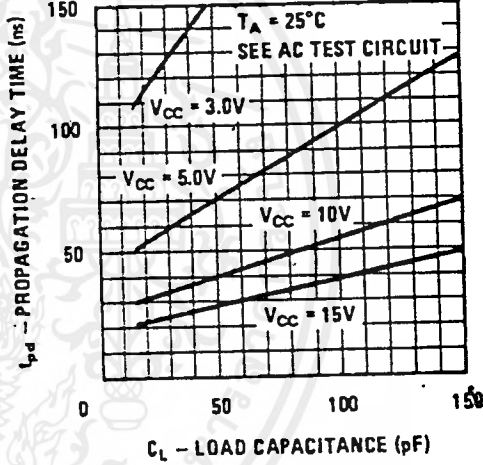
Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C00/MM74C00,
MM54C02/MM74C02,
MM54C04/MM74C04



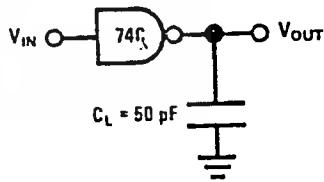
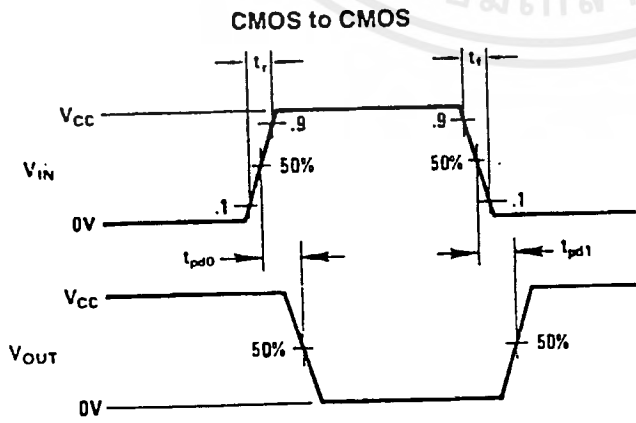
Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C10/MM74C10



Propagation Delay Time vs Load Capacitance
MM54C20/MM74C20



Switching Time Waveforms and AC Test Circuit



Note: Delays measured with input $t_r, t_f \leq 20$ ns.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designer's™ Data Sheet
Insulated Gate Bipolar Transistor
with Anti-Parallel Diode
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) is co-packaged with a soft recovery ultra-fast rectifier and uses an advanced termination scheme to provide an enhanced and reliable high voltage-blocking capability. Short circuit rated IGBT's are specifically suited for applications requiring a guaranteed short circuit withstand time such as Motor Control Drives. Fast switching characteristics result in efficient operation at high frequencies. Co-packaged IGBT's save space, reduce assembly time and cost.

- Industry Standard High Power TO-247 Package with Isolated Mounting Hole
- High Speed E_{off}: 160 µJ per Amp typical at 125°C
- High Short Circuit Capability – 10 µs minimum
- Soft Recovery Free Wheeling Diode is included in the package
- Robust High Voltage Termination
- Robust RBSOA



MGW12N120D
Motorola Preferred Device

IGBT & DIODE IN TO-247
12 A @ 90°C
20 A @ 25°C
1200 VOLTS
SHORT CIRCUIT RATED

CASE 340F-03, Style 4
TO-247AE

MAXIMUM RATINGS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CES}	1200	V _{dc}
Collector-Gate Voltage (R _{GE} = 1.0 MΩ)	V _{CGR}	1200	V _{dc}
Gate-Emitter Voltage — Continuous	V _{GE}	±20	V _{dc}
Collector Current — Continuous @ T _C = 25°C	I _{C25}	20	A _{dc}
— Continuous @ T _C = 90°C	I _{C90}	12	
— Repetitive Pulsed Current (1)	I _{CM}	40	A _{pk}
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	123 0.98	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	–55 to 150	°C
Short Circuit Withstand Time (V _{CC} = 720 V _{dc} , V _{GE} = 15 V _{dc} , T _J = 125°C, R _G = 20 Ω)	t _{sc}	10	µs
Thermal Resistance — Junction to Case – IGBT	R _{θJC}	1.0	°C/W
— Junction to Case – Diode	R _{θJC}	1.4	
— Junction to Ambient	R _{θJA}	45	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T _L	260	°C
Mounting Torque, 6–32 or M3 screw	10 lbf•in (1.13 N•m)		

(1) Pulse width is limited by maximum junction temperature. Repetitive rating.

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

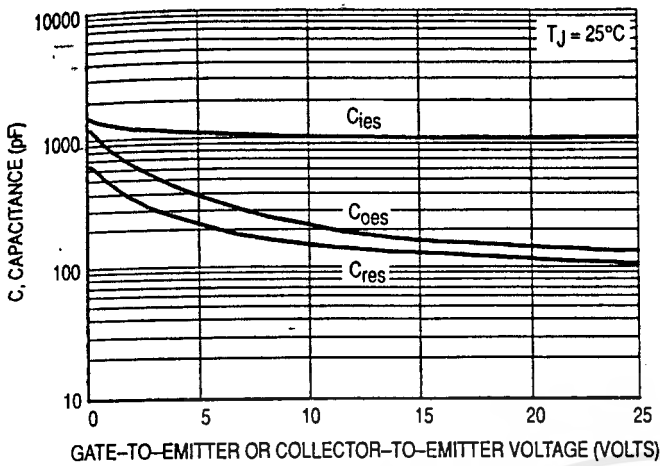


Figure 5. Capacitance Variation

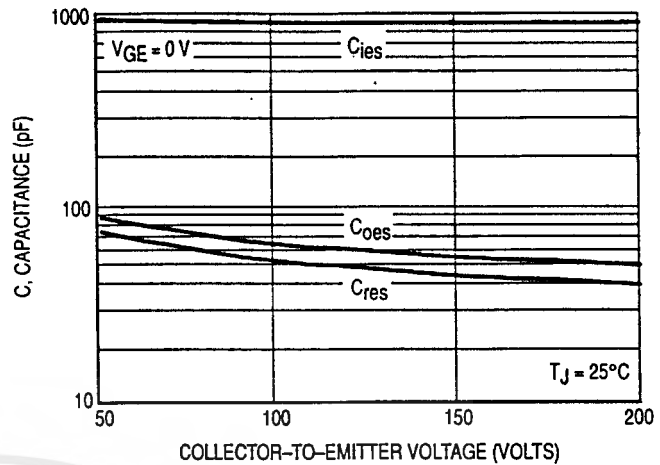


Figure 5b. High Voltage Capacitance Variation

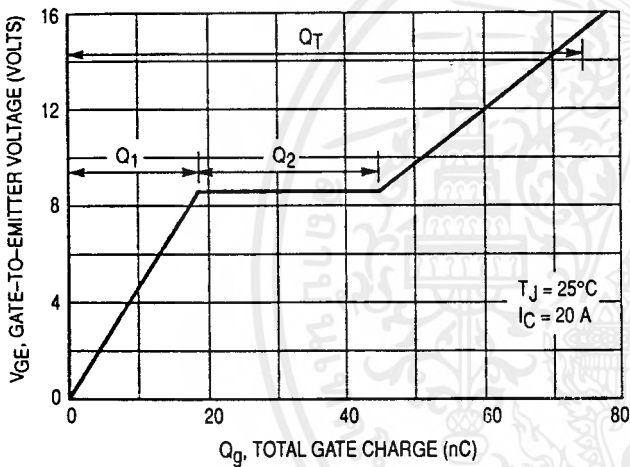


Figure 6. Gate-to-Emitter and Collector-to-Emitter Voltage versus Total Charge

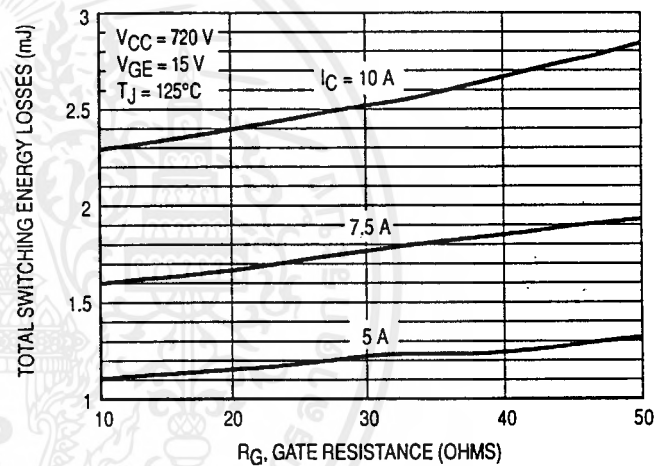


Figure 7. Total Switching Losses versus Gate Resistance

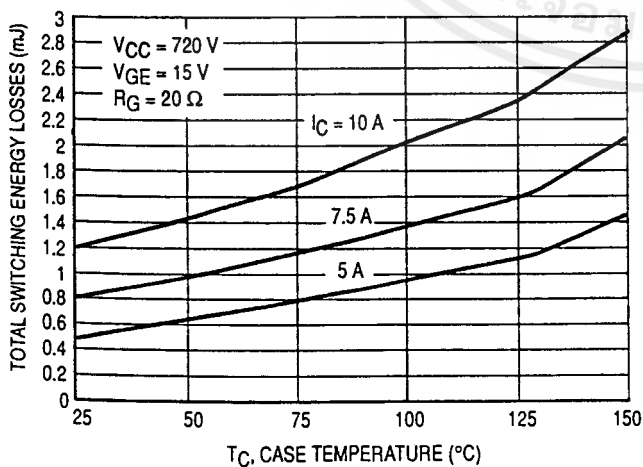


Figure 8. Total Switching Losses versus Case Temperature

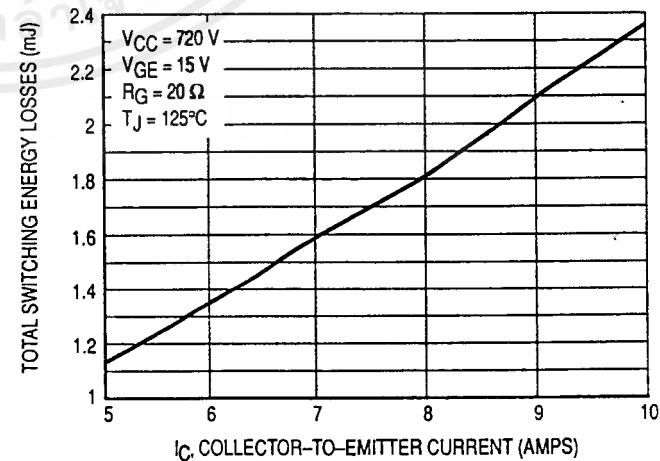


Figure 9. Total Switching Losses versus Collector-to-Emitter Current

MGW12N120D

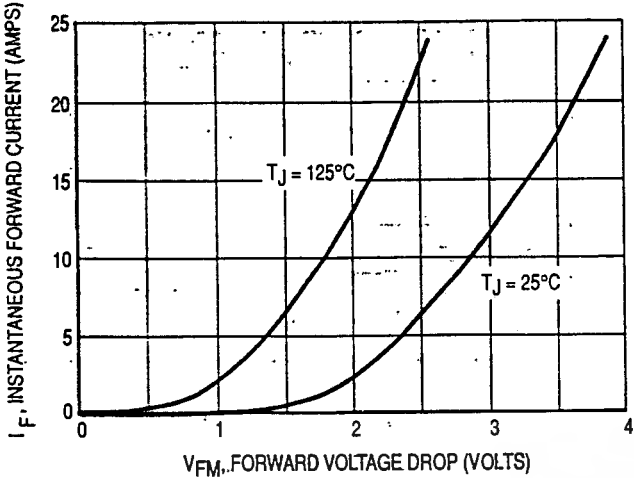


Figure 10. Maximum Forward Drop versus Instantaneous Forward Current

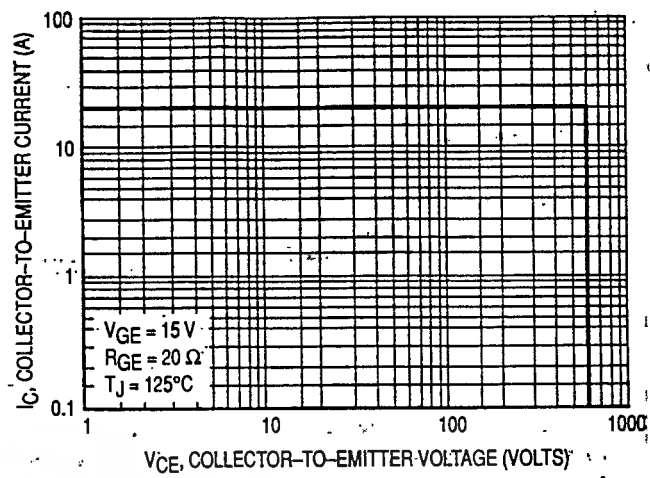


Figure 11. Reverse Biased Safe Operating Area

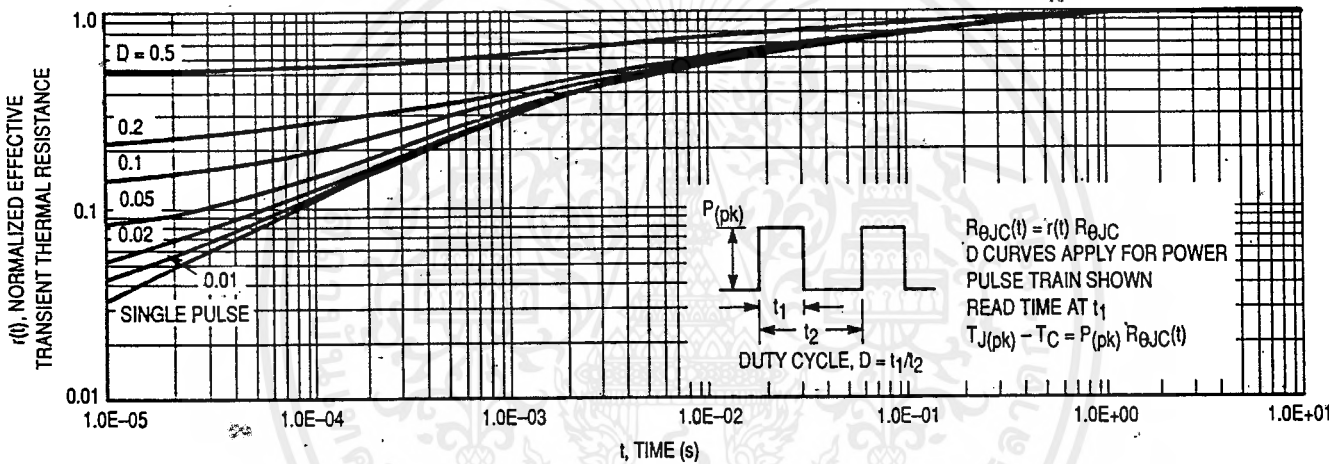


Figure 12. Thermal Response

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถสำเร็จลุล่วงด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือสนับสนุนจากบุคคลหลายท่าน ผู้จัดทำขอกล่าวขอบพระคุณ ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ และอ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษาแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ เกี่ยวกับการทำโครงการนี้มาโดยตลอด รวมทั้งขอขอบคุณห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนด้านตำรา และเอกสารอ้างอิง ตลอดจนขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลังที่ให้สถานที่ในการทดลอง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในการทำโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] มงคล ทองสงคราม, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, พรศิวิการพิมพ์, 2536
- [2] กฤษฎา วิสวธีรานนท์, “อินเวอร์เตอร์ หลักการทำงานและเทคนิคการใช้งาน”, คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536
- [3] National Semiconductor Corporation, “CMOS LOGIC DATABOOK”, pp 3-291 - 3-294, 5-161 - 5-165, 6-9 - 6-12
- [4] MOTOROLA, “Semiconductor Technical Data”, pp 4-30 - 4-34

