การประยุกต์ใช้ PLL สำหรับควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์

THE APPLICATION OF PLL FOR INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL

โดย

นาย มนตรี รอดคำแหง
นาย อุทัย มั่วเนี่ยว
นาย ชำนาญ กิ้มปาน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สาขาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรรศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องการประยุกต์ใช้ PLL สำหรับควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์
(THE APPLICATION OF PLL FOR INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL)

ผู้จัดทำ

นาย มนตรี	รอดคำแหง	40012098
นาย อุทัย	มั่วเนี่ยว	40012116
นาย ชำนาญ	กิ้มปาน	40013402

อาจารย์ที่ปรึกษา

....

(รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร)

การประยุกต์ใช้ PLL สำหรับควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์

โดย	นาย มนตรี	รอดคำแหง	**40012098**
	นาย อุทัย	มั่วเนี่ยว	**40012116**
	นาย ชำนาญ	กิ้มปาน	**40013402**

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับการนำเอา เฟสล็อกลูป(PLL) มาประยุกต์ใช้ในงานควบคุมความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ให้มีความเที่ยงตรง แน่นอน และให้ผลตอบสนองรวดเร็ว

โดยนำความถี่ป้อนกลับ (Fm) ที่ได้จากเอนโคดเดอร์ มาเปรียบเทียบโดย PFD กับความถี่อ้างอิง (Fr) ที่ได้จาก Crytal สัญญาณแตกต่างจากเอาท์พุทของ PFD จะผ่านไปยังลูปฟิลเตอร์ (Lf) ทำให้ได้แรงดันอนาล็อก (Vd) แรงดันนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นข้อมูลดิจิตอลโดย A/D converter จากนั้นไมโครคอมพิวเตอร์ก็จะอ่านข้อมูลจากเอาท์พุทของ A/D converter และส่งความถี่ที่เหมาะสมไปยัง PWM อินเวอร์เตอร์ สั่งให้ PWM อินเวอร์เตอร์ เปลี่ยนขนาดแรงดันของอินดัคชั่นมอเตอร์ ทำให้การควบคุมในอัตราส่วนของ V/F คงที่เป็นสัญญาณเอาท์พุทของ PWM อินเวอร์เตอร์ ถูกส่งไปยังอินดัคชั่นมอเตอร์ ส่งผลให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนไป เพื่อลดค่าความถี่แตกต่างระหว่าง Fr และ Fm ลง และแรงดัน Vd จะปรับเปลี่ยนไปจนกระทั่งสัญญาณทั้งสองของ PFD อินพุท เท่ากันทั้งเฟสและความถี่ เมื่อเป็นเช่นนี้ลูปก็จะถูกล็อค และความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์จะซิงโครนัสกับความถี่อ้างอิงอย่างสมบูรณ์

THE APPLICATION OF PLL FOR INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL

Staff **Mr. Montri Rodkamhang 40012098**
Mr. Uthai Muaneaw 40012116
Mr. Chumnan Kimpan 40013402

Adviser **Assoc. Prof. Vitaya Tipsuwanpon**

Abstract

This paper presents about the application of PLL for induction motor speed control. To increase the performance in the induction motor speed control that has high reline-ability and fast control respond.

The feedback pulse train at frequency fm from the encoder is compared by the PFD with the reference pulse train of frequency fr from the crytal-based clock generator. The error signal from the PFD output is passed through the loop filter (LF) to obtain an analog voltage (Vd). This voltage is sampled and then converted to digital data by the A/D converter. The microcomputor reads the data from the A/D converter output and applies an appropriate frequency command to PWM inverter. The value of analog voltage Vd, read by the microcomputor through the A/D converter, is also utilized to command the PWM inverter to change the amplitude of the voltage applied to the induction motor so that constant V/f control is achieved. The PWM inverter output signals are fed to the induction motor, so that the motor speed will be altered to reduce the frequency error between fr and fm. The voltage Vd is varied until the two signals at the PFD inputs are equal in frequency and phase. When this happens, the loop is locked and the speed of the induction motor is perfectly synchronized with the reference frequency.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้ความรู้ ความคิดริเริ่มและชี้แนะแนวทางต่างๆ ตลอดจนให้คำปรึกษาแนวทางการค้นคว้า การจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

รวมทั้งเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่คอยให้กำลังใจ และให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ จนทำให้โครงงานนี้สำเร็จลุล่วงลงไปด้วยดี

ผู้จัดทำ
นายมนตรี รอดคำแหง
นายอุทัย มั่วเนี่ยว
นายชำนาญ กิ้มปาน

สารบัญ

สารบัญ (ต่อ)

สารบัญภาพ

สารบัญภาพ (ต่อ)

บทที่ 1
บทนำ

ความสำคัญเบื้องต้น

ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านต่าง ๆ ที่ใช้ในด้านอุตสาหกรรมกำลังพัฒนา เช่นเดียวกับความต้องการของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งเป็นตัวขับกำลังในโรงงานอุตสาหกรรมก็ยิ่งทวีความต้องการสูงขึ้นเช่นกัน ทั้งนี้ต้องสามารถควบคุมความเร็วได้ต่อเนื่องแม่นยำ มีเสถียรภาพ และประสิทธิภาพดีเยี่ยม ราคาถูก สะดวกและง่ายต่อการบำรุงรักษา ตลอดจนต้องปราศจากทำให้เกิดสภาวะใด ๆ ต่อในระบบอุตสาหกรรม และระบบไฟฟ้าด้วย

เนื่องจากมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ มีข้อดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง ซึ่งเคยนำมาใช้เป็นตัวต้นกำลังชนิดปรับความเร็วได้กล่าวคือ มอเตอร์เหนี่ยวนำโครงสร้างแข็งแรงทนทานมีลักษณะปกปิดมิดชิด มีส่วนประกอบสำคัญเพียงสองส่วนคือส่วนอยู่นิ่ง (Stator) และส่วนหมุน (Rotor) ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีราคาถูก ขนาดกระทัดรัดกว่าที่ขนาดกำลังม้าเท่ากันสามารถทำงานได้นานโดยต้องการซ่อมบำรุงน้อยมาก ใช้งานได้ดีแม้ในสถานที่ฝุ่นละอองมาก หรือบริเวณที่มีความชื้นสูง หรือแม้บริเวณที่ไวต่อการระเบิดเนื่องจากประกายไฟ จึงทำให้มอเตอร์เหนียวนำเป็นที่นิยมใช้ในโรงงานอุตาหกรรมมากว่าแบบมอเตอร์กระแสตรง แต่มอเตอร์เหนี่ยวนำไม่เหมาะสมต่อการใช้งานแบบเปลี่ยนแปลงความเร็ว เนื่องจากมีความเร็วค่อนข้างคงที่ เพราะความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แปรผันตามความถี่ไฟสลับของแหล่งจ่ายกำลังเท่านั้น อย่างไรก็ตาม การพัฒนาเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำอย่างไม่หยุดยั้ง ทำให้อุปกรณ์สวิทช์อิเล็คทรอนิคส์กำลังในปัจจุบัน เช่น ไทริสเตอร์ ทรานซิสเตอร์กำลัง ไทริสเตอร์ แบบเกทหยุดนำกระแส (Gate Turn Off Thyristor) และอื่น ๆ มีอัตรากำลังกำหนดพิกัดสูงขึ้นความไวสวิทช์สูงขึ้น ทำให้การพัฒนาชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นที่น่าสนใจมากขึ้นทั้งนี้สมรรถนะของเครื่องควบคุมความเร็วไม่ได้ขึ้นอยู่กับ ความไวสวิทช์ของอุปกรณ์สวิทช์กำลังเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับอิทธิพลของการเลือกหลักการสร้างสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิทช์กำลังเหล่านั้นอีกด้วย โดยเฉพาะการควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่มีขนาดไม่เกิน 10 กำลังม้า มักนิยมใช้ อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการสวิทช์โดยการมอดูเลทสัญญาณตามความกว้างพัสส์ (Pulse Widtn Modulation Inverter)

โดยทั่วไปการมอดูเลทสัญญาณตามความกว้างพัลส์ (pulse Width Modulation) จะมีหลักการสร้างการสวิทช์อยู่ 2 หลักการใหญ่ คือ แบบ Sinusoial PWM แบบ Harmonic Elimination PWM Technique.

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยว

มอเตอร์เหนี่ยวนำที่นิยมใช้กันมากสำหรับงานขนาดย่อมคือ มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel cage induction motor) การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบนี้ทำได้หลายวิธีเช่น

1. การควบคุมความเร็วโดยปรับระดับแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ โดยคงค่าความถี่เดิม

เนื่องจากแรงบิด (Torque) ของมอเตอร์ แปรผันตามค่ากำลังสองของแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ดังนั้นเมื่อมอเตอร์มีภาระอยู่ แล้วลดแรงดันลงความเร็วมอเตอร์ก็จะลดลงตามไปด้วย อย่างไรก็ตามการปรับระดับแรงดันมอเตอร์นี้จะสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ได้ในช่วงแคบ ๆ เท่านั้น เพราะถ้ามีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันมากหรือน้อยเกินไปอาจทำให้มอเตอร์เสียหาย หรือแรงบิดต่ำมากจนไม่สามารถใช้งานได้

2.การควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็ก

ปกติความเร็วมอเตอร์จะแปรผันตาม ค่าความถี่ของแหล่งจ่ายและแปรผกผันกับจำนวนขั้วแม่เหล็ก ด้วยการออกแบบการพันของขดลวดส่วนอยู่นิ่ง (Stator Winding) ให้สามารถเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กได้เช่น จาก 2 เป็น 4 ขั้ว หรือ 4 เป็น 8 ขั้วแม่เหล็กได้ เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบดาเลนเดอร์ (Dahlander motor) ก็สามารถเปลี่ยนความเร็วของมอเตอร์ได้ขั้นละทวีคูณ ซึ่งก็ยังไม่เหมาะสมกับการควบคุมมอเตอร์ที่ต้องการ การเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบต่อเนื่องได้

3.การควบคุมความเร็วโดยการปรับค่าความถี่แหล่งจ่ายของมอเตอร์

การปรับค่าความถี่ที่จ่ายมอเตอร์ให้ต่อเนื่องและละเอียดได้จะทำให้ความเร็วมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามอย่างต่อเนื่องและนิ่มนวลเช่นกัน แต่การปรับความถี่ให้มอเตอร์นี้จะต้องปรับค่าระดับแรงดันตามไปด้วยเช่นกัน ซึ่งจะทำให้อัตราแรงดันต่อความถี่ (V/F) ของมอเตอร์มีค่าคงที่ เพื่อรักษาค่าแรงบิดของมอเตอร์ให้คงที่ และมีประสิทธิที่ดีในการทำงาน

บทที่ 2
มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการควบคุม

โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับประกอบด้วยส่วนอยู่นิ่งหรือสเตเตอร์ (Stator) และส่วนหมุน หรือโรเตอร์ (Rotor) การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นเริ่มจากการได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้กันสเตเตอร์ เกิดการเหนี่ยวนำส่งผ่านไปยังโรเตอร์ทำให้เกิดการหมุนขึ้น โดยที่ขดลวดของสเตเตอร์จะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (air gap) ระหว่าง สเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กจะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (2.1)

$$Ns = \frac{120f}{p} \qquad (2.1)$$

โดยที่ Ns - ความเร็วรอบซิงโครนัส

f - ความถี่ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับ (Hz)

p - จำนวนขั้ว (pole) ของสเตเตอร์

ด้วยผลของการเหนี่ยวนำทให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่มีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ Nr ใด ๆ ที่มีค่าความแตกต่างจากความเร็ว Ns จะเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดทอร์ค ความแตกต่างสัมพันธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิปหรือการไถล

$$S = \frac{Ns - Nr}{Ns} \qquad (2.2)$$

(Slip,S)

โดยที่ Ws - ความ ถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (Stator angular frequency)

Wr - ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor angular frequency)

$$= \frac{Ws - Wr}{Ws}$$

$$= \frac{Wsl}{Ws} \qquad (2.3)$$

Wsl - ความถี่เชิงมุมสลิป (Slip angular frequency)

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้สมการความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$Nr = \frac{(1-s)(120f)}{p} \qquad rpm \qquad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.4) การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) จำนวนขั้วของสเตเตอร์ (p) และสลิปของโรเตอร์ วิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด คือ การควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงขณะควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ วิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของสเตเตอร์จะควบคุมการเปลี่ยนแปลงความเร็วได้ในช่วงแคบ และการควบคุมจะไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นวิธีการนี้จะใช้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษ ส่วนวิธีการควบคุมโดยการเปลี่ยนค่าสลิปนั้นจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะว่าประสิทธิภาพของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าสลิป

2.2 แรงบิดของอินดั๊กชั่นมอเตอร์

แรงบิดที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์คือแรงที่จะต้านหรือเอาชนะต่อโหลดที่กระทำกับมอเตอร์ หรือหมายถึงแรงที่ทำให้มอเตอร์หมุน จากเรื่องมอเตอร์ไฟตรงแรงบิดที่เกิดขึ้นกับมอเตอร์ไฟตรง จะแปรผันโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ และเส้นแรงแม่เหล็กจากขั้วแม่เหล็กสเตเตอร์ ในทำนองเดียวกัน แรงบิดของอินดั๊กชั่นมอเตอร์ จะแปรผันโดยตรงกับกระแสโรเตอร์ เส้นแรงแม่เหล็ก จากขดลวดแม่เหล็กจากขดลวดสเตเตอร์ นอกจากนี้แล้วแรงบิดมอเตอร์ไฟสลับยังขึ้นอยู่กับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของโรเตอร์อีกด้วย

ดังนั้น แรงบิด

$$T \;\alpha\; \phi\, I_2 Cos\theta_2$$

$$= K\phi I_2 Cos\theta_2$$

เมื่อ I_2 = กระแสโรเตอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่

ϕ = เส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดสเตเตอร์

$Cos\theta_2$ = เพาเวอร์แฟคเตอร์โรเตอร์

θ_2 = มุมต่างเฟสของกระแสโรเตอร์กับแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโรเตอร์

K = ค่าคงที่

แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโรเตอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่

$$E_2 \ \alpha \ \phi$$

$$\therefore T \ \alpha \ E_2 I_2 Cos\theta_2$$

$$\therefore T = K_1 E_2 I_2 Cos\theta_2$$

K_1 = ค่าคงที่อีกค่าหนึ่ง (2.5)

2.3 แรงบิดสตาร์ท (Starting torque T_2)

ถ้าให้ E_2 = แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโรเตอร์ต่อเฟสขณะโรเตอร์อยู่กับที่

R_2 = ความต้านทานโรเตอร์ต่อเฟส

X_2 = รีแอ๊กแตนซ์โรเตอร์ต่อเฟสขณะโรเตอร์อยู่กับที่

$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$

= อิมพีแดนซ์โรเตอร์ต่อเฟสขณะโรเตอร์อยู่กับที่

$$\therefore I = \frac{E_2}{Z_2}$$

$$= \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

$$Cos\,\theta_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

$$\therefore T = T_2 = K_1 E_2 I_2 Cos\theta_2$$

$$= K_1 E_2 \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

$$= \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \qquad (2.6)$$

ถ้าแรงดัน V ที่ป้อนให้กับมอเตอร์คงที่ เส้นแรงแม่เหล็ก ϕ จากขดลวดสเตเตอร์และแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโรเตอร์ E2 ขณะโรเตอร์อยู่คงที่ จะมีค่าคงที่

$$\therefore Ts = K_2 \frac{E_2^2}{R_2^2 + X_2^2} \qquad (2.7)$$

$$= \frac{K_2 E_2^2}{Z_2^2} \qquad (2.8)$$

เมื่อ K2 = เป็นค่าคงที่และสรุปได้ว่า

1. แรงบิดสตาร์ทของมอเตอร์แบบสไควเรลเกจ ความต้านทานของโรเตอร์แบบสไควเรลเกจ จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับรีแอ๊กแตนซ์ ซึ่งมีค่ามาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะสตาร์ทความถี่โรเตอร์จะเท่ากับความถี่ที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ กระแสโรเตอร์ขณะเริ่มหมุน (สตาร์ท) จะมีค่าสูงและล้าหลังแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำโรเตอร์เป็นมุมโตมาก แรงบิดสตาร์ทจะต่ำมาก คือจะมีค่าประมาณ 1.5 เท่าของแรงบิดที่โหลดเต็มพิกัด แต่กระแสสเตเตอร์ขณะเริ่มหมุนจะมาก ถึง 5-4 เท่าของกระแสที่โหลดเต็มพิกัด มอเตอร์ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่นำไปขับโหลดหนัก ๆ ในตอนเริ่มหมุน

2. แรงบิดสตาร์ทของมอเตอร์แบบวาวด์โรเตอร์ (Wound Rotor) แรงบิดสตาร์ทของมอเตอร์แบบนี้จะดีกว่ามอเตอร์แบบสไควเรลเกจ โดยการทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์โรเตอร์ดีขึ้น โดยการเอาความต้านทางจากภายนอก ต่อเข้ากับความต้านทานของโรเตอร์นั้นจะต้องมีค่าสูงเพียงจุด ๆ หนึ่งเท่านั้น ไม่ใช่ว่าจะสูงเท่าใดก็ได้ ถ้าความต้านทานที่นำมาสูงเกินไป แทนที่จะทำให้แรงบิด สตาร์ทดีขึ้น แต่กลับจะทำให้แรงบิดสตาร์ทลดลง

3. แรงบิดสตาร์ทสูงสุด (Tsm) เมื่อใดก็ตาม ถ้าค่าความต้านทานของวงจรขดลวดโรเตอร์เท่ากับค่ารีแอ๊กแตนซ์ของโรเตอร์แล้ว จะทำให้แรงบิดสตาร์ทของมอเตอร์ตัวนั้นสูงสุด (R2=X2) และถ้าหากว่าแรงดันป้อนเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นแรงบิดสตาร์ทจากสมการ (2.6) จะกลายเป็น

$$Ts = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \qquad (2.9)$$

2.4 แรงบิดทำงาน (Running torque T)

จากสมการ (2.9) เป็นแรงบิดขณะโรเตอร์อยู่กับที่และกำลังที่จะเริ่มหมุน เมื่อมอเตอร์หมุนแล้ว แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนไปได้โดยขึ้นอยู่กับค่าของสลิป ตลอดจนค่ารีแอ๊กแตนซ์ก็ขึ้นอยู่กับค่าของสลิป ตลอดจนค่ารีแอ๊คแตนซ์ก็ขึ้นอยู่กับค่าสลิปด้วย

$$\therefore T \ \alpha \ R_r I_r Cos\theta_2$$

หรือ

$$T \ \alpha \ \phi I_r Cos\theta_2$$

H_r = แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเมื่อมอเตอร์หมุน

= SE_2

I_r = กระแสโรเตอร์เมื่อมอเตอร์หมุน

$$= \frac{E_r}{Z_r}$$

$$= \frac{SE_2}{R_2^2 + (SX_2)^2}$$

$$Cos\ \theta_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}}$$

∴ แรงบิดทำงาน

$$T \ \alpha \ \frac{\phi SE_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}}$$

$$T = \frac{K\phi SE_2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \qquad (2.10)$$

หรือ

$$T \ \alpha \ \frac{SE_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (SX_2)^2}}$$

$$= \frac{K_1 \phi S^2 E_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \qquad (2.11)$$

ขณะสตาร์ท $S = 1$

ดังสมการ (2.6) และสรุปได้ว่า $T = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}$ (2.12)

$$= Ts$$

1. แรงบิดทำงานเมื่อสลิปมีค่าน้อย การที่สลิปมีค่าน้อยหมายความว่า ความเร็วโรเตอร์สูงมากเกือบเท่ากับความเร็วซิงโครนัส แรงบิดขณะนี้จะมีค่าน้อยมาก

2. แรงบิดทำงานเมื่อสลิปมีค่ามาก การที่สลิปมีค่ามากก็หมายความว่า ความเร็วโรเตอร์ต่ำมาก แตกต่างจากความเร็วซิงโครนัสมาก ขณะนี้แรงบิดจะมีค่าสูงมาก

3. แรงบิดทำงานสูงสุด แรงบิดทำงานสูงสุด จะเกิดขึ้นขณะที่ความต้านทานโรเตอร์เท่ากับค่ารีแอ๊คแตนซ์โรเตอร์คูณด้วยสลิป คือ $R_2=SX_2$ จากสมการ (2.10)

$$T = \frac{K\phi SE_2R_2}{R_2^2+(SX_2)^2}$$

จากวิธีการทางคณิตศาสตร์ จะสามารถแสดงให้ว่า เมื่อเกิดแรงบิดทำงานสูงสุดแล้วค่า $R_2=SX_2$ ดังนั้นแรงบิดทำงานสูงสุด

$$Tm = \frac{K\phi SE_2R_2}{2R_2^2}$$

$$= \frac{K\phi SE_2}{2R_2} \qquad (2.13)$$

หรือ

$$Tm = \frac{K\phi SE_2SX_2}{2S^2X_2^2}$$

$$= \frac{K\phi E_2}{2X_2} \qquad (2.14)$$

2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลิป

ดังได้กล่าวไว้แล้วว่า แรงบิดทำงาน

หรือ $$T = \frac{K_1S^2E_2^2R_2}{R_2^2+(SE_2)^2} \qquad (2.15)$$

$$T = \frac{K_1\phi SE_2SX_2}{R_2^2+(SE_2)^2} \qquad (2.16)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการข้างบน ถ้า S=0 แล้ว T=0 ด้วยและเมื่อหมุนด้วยความเร็วปกติคือ ความเร็วเกือบเท่าความเร็วซิงโครนัส ค่ารีแอ๊คแตนซ์ (X_r=SX_2) จะมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่า R_2 สมมุติว่าไม่คิดค่า SX_2

$$T = \frac{K_1 \phi S E_2 R_2}{R_2^2} \qquad (2.17)$$

$$T \quad \alpha \quad \frac{S}{R_2} \qquad (2.18)$$

$$\alpha \quad S \quad (R_2 \text{ มีค่าคงที่}) \qquad (2.19)$$

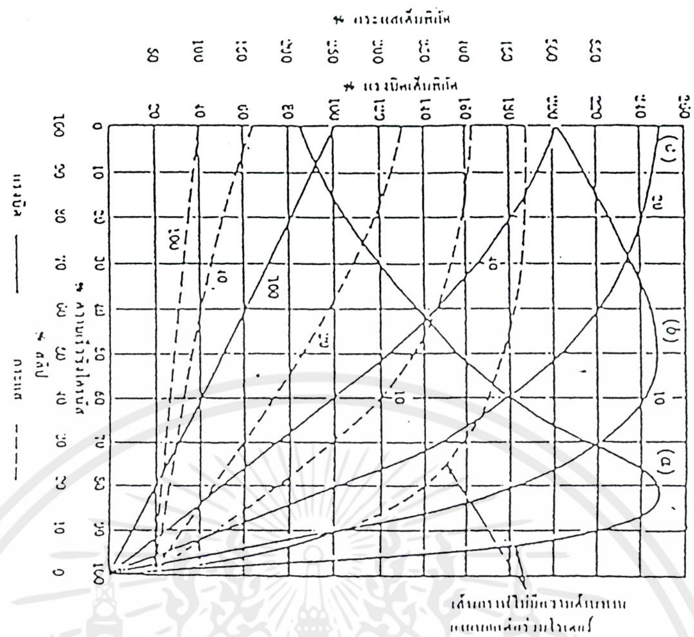
ดังนั้นที่สลิป S ค่าต่ำ ๆ เส้นกราฟ แรงบิด-สลิป จะมีลักษณะเป็นเส้นตรง เมื่อสลิปมีค่าเพิ่มขึ้น หมายความว่า โหลดของมอเตอร์เพิ่มขึ้น แรงบิดก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย และแรงบิดจะสูงสุดเมื่อ S=R_2 /X_2 แรงบิด ณ จุดนี้เรียกว่า แรงบิดสูงสุด (maximum หรือ pull out หรือ break down) และเมื่อสลิป S มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ แต่ความเร็วมอเตอร์จะลดลง คือ โหลดมอเตอร์เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ อีก ความต้านทานโรเตอร์ R_2 จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า X_r=SX_2 จึงตัดค่า R_2 ออกได้

$$T \quad \alpha \quad \frac{S}{(SX_2)^2} \qquad (2.20)$$

$$T \quad \alpha \quad \frac{1}{S}$$

(X2 มีค่าคงที่) (2.21)

เส้นกราฟ แรงบิด-สลิป จะมีลักษณะเป็นรูปไฮเพอร์โบลาคว่ำ จะสังเกตุเห็นว่าเมื่อเลยจุดที่แรงบิดสูงสุด (โหลดมอเตอร์เพิ่มขึ้นมาก) เป็นผลทำให้แรงบิดลดลง ในที่สุดมอเตอร์ก็จะหมุนด้วยความเร็วต่ำลง และหยุดหมุนได้ เซอร์กิตเบรกเกอร์ควบคุมวงจรก็จะตัดวงจรมอเตอร์ออกจากระบบไฟฟ้า ดังนั้นจากเส้นกราฟเหล่านี้จะสามารถแปลความได้ว่า มอเตอร์จะทำงานได้ในช่วงสลิปมีค่าศูนย์ จนถึงจุดที่แรงบิดมีค่าสูงสุด (Stable Condition) ในกรณีที่ R_2 มีค่า R นี้ ช่วงมอเตอร์ทำงานจะอยู่ในบริเวณที่แลเงาไว้ แต่ถ้าหากว่า R_2 มีค่าเป็น 4R หรือ 6R หรือ SR ก็จะได้เส้นกราฟออกมา 3 เส้น แต่ละเส้นจะมีค่าสูงสุดไม่พร้อมกัน และถ้าพิจารณาต่อไป จะได้ว่าถ้าเพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรของโรเตอร์มากแล้วตำแหน่งที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดนั้นจะเปลี่ยนไปด้วย และจะเป็นเหตุให้สลิปเปลี่ยนแปลงไปด้วย



รูปที่ 2.1 เส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและสลิปเมื่อ R_2 มีค่าต่าง ๆ กัน

เมื่อแรงดันป้อนเปลี่ยนแปลง จะทำให้แรงบิดเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ไม่เพียงแต่จะทำให้แรงบิด สตาร์ท T_s เปลี่ยนแปลงเท่านั้นแต่จะทำให้แรงบิดขณะทำงานเปลี่ยนแปลงไปด้วยเช่นเดียวกัน

$$T = \frac{K_1 \phi S E_2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \qquad (2.22)$$

$$E \quad \alpha \quad \phi$$

$$\alpha \quad V$$

$$\therefore \quad T \quad \alpha \quad SV^2 \qquad (2.23)$$

เมื่อ V แรงดันป้อน

ถ้า V เปลี่ยนแปลงไปเป็น V^2

และ S เปลี่ยนแปลงไปเป็น S^2

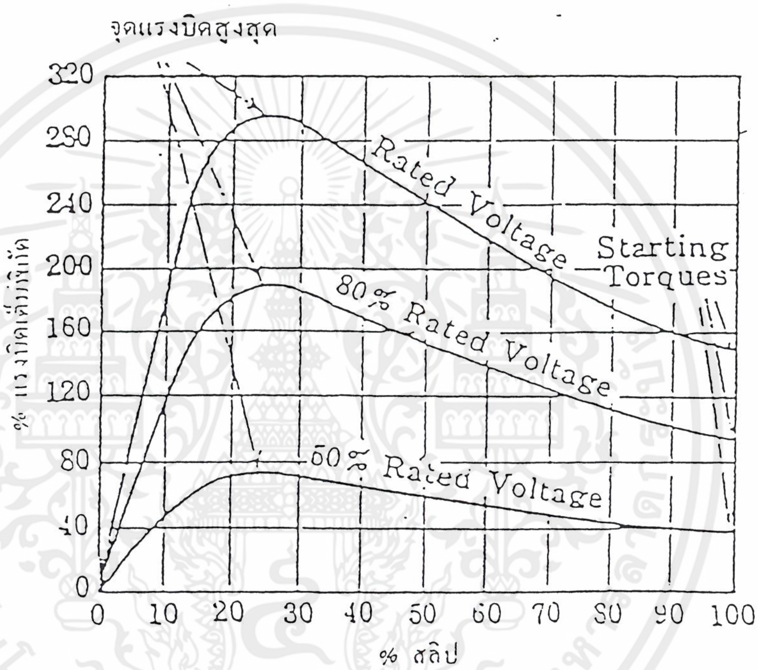
แล้ว T จะเปลี่ยนแปลงไปเป็น T^2

แล้ว T จะเปลี่ยนแปลงไปเป็น T^2

$$\therefore \quad T \quad \alpha \quad S'V'^2 \qquad (2.24)$$

$$\text{และ} \quad \frac{T}{T'} = \frac{SV^2}{S'V'^2} \qquad (2.25)$$

จากรูปที่ 2.2 ข้างล่างแสดงให้เห็นว่าถ้าลดแรงดันป้อนลงจะได้เส้นกราฟ แรงบิด-สลิป คล้ายกัน แต่จุดสูงสุดหรือจุด break down ไม่เท่ากัน



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-สลิป เมื่อป้อนแรงดันขนาดต่าง ๆ กัน

แรงบิดเต็มพิกัดและแรงบิดสูงสุด แรงบิดเต็มพิกัดหมายถึงแรงบิดขณะที่มอเตอร์ทำงานมีโหลดเต็มพิกัด จากสมการ (2.10)

$$T = \frac{K\phi SE_2R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2}$$

ถ้าให้ S เป็นสลิปเมื่อมอเตอร์ทำงานมีโหลดเต็มพิกัด จะได้แรงบิดเมื่อโหลดเต็มพิกัด (full

$$T \quad \alpha \quad \frac{SR_2}{R_2^2 + (SE_2)^2} \qquad (2.26)$$

แรงบิดสูงสุดหมายถึง แรงบิดขณะที่มอเตอร์ทำงานเต็มพิกัดมีค่าสูงสุด จะเกิดแรงบิดสูงสุด

เมื่อ $R_2 = SX_2$

หรือ $S = \frac{R^2}{X^2}$

แทนค่า $S = R_2/X_2$ ในสมการ (2.26) จะได้แรงบิดสูงสุด

$$T_m \propto \frac{1}{2X_2} \quad (2.27)$$

ดังนั้น
$$\frac{T_f}{T_m} = \frac{SR_2 \cdot 2X_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \quad (2.28)$$

หรือ
$$\frac{T_f}{T_m} = \frac{2\,SR_2/X_2}{(R_2/X_2)^2 + S^2}$$

ให้
$$a = R_2/X_2$$

$$\therefore \quad \frac{T_f}{T_m} = \frac{2aS}{a_2 + S_2} \quad (2.29)$$

แรงบิดสตาร์ท และแรงบิดสูงสุด จากสมการ (2.26) ที่กล่าวมาแล้วว่า แรงบิดสตาร์ท

$$T_s = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

$$\propto \frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (E_2 \text{ ค่าที่}) \quad (2.30)$$

สำหรับแรงบิดสูงสุดได้กล่าวแล้วในสมการ คือ

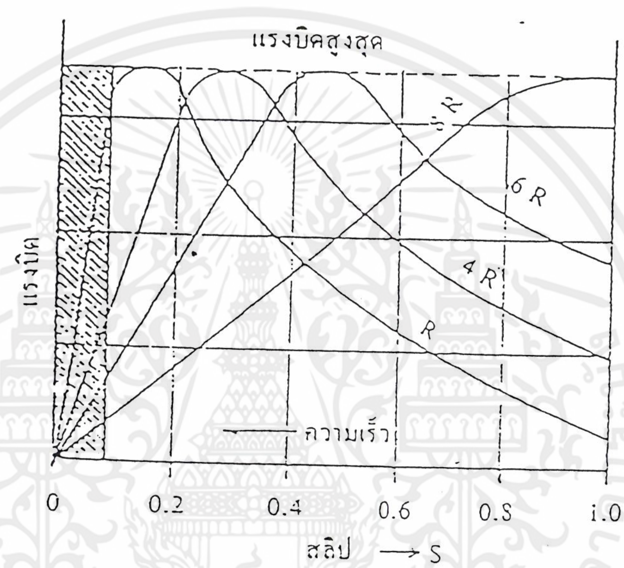
$$T_m \propto 1/2X_2$$

$$\frac{T_x}{T_m} = \frac{2R_2X_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

$$= \frac{2R_2/X_2}{(R_2/X_2)^2 + 1}$$

$$= \frac{2a}{a^2 + 1} \qquad (2.31)$$

$a = R_2 / X_2$ นี้เรียกว่า อัตราส่วนระหว่างความต้านทานโรเตอร์ต่อรีแอ๊กแตนซ์โรเตอร์คอนสตาร์ทต่อเฟสแรงบิดของมอเตอร์สลิปริงเมื่อเพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรขดลวดโรเตอร์ จากรูปที่ 2.3 จะสังเกตุเห็นว่า ตอนที่ยังไม่เพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรโรเตอร์นั้นจะได้เส้นกราฟความสัมพันธ์



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว - แรงบิด และกระแส - สลิป ของอินดั๊กชั่นมอเตอร์

ระหว่างความเร็ว -แรงบิด ดังเส้นกราฟ (a) เส้นกราฟ (b) เป็นเส้นกราฟความเร็ว - แรงบิดเมื่อเพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรโรเตอร์ 10% จะเกิดแรงบิดสูงสุดเมื่อสลิปมีค่า 50% เส้นกราฟ (c) เป็นเส้นกราฟความเร็ว-แรงบิด เมื่อเพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรโรเตอร์ 20% จะเกิดแรงบิดสูงสุดขณะสตาร์ทพอดี แต่ถ้าเพิ่มความต้านทานเข้าไปในวงจรโรเตอร์มากขึ้นอีก แรงบิดสตาร์ทจะเปลี่ยนไปอีก ถ้าเพิ่มความต้านทานเป็น 40% และ 100% แรงบิดสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อสลิปมีค่ามากกว่า 100% แต่จะมีแรงบิดสตาร์ทประมาณ 200% และ 100% ของแรงบิดเต็มพิกัด ในขณะเดียวกัน เมื่อความต้านทานโรเตอร์เพิ่มขึ้นตำแหน่งที่เกิดแรงบิดสูงสุดนั้นความเร็วโรเตอร์จะลดลง ดังนั้นวิธีควบคุมความเร็วของอินดั๊กชั่นมอเตอร์อีกแบบหนึ่งก็คือการเพิ่มความต้านทานให้กับโรเตอร์

นอกจากนี้แล้ว ในรูปที่ 2.3 ยังได้แสดง ค่ากระแสของมอเตอร์เมื่อเทียบกับความเร็วสลิปไว้ด้วยถ้าสังเกตุดูจะเห็นว่า ตอนที่ยังไม่ต่อความต้านทานภายนอกเข้ากับโรเตอร์ กระแสสตาร์ทจะมีค่าแบบสลิปริง เมื่อเพิ่มความต้านทานให้กับวงจรโรเตอร์ประมาณ 470% ของกระแสเต็มพิกัด และมีแรงบิดสตาร์ทเพียง 86% ของแรงบิดเต็มพิกัด และในกรณีที่เพิ่มความต้านทานให้โรเตอร์ 40% จะเกิดแรงบิดสตาร์ทประมาณ 200% ของแรงบิดเต็มพิกัด แต่กระแสสตาร์ทจะมีค่าเพียง 160% ของกระแสเต็มพิกัดเท่านั้น ซึ่งลดลงจากตอนที่ไม่มีความต้านทานภายนอกมาต่อร่วมโรเตอร์อย่างมาก

2.6 กำลังเอ้าท์พุทที่โรเตอร์

เมื่อป้อนไฟสลับให้กับขดลวดสเตเตอร์ จะเกิดเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นที่โรเตอร์ การที่ป้อนไฟฟ้าให้กับมอเตอร์นั้นคือ ป้อนกำลังอินพุทให้กันสเตเตอร์ การเหนี่ยวนำให้เกิดไฟฟ้าขึ้นที่โรเตอร์ก็คือ เอ้าท์พุทของสเตเตอร์ แต่เอ้าท์พุทของสเตเตอร์จะน้อยกว่าอินพุด ดังนั้นส่วนที่แตกต่างกันระหว่างอินพุทและเอ้าท์พุทก็คือ ความสูญเสีย (loss) จึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

(อินพุทของสเตเตอร์ – ลอสของสเตเตอร์) = เอ้าท์พุทของสเตเตอร์

โดยที่ลอสของสเตเตอร์จะอยู่ในรูปของ ค๊อปเปอร์ลอส (Copper loss)

กำลังเอ้าท์พุดของสเตเตอร์นี้จะถ่ายทอดกำลังไปสู่โรเตอร์ ด้วยการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้น เอ้าท์พุทของสเตเตอร์จึงเท่ากับอินพุทของโรเตอร์ มีสมการดังนี้

อินพุทของโรเตอร์ = เอ้าท์พุทของสเตเตอร์

กำลังโรเตอร์จะให้กำลังเอ้าท์พุทออกมาที่โรเตอร์ในรูปของพลังงานกลคือโรเตอร์หมุน พลังงานกลที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าน้อยกว่าอินพุทของโรเตอร์ ความแตกต่างระหว่างกำลังอินพุทของดรเตอร์กับกำลังเอ้าท์พุทของโรเตอร์ก็คือ ความสูญเสียหรือลอสของโรเตอร์ ซึ่งอยู่ในรูปของค๊อปเปอร์ลอส ดังนั้น

เอ้าท์พุทของโรเตอร์ = อินพุทของโรเตอร์ - ค๊อปเปอร์ลอส

$$Por = Pir - Cu.losses$$

เอ้าท์พุทของโรเตอร์ที่มีอยู่ในรูปพลังงานไฟฟ้าจะเปลี่ยนเป็นพลังงานกล ทำให้เกิดแรงบิด Tg (gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์

นอกจากนี้แล้วขณะที่โรเตอร์หมุน ยังมีความเสียดทานและปะทะลมอีก จึงทำให้เอ้าท์พุทของโรเตอร์ลดลงไปอีก ดังสมการดังนี้

อินพุทของโรเตอร์ = เอ้าท์พุทของสเตเตอร์

กำลังโรเตอร์จะให้กำลังเอ้าท์พุทออกมาที่โรเตอร์ในรูปของพลังงานกลคือโรเตอร์หมุน พลังงานกลที่เกิดขึ้นจะมีค่าน้อยกว่าอินพุทของโรเตอร์ ความแตกต่างระหว่างกำลังอินพุทของโรเตอร์กับกำลังเอ้าท์พุทของโรเตอร์ก็คือความสูญเสียหรือลอสของโรเตอร์ซึ่งอยู่ในรูปของค๊อปเปอร์ลอส ดังนั้น

เอ้าท์พุทของโรเตอร์ = อินพุทของโรเตอร์ - ค๊อปเปอร์ลอส

$$Por = Pir - Cu.losses$$

เอ้าท์พุทของโรเตอร์ที่อยู่ในรูปพลังงานไฟฟ้าจะเปลี่ยนเป็นพลังงานกล ทำให้เกิดแรงบิด Tg(gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์

นอกจากนี้แล้วขณะที่โรเตอร์หมุน ยังมีความเสียดทานและปะทะลมอีก จึงทำให้เอ้าท์พุทของโรเตอร์ลดลงไปอีก ดังสมการ

$$Por = (Pir - Cu.losses) - (\text{Friction and Windage losses})$$

ดังนั้นเอ้าท์พุทของโรเตอร์ขณะนี้จะอยู่ในรูปของพลังงานกล และทำให้เกิดแรงบิด Ts (shaft torque) ขึ้นมาที่เพลา แรงบิด Tsh ที่เพลาเป็นแรงบิดที่นำไปใช้งาน

ถ้าให้ N = ความเร็วโรเตอร์ในหน่วยรอบ/วินาที

∴ เอาท์พุทโรเตอร์, $Por = Tg\, 2\pi N$

$$Tg = \frac{Por}{2\pi N} \qquad (2.32)$$

ถ้าไม่มีค๊อปเปอร์ลอสในโรเตอร์ เอ้าท์พุทของโรเตอร์จะเท่ากับอินพุทของโรเตอร์ และโรเตอร์จะ หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส

$$\therefore \quad Tg = \frac{Pir}{2\pi N_s} \qquad (2.33)$$

ดังนั้นเอ้าท์พุทของโรเตอร์ $= Tg \times 2\pi N$

ดังนั้นอินพุทของโรเตอร์ $= Tg \times 2\pi N_S$

ความแตกต่างระหว่างอินพุทและเอ้าท์พุทก็คือ ค๊อปเปอร์ลอส

$$Cu.losses\ (rotor) = Tg \times 2\pi N - Tg \times 2\pi N_S$$

$$= Tg \times 2\pi (N_S - N) \qquad (2.34)$$

$$\frac{\text{Cu.losses (rotor)}}{\text{Pir}} = \frac{Tg \times 2\pi (N_s - N)}{Tg \times 2\pi N_s}$$

$$= \frac{N_s - N}{N_s}$$

$$= \text{S (สลิป)}$$

$$\text{Cu.losses (rotor)} = \text{S. Pir} \qquad (2.35)$$

$$\text{Por} = \text{Pir - Cu.losses (rotor)}$$

$$= \text{Pir - S. Pir}$$

$$= \text{(1 - S) Pir} \qquad (2.36)$$

$$\text{Por/Pir} = 1\text{-S}$$

$$= \frac{1\text{-}(N_s\text{-}N)}{N_s}$$

$$= N/N_s \qquad (2.37)$$

$$\therefore \quad \text{Por} = \text{ความเร็วโรเตอร์}$$

$$\text{Pir} = \text{ความเร็วซิงโครนัส}$$

$$\therefore \quad \text{ประสิทธิภาพ} = \frac{\text{เอ้าท์พุท}}{\text{อินพุท}}$$

$$= \frac{N}{N_s} \qquad (2.38)$$

$$\text{และ} \quad \frac{\text{Cu.losses (rotor)}}{\text{Por}} = \frac{\text{S. Pir}}{\text{(1-S) Pir}}$$

$$= \frac{S}{(1 - S)} \qquad (2.39)$$

จากสมการ (2.32) แรงบิด Tg มีหน่วยนิวตัน - เมตร (Nw-m) เมื่อจะเปลี่ยนหน่วยจาก Nw-m เป็น กิโลกรัม-เมตร (kg-m) ได้ดังนี้

$$Tg = \text{Por} /(9.81 \times 2\pi N_s) \qquad (2.40)$$

$$\text{และ} \quad Tsh = \frac{\text{Po sh}}{2\pi N} \qquad (2.41)$$

2.7 วิธีการควบคุมความเร็วรอบของอินดั๊กชั่นมอเตอร์

การควบคุมความเร็วรอบของอินดั๊กชั่นมอเตอร์ ทำได้หลายวิธีซึ่งสามารถแยกการควบคุมได้ดังนี้

2.7.1 การควบคุมโวลท์เตทของสเตเตอร์ (Stator voltage control)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยควบคุมโวลท์เตจของสเตเตอร์นี้ ช่วงความเร็วที่ควบคุมได้จะแคบ ไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์คเริ่มตนสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากวิธีการควบคุมโวลท์เตทของขดสเตเตอร์ จะเห็นว่าทอร์คเปลี่ยนแปลงไปตามโวลท์เตจที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และเส้นกราฟทอร์ค-ความเร็ว นั้นจะแปรค่าโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง ดังนั้นเราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ โดยการปรับโวลท์เตยที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟ ทอร์ค-ความเร็ว ของมอเตอร์ตัดกับเส้นกราฟ ทอร์ค-ความเร็ว ของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ การควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมโวลท์เตจของสเตเตอร์นี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบเฟสของไฟไลน์ (Phase control)

2.7.2 การควบคุมสลิปเพาเวอร์

วิธีการควบคุมความเร็วโดยควบคุมสลิปของโรเตอร์นี้ สามารถควบคุมได้จากโวลท์เตจของแหล่งจ่ายไฟ หรือควบคุมกำลังในโรเตอร์ ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาท์พุท (Pour) กำลังสูญเสียในโรเตอร์ (Pc) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (Airgap power, Pg) แสงได้ดังนี้

$$Pout = (1\text{-}S)\,Pg \qquad (2.42)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่าถ้าควบคุมอัตราสวนระหว่างกำลังสูญเสียใน โรเตอร์กับกำลังเอาท์พุทของมอเตอร์ได้ก็จะควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ ตัวอย่างเช่น ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบขอลวดพัน (wound rotor induction motor) การควบคุมสลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการแปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรของโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ ๆ หรือที่สลิปค่าสูง ๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของ Rotor power ratio ดังสมการที่ (2.43)

$$\text{Rotor power ratio} = \frac{Pout}{Pg} = 1\text{-}S \qquad (2.43)$$

2.7.3การควบคุมโดยไซโคลคอนเวอร์เตอร์

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cyclo converter) เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสับความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่ง ที่ปรับค่าโดยตรงโดยไม่ผ่านดีซีลิงค์โดยทั่วไปความถี่เอาท์พุทของไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่อินพุทคือ อยู่ในย่าน 0-1/3 เฮิทซ์ ของความถี่อินพุท ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ต้องการความเร็วรอบต่ำและต้องการกำลังงานสูง การเปลี่ยนแปลงความถี่ของไซโคลคอนเวอร์เตอร์อาจจะใช้เทคนิคแบบควบคุมเฟส ข้อเสียของการควบคุมความเร็วโดยใช้ไซโคลคอนเวอร์เตอร์คือสามารถควบคุมความถี่ได้ในย่านที่จำกัด อินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำ และเอาท์พุทโวล์เตจมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิคส์ปะปนอยู่มาก ข้อดีของการควบคุมแบบนี้คือ ประสิทธิภาพการทำงานของระบบดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดีซีลิงค์ สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของเอาท์พุทโวลท์เตจภายในไซโคลคอนเวอร์เตอร์ วงจรใช้วิธีการเปลี่ยนการนำกระแสโดยไลท์คอมมิวเตทซึ่งมีความยุ่งยากในการควบคุมน้อยกว่าการเปลี่ยนแปลงกระแสแบบบังคับ (Forced Commutation)

2.7.4 การควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลท์เตจต่อความถี่ (V/F)

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์อีกวิธีหนึ่งคือ การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีผลทำให้สนามแม่เหล็กหรือหลักซ์แม่เหล็ก (Magmetic flux, O) ในช่วงอากาศมีการเปลี่ยนแปลงไป และถ้าการเปลี่ยนแปลงไปของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นไปแบบไม่คงที่แล้ว จะมีผลทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลง การควบคุมการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ สามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนของโวลท์เตจต่อความถี่ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างโวลท์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ความถี่และฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจะเป็นไปตามสมการที่ (2.44)

$$V = k\phi f \tag{2.44}$$

หรือ

$$\phi = \frac{V}{kf}$$

โดย V - โวลท์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์

ϕ - ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ

k - ค่าคงที่

โดยปกติมอเตอร์จะถูกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (knee point) ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization curve) ซึ่งถ้ามีการลดความถี่ลดโดยที่ไม่ลดระดับโวลท์เตจลงด้วยแล้ว จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ในสม

การที่ และจะมีค่าเข้าไปในย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กเพิ่มขึ้นเกิดความสูญเสียในแกนเหล็ก (iron loss) เพิ่มมากขึ้น เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงต้องทำการลดอัตราการเพิ่มในมอเตอร์ลง โดยลดระดับโวลท์ให้เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับอัตราการลดลงของความถี่ เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กให้มีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้งของเส้นโค้งการทำให้เป็นแม่เหล็กของแกนเหล็ก ในทางตรงกันข้ามถ้ามีการเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ให้สูงขึ้นโดยไม่เพิ่มระดับโวลท์เตจแล้วก็ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลง ซึ่งมีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงดังความสัมพันธ์ในสมการที่ ทำให้มอเตอร์ไม่สามารถทำงานที่ประสิทธิภาพสูงสุดได้

$$T = k\phi Ir\cos\theta$$

โดยที่ T = เอาท์พุททอร์คของมอเตอร์

ϕ= ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศ

Ir = กระแสในโรเตอร์

θ= มุมแตกต่างระหว่างเฟสของโวลท์เตจและกระแสในโรเตอร์

ในทำนองเดียวกันจึงต้องทำการเพิ่มระดับโวลท์เตจให้สูงขึ้น เพื่อจะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่การรักษาฟลักซ์แม่เหล็กสามารถพิจารณาได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์โดยพิจารณาจากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law)

$$e = \frac{-d\phi}{dt} \qquad (2.45)$$

$$\phi = \int e\,dt \qquad (2.46)$$

จากสมการที่ (2.46) จะได้ว่าค่าฟลักซ์คือ พื้นที่ใต้เส้นโค้งรูปคลื่นโวลท์เตจ ดังนั้นถ้ารักษาพื้นที่ได้เส้นโค้งรูปคลื่นโวลท์เตจให้มีค่าคงที่แล้วมอเตอร์ก็จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีแรงบิดเหมาะสมสูงสุดซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า วิธีการรักษาโวลท์เตจต่อความถี่คงที่ (V/f)

บทที่ 3
ทฤษฎีอินเวอร์เตอร์

3.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบปรับค่าแรงดันไฟฟ้าภายในอินเวอร์เตอร์

3.1.1 แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave)

เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ให้สัญญาณเอาพุทเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ที่สร้างได้ไม่ยาก แต่จะไม่ให้เอาพุทเป็นคลื่นซายน์เวฟ

3.1.2 แบบคลื่นสี่เหลี่ยมควอซี่ (Quasi square Wave)

แบบนี้ได้รับการปรับปรุงมาจากแบบแรก ซึ่งจะกรองเอาสัญญาณซายน์ออกมาได้ง่ายขึ้นและแบบนี้สามารถใช้ได้เฉพาะโหลดเท่านั้น เพราะว่าเอาท์แบบนี้ยังมีฮาโมนิกส์ปนอยู่มาก

3.1.3 แบบ 6 ชั้นและแบบ 12 ชั้น (Six step Twelve step)

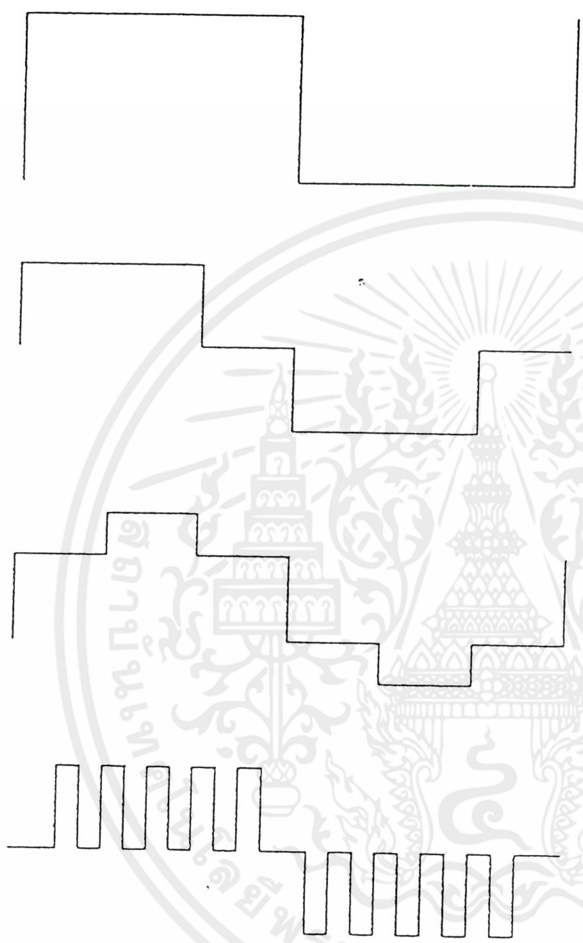
ทั้งสองชนิดนี้ใช้สัญญาณคลอซี่มารวมกันโดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้ลักษณะสัญญาณเอาท์พุทใกล้เคียงกับรูปคลื่นซายน์จึงสามารถอุปกรณ์กรองความถี่ได้เพราะฮาร์โมนิกส์ลดลงแต่การสร้างอินเวอเตอร์ชนิดนี้ยุ่งยาก จะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเพราะต้องใช้ ควอซี่หลายตัวมาต่อขนานกันและยังต้องใช้หม้อแปลงเพิ่มขึ้นด้วยทำให้มีขนานใหญ่และน้ำหนักมาก ซึ่งวิธีการแบบนี้จะใช้กับอินเวอเตอร์ที่มีพิกัดสูง

3.1.4 แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (Pulse width Modulation)

แบบนี้จะให้เอาท์พุทไม่เหมือนแบบอื่นโดยสัญญาณเอาท์พุทจะเกิดจากการ มอดูเลชั่นระหว่างคลื่นซายน์กับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งผลที่ได้จะมีฮาร์โมนิกสลำดับที่ต่ำน้อยมาก อุปกรณ์กรองครามถี่ที่ใช้จึงมีขนานเล็ก แต่สัญญาณแบบนี้มีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบ (Patter) และแบบนี้มีความเหมาะสมเฉพาะอินเวอร์เตอร์ที่มีพิกัดกำลังไม่ใหญ่มากนัก

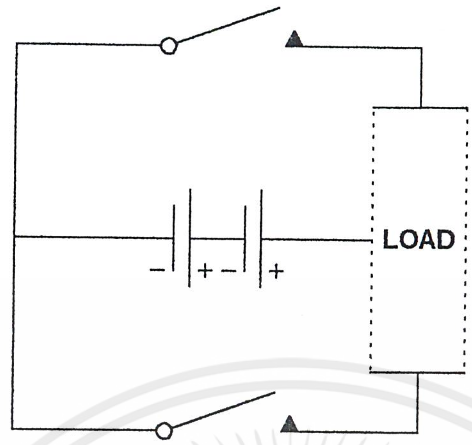
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์นั้นเอาพุทที่ได้จากวงจร ยังไม่ได้เป็นรูปคลื่นซายน์ ถ้าหากยังไม่ได้มีการกรองความถี่ รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย ผลรวมระหว่างความถี่คลื่นหลักมูลกับองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาตามลักษณะของรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีด้วยกันหลายแบบดังแสดงในรูปที่ 3.1

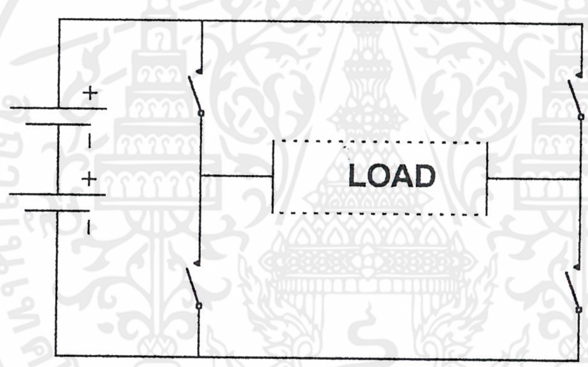


รูปที่ 3.1 แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทแบบต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์

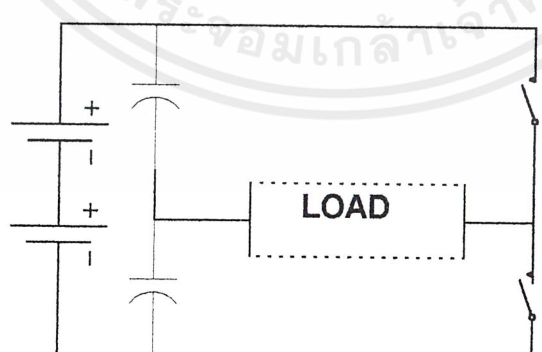
วงจรสวิทชิ่งอินเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้มีด้วยกันหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป รวมทั้งคุณสมบัติของอุปกรณ์ในแต่ละวงจร และขนานของอุปกรณ์ก็จะแตกต่างกันออกไปโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ได้แก่ วงจรพุทพูล (Push pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)



รูปที่ 3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุทพูล



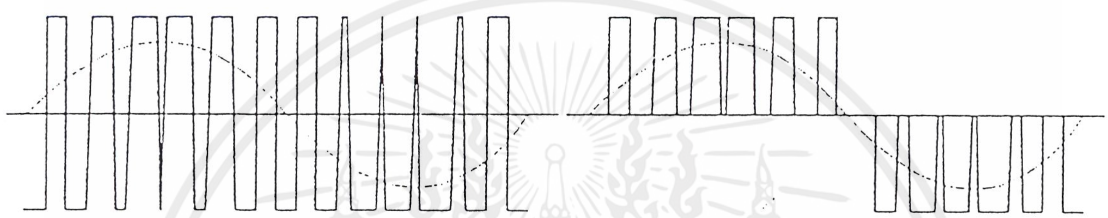
รูปที่ 3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์



รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชั่น

การมอดูเลทตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการ แบ่งรูปคลื่นในหนึ่งคาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลายๆพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่น PWM ชนิดต่างๆรวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่น PWM ในแนวความคิดต่างๆ



รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่น PWM (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ

3.3.1รูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่น PWM มีด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่นำมาใช้มากที่สุด และเป็นพื้นฐานที่สุดได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

- PWM 2 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทส์ ระหว่างระดับอ้างอิงสองระดับคือ E,-E
- PWM 3 LEVEL เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทส์ ระหว่างระดับอ้างอิงสามระดับคือ E,Q, -E

ในรูป 3.5 ข้างต้น เป็นการแสดงรูปคลื่น PWM เปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (Fundamental) ของรูปคลื่น PWM นั้น

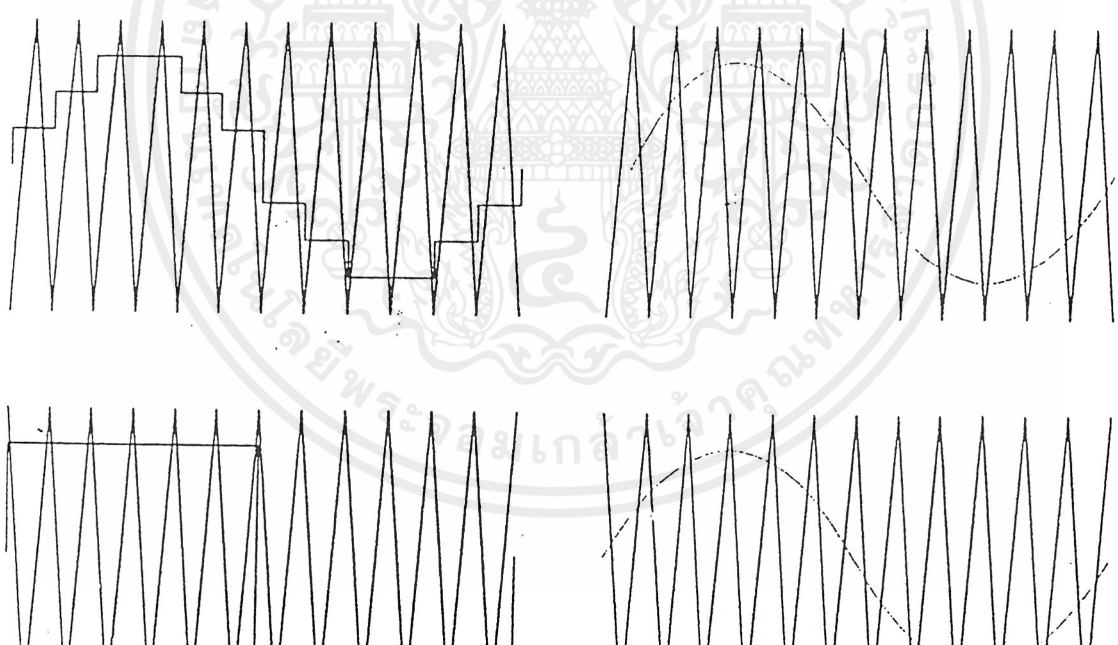
3.3.2การสร้างรูปคลื่น PWM

รูปคลื่น PWM สามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆได้แก่

-การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทชิ่ง ผ่านทางพอร์ทเอาท์พุท (Output Port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทมุมต่างๆออกมาเสียก่อน แล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วย

ความจำของไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วส่งผ่านพอร์ทเอาพุทออกมา

-โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ การสร้าง PWM จากวงจรอิเล็กทรอนิกส์นี้ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรเปรียบเทียบ (comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339,LM331 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) กับสัญญาณแคร์เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น PWM ส่วนสัญญาณแคร์เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า ในโครงงานนี้ใช้วิธีเปรียบเทียบโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในการสร้างสัญญาณ วิธีนี้มุมสวิทซ์ของรูปคลื่น PWM ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

3.3.4การสร้างรูปคลื่น PWM แบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่น PWM โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการ จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่น PWM ได้แก่

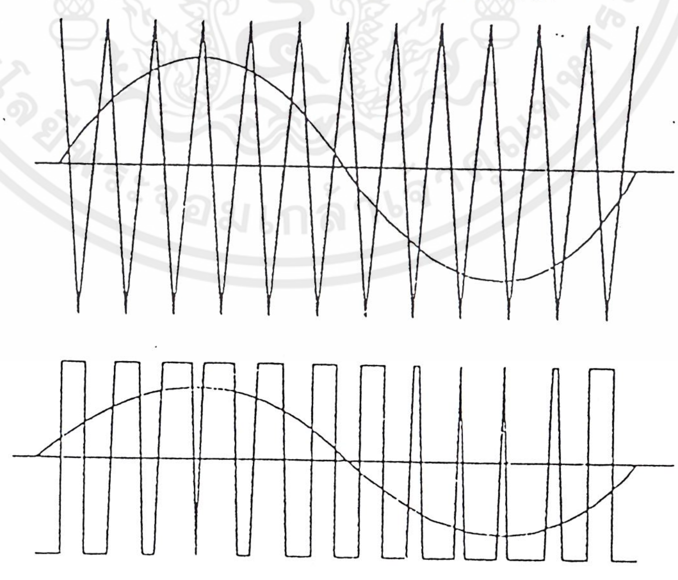
-อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคร์เรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio)

-อัตราส่วนแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคร์เรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชั่น (Modulation,K)

จากทฤษฎีและข้อมูลเก่าที่มีการคำนวณและศึกษามา ได้นำค่า K,N ไปวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ จะได้ว่าโดยปรกติแล้วค่าอัตราส่วนการมอดูเลชั่นจะใช้ค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะมากขึ้นถ้าค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทชิ่งจะมีจำนวน 2N มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีค่า N ไม่เกิน 1

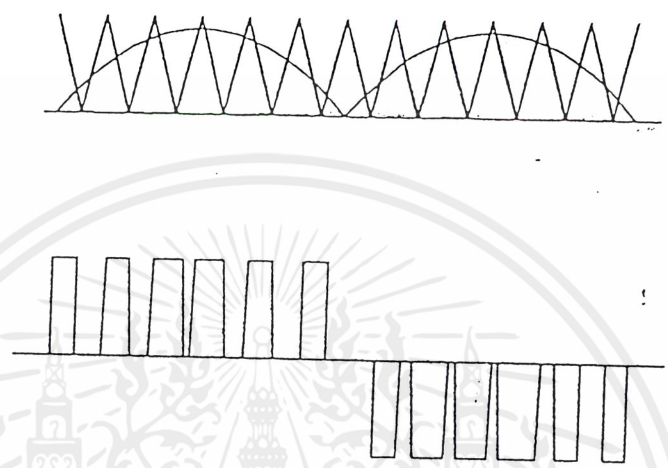
3.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปิ้ง

การสร้างแบบนี้จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับและแบบ 3 ระดับ การใช้แบบ 2 ระดับ จะใช้รูปคลื่นซายน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่น ช่วงที่ซายน์มากกว่าสามเหลี่ยมจะเป็นจะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นซายน์มีขนาดน้อยกว่าจะเป็นลบ วิธีนี้ใช้ในส่วนวงจรบริดจ์



รูป 3.7 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปิ้ง ชนิด 2 ระดับ

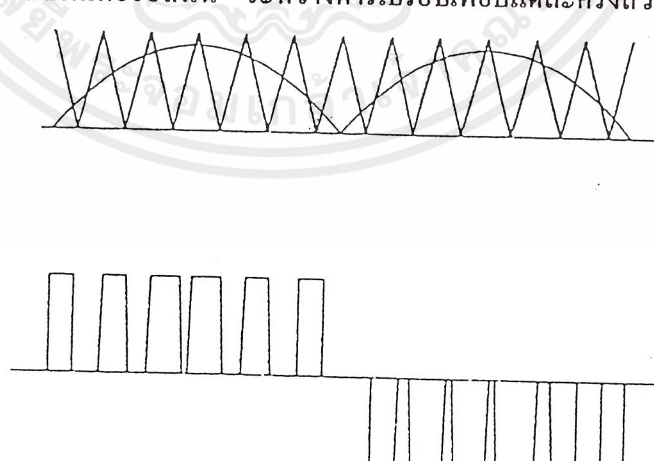
สำหรับการเปรียบเทียบ 3 ระดับนั้น จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติฟายขึ้นไปเป็นคลื่นฟูลเวฟ เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือเส้นกราวด์ (Ground) ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่าในครึ่งคาบแรก การสวิทซ์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 3.8



รูปที่ 3.8 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมปิ้ง ชนิด 3 ระดับ

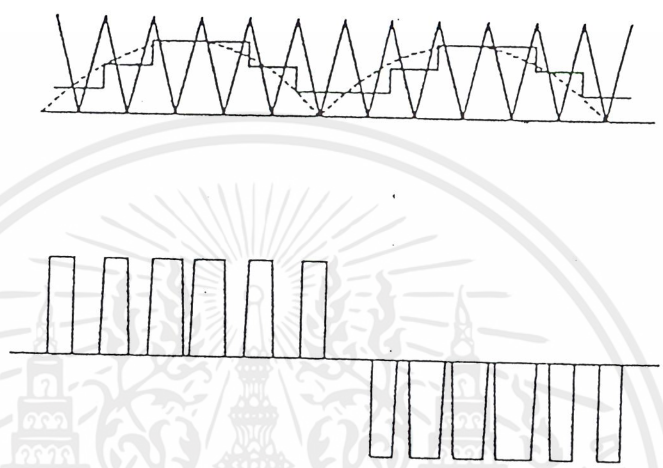
3.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปิ้ง

การสร้างแบบนี้ใช้หลักการเดียวกันกับแบบเนเทอรอล โดยดัดแปลงจากแบบเนเทอรอล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลนั้น ระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้งส่วนของซายน์จะ



รูปที่ 3.9 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปิ้ง ชนิด 2 ระดับ

ไม่เป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแซมเปิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมปิ้งเท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้แบบ 2 ระดับเช่นเดียวกัน



รูป 3.10การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมปิ้ง ชนิด 3 ระดับ

ในโครงงานนี้เลือกใช้วิธีเนเทอรอลแซมปิ้งแบบ 2 ระดับ

บทที่ 4
การอินเตอร์เฟสและการแปลงสัญญาณของข้อมูล

คอมพิวเตอร์นั้นปกตินั้นปกติจะมี พอร์ท (Port) อยู่กับตัวมันเสมอ เพื่อเป็นการติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกเพื่อประโยชน์ในการควบคุมอุปกรณ์ต่าง ๆ แต่ในหลาย ๆ กรณีอุปกรณ์จำนวนมากต้องถูกควบคุมด้วยสัญญาณอนาล็อก (Analog) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่อง ตัวอย่างจากอุปกรณ์ เช่น ดีซี มอเตอร์ (ควบคุมในการหมุน) จะถูกควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์จึงเป็นเหตุให้ สัญญาณทางดิจิตอลที่เอาท์พุทต้องเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกให้เป็นอินพุทกับคอมพิวเตอร์นั้นกระทำไม่ได้จึงต้องทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลเสียก่อนดังนั้นวงจรแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก (DAC) และจากอนาล็อกเป็นดิจิตอล (ADC) จึงมีบทบาทเข้ามาเกี่ยวข้อง

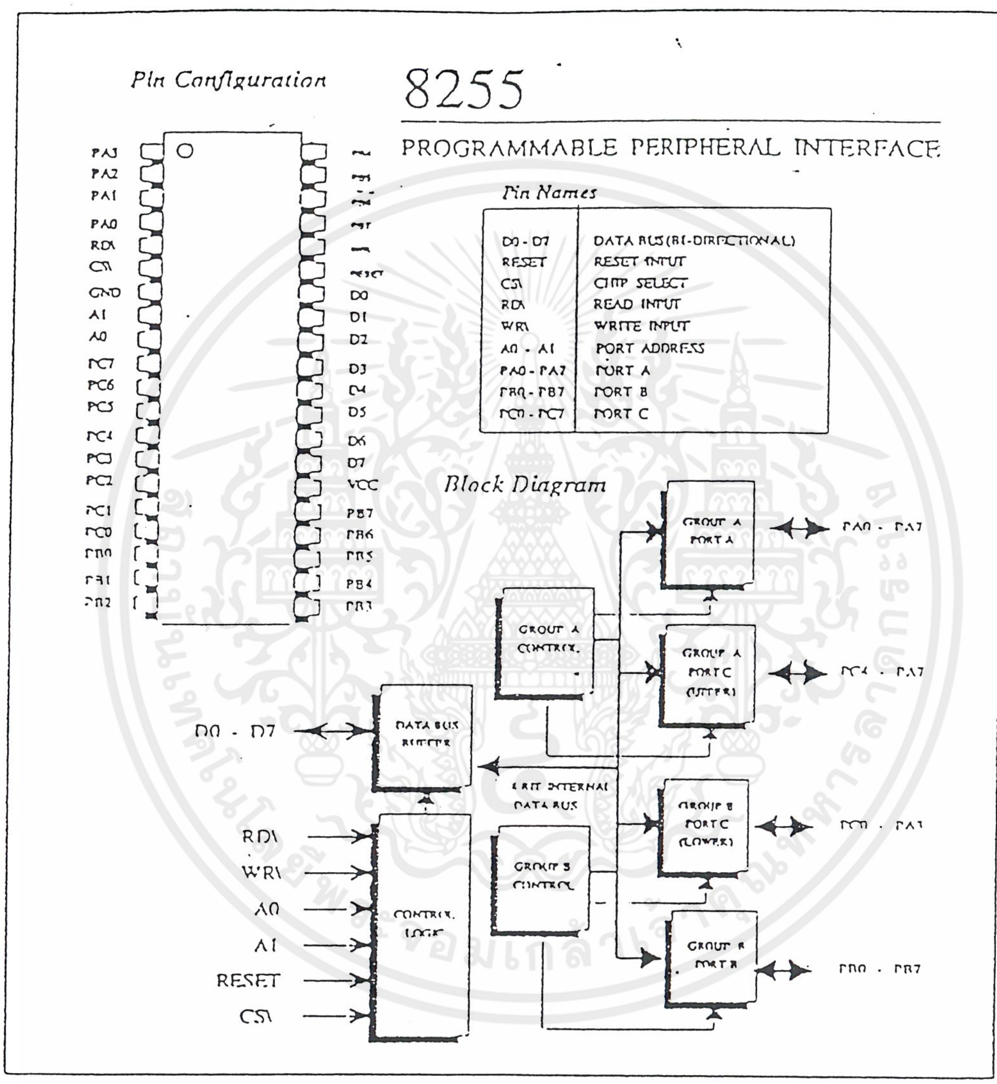
4.1 8255 (Programmable Pheripheral Interface)

ใช้เชื่อมต่อกับเครื่อง PC เพื่อขยายระบบอินพุทและเอาท์พุท ให้ใช้งานได้มากยิ่งขึ้น ซึ่งสามารถที่จะรับสัญญาณอินพุทและให้สัญญาณเอ้าท์พุทออกมาได้ทั้งในรูปของ Analog และ Digital ทำให้มีความอ่อนตัวในการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ได้มากยิ่งขึ้น ซึ่งจะมีอุปกรณ์ร่วมและมีจุดเด่น ๆ ดังนี้คือไอซี 8255 (Programmable Pheripheral Interface) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถที่จะใช้โปรแกรมให้เป็นได้ทั้งอินพุทและเอ้าท์พุทตามความต้องการของผู้ใช้เองได้ทั้งหมด 3 พอร์ต หรือ 24 บิต I/P ในรูปของ สัญญาณ Digital นั่นเอง

ไอซีเบอร์ 8255 ได้รับการออกแบบมาเพื่อทำหน้าที่เป็นพอร์ต สำหรับการรับ/ส่งข้อมูลแบบขนานระหว่างอุปกรณ์ภายนอกกับไมโครคอมพิวเตอร์ ความอ่อนตัวในการใช้งานของ 8255 ได้แก่การที่สามารถเปลี่ยนแปลงลักษณะการทำงานของพอร์ต ให้เป็นเอาท์พุทหรืออินพุทได้สะดวก เพียงการส่งข้อมูลควบคุมจากไมโครคอมพิวเตอร์ก่อนที่จะเริ่มต้นใช้งานเท่านั้น ความสามารถเช่นนี้ เรียกว่า Programmable คือ สามารถโปรแกรมการทำงานได้ ทำให้ได้รับความนิยมนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลาย

จากแผนภาพในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่า 8255 ประกอบด้วยปล็อกของหน่วยการทำงานหลายส่วนอยู่ภายในบล็อกทางด้านขวามือจำนวน 4 บล็อก เป็นส่วนที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอก โดยตรงผ่านทางเส้นสัญญาณที่ระบุชื่อว่า PAO-PA7, PBO-PB7 และ PCO-PC7 กลุ่มของสัญญาณเหล่านี้จำแนกออกเป็น 3 กลุ่ม คือ พอร์ต A(PA) พอร์ต B(PB) และพอร์ต C(PC) สำหรับบล็อกถัดเข้ามาบริเวณส่วนกลางที่มีชื่อเรียกว่า GROUP A CONTROL และ GROUP B CONTROL ทำหน้าที่กำหนดการทำงานของพอร์ตทั้งสาม บล็อกทั้งสองนี้เชื่อมต่อกับบล็อกอื่น ๆ ผ่านทางบัสข้อมูลภาย

ใน 8255 เอง สำหรับบล็อกการทำงานทางด้านซ้ายที่มีชื่อว่า Data bus buffer และ read/write control logic ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างระบบบัสของไมโครคอมพิวเตอร์กับ 8255 เพื่อรับหรือส่งข้อมูลระหว่างกันตามระดับลอจิกของขาสัญญาณ RD\ และWR\ ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 แผนภาพแบบบล็อกภายในและขาสัญญาณของไอซีเบอร์ 8255

4.1.1 การจำแนกกลุ่มของพอร์ต 8255

ในบรรดาพอร์ตทั้งสามของ 8255 คือ พอร์ต A พอร์ต B และพอร์ต C โดยพื้นฐานนั้น ล้วนเป็นพอร์ตแบบขนานที่ประกอบด้วยสัญญาณ 8 เส้น ซึ่งแต่ละเส้นจะแทนบิตของข้อมูลพอร์ต ซึ่ง

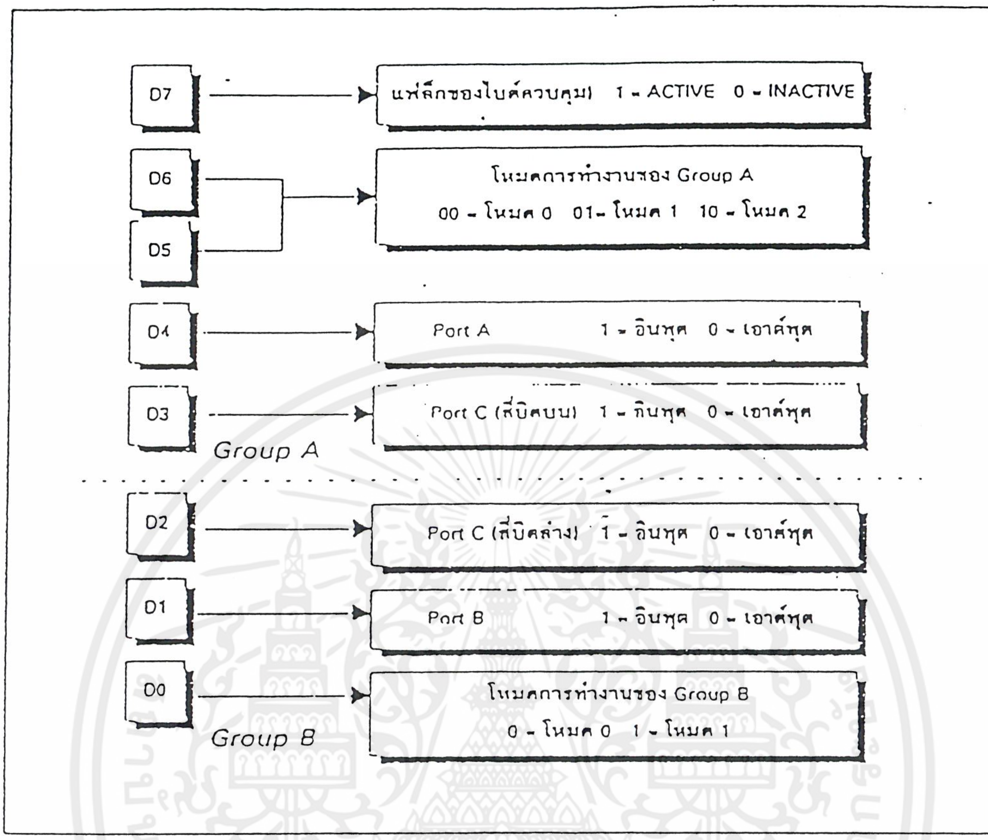
อาจจะกล่าวในอีกลักษณะว่าเป็นพอร์ตแบบ 8 บิต นอกจากนั้นยังสามารถอ้างถึงแต่ละบิตของเส้นสัญญาณพอร์ตนี้ได้โดยอิสระ อย่างไรก็ตาม 8255 ได้จัดกลุ่มของพอร์ตเหล่านี้ออกเป็นสองกลุ่ม (Group) คือ Group A และ Group B เพื่อประโยชน์ในการกำหนดรูปแบบของการทำงานของพอร์ต ดังตารางต่อไปนี้

ชื่อกลุ่ม	ลักษณะ
GROUP A	พอร์ต A จำนวน 8 บิต (ทุกบิตของพอร์ต)
	พอร์ต C จำนวน 4 บิต (เฉพาะ 4 บิตบนของพอร์ต)
GROUP B	พอร์ต B จำนวน 8 บิต (ทุกบิตของพอร์ต)
	พอร์ต C จำนวน 4 บิต (เฉพาะ 4 บิตล่างของพอร์ต

จากตารางการทำงานข้างต้นจะเห็นว่า จำนวนเส้นสัญญาณทั้งหมดของพอร์ต C(PCO - PC7) ได้ถูกแยกออกเป็นกลุ่ม คือ กลุ่มของ 4 บิตล่าง (Lower nibble) จาก PCO-PC3 และกลุ่มของ 4 บิตบน (Upper nible) จาก PC4-PC7 ดังนั้น Group A และ Group B ของ 8255 จึงมีจำนวนบิตในแต่ละกลุ่มเป็นจำนวนถึง 12 บิต

สัญญาณ	ความหมาย
D0-D7	กลุ่มของเส้นสัญญาณข้อมูลของ 8255 เมื่อมีการเขียน หรืออ่าน
CS\	สัญญาณเลือกอุปกรณ์ เมื่อขาสัญญาณนี้เป็นระดับลอจิกต่ำ ซีพียูก็สามารถ เขียนหรืออ่านข้อมูลจาก 8255 ได้
RD\	สัญญาณบอกสถานะต้องการอ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ของ 8255
WR\	สัญญาณบอกสถานะต้องการเขียนข้อมูลให้กับรีจิสเตอร์ของ 8255
A0-A1	สัญญาณระบุตำแหน่งรีจิสเตอร์ภายใน 8255 ที่ต้องการ
RESET	สัญญาณการรีเซตวงจรทำงานภายใน 8255 เพิ่มเริ่มต้นใหม่
PA0-PA7	กลุ่มของสัญญาณ 8 เส้น เมื่อทำการติดต่อกับพอร์ต A ของ 8255
PB0-PB7	กลุ่มของสัญญาณ 8 เส้น เมื่อทำการติดต่อกับพอร์ต B ของ 8255
PC0-PC7	กลุ่มของสัญญาณ 8 เส้น เมื่อทำการติดต่อกับพอร์ต C ของ 8255

รูปที่ 4.2 หน้าที่การทำงานของขาสัญญาณไอซี 8255



รูปที่ 4.3 ความหมายของบิตภายในไบต์ข้อมูลควบคุมสำหรับ 8255

4.1.2 รูปแบบคำสั่งเพื่อกำหนดการทำงานของ 8255

การกำหนดให้พอร์ตทั้งสามของ 8255 ทำงานในลักษณะต่าง ๆ กันหรือที่เรียกว่าโหมดการทำงาน (Mode) จะเริ่มต้นด้วยการส่งค่าข้อมูลไบต์หนึ่งให้กับรีสจีตเตอร์ควบคุมการทำงานภายใน 8255 ข้อมูลนี้จะเรียกว่าไลต์ข้อมูลควบคุม (control word) โดยแต่ละบิตของข้อมูลนี้จะมีความหมายที่ระบุถึงความต้องการต่าง ๆ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.3 การส่งข้อมูลไบต์นี้จะต้องเริ่มต้นเป็นลำดับแรกก่อนจะได้มีการดำเนินการได้กับ 8255 ทั้งสิ้น

ตามความหมายของบิตภายในตารางของรูปที่ 4.3 จะเห็นว่าการเลือกให้พอร์ตใดทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุทเพียงแต่กำหนดค่าข้อมูล 1 ให้กับบิตที่เกี่ยวข้องกับบิตนั้น หรือกรณีตรงข้ามสำหรับการเอ้าท์พุทก็เพียงการกำหนดค่าข้อมูล 0 เท่านั้น อย่างไรก็ตามการกำหนดให้ไบต์ข้อมูลควบคุมนี้มีผลอย่างถูกต้อง ก็จะต้องทำงานกำหนดให้บิต D7 มีค่าเป็น 1 เสมอ สำหรับบิตที่บอกถึงโหมดการทำงาน (บิท D6-D5 และ D2) นั้นจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

4.1.3 การเชื่อมต่อ 8255 กับ สล็อท IBM/PC

เมื่อพิจารณาแผนภาพของ 8255 จะเห็นว่ามีขาสัญญาณแอดเดรสจำนวน 2 เส้น คือ A0 และ A1 ทำให้ตำแหน่งของแอดเดรสที่จะอ้างถึงได้มีค่าเป็น 2^2 หรือเท่ากับ 4 ตำแหน่ง ซึ่งแต่ละตำแหน่งจะมีความหมายถึงการระบุรีจิสเตอร์หรือพอร์ตภายใน 8255 ดังตารางต่อไปนี้

A1	A2	ชื่อของรีจิสเตอร์
0	0	พอร์ต A
0	1	พอร์ต B
1	0	พอร์ต C
1	1	รีจิสเตอร์ควบคุม

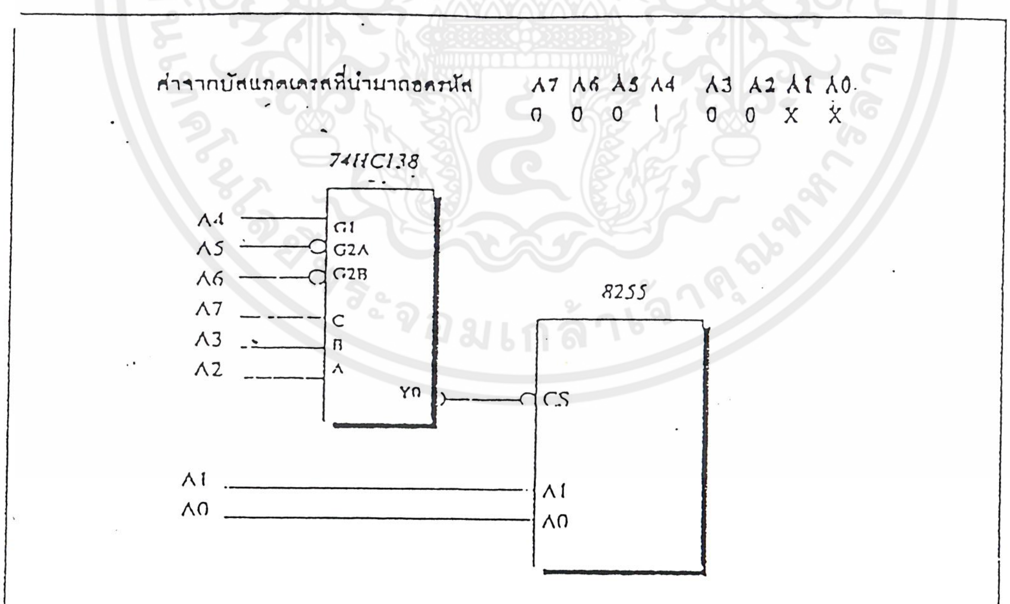
เมื่อพิจารณาค่าของแอดเดรสเหล่านี้ร่วมกับระดับลอจิกของขาสัญญาณ RD\ และ WR\ จะเป็นการอ่านหรือเขียนข้อมูลทางขาสัญญาณ D0-D7 ให้กับรีจิสเตอร์นั้นตามลำดับดังตารางต่อไปนี้

ดังนั้นโดยทั่วไปจึงมักจะกำหนดแอดเดรสของ 8255 ทั้งสี่ตำแหน่งนี้ อยู่ในแอดเดรสช่วงใดช่วงหนึ่งของระบบ เช่น 10h,--11h, 12h และ 13h โดยขาสัญญาณแอดเดรสที่นอกเหนือไปจาก A0-A1 นำมาเข้ายังตัวถอดรหัสแอดเดรส เพื่อสร้างสัญญาณเลือกอุปกรณ์ (CS\) ในช่วงแอดเดรสที่ต้องการ ขอให้ดูตัวอย่างวงจรในรูปที่ 4.4 สัญญาณ CS\ นี้จะเป็นสภาวะลอจิกต่ำก็ต่อเมื่อค่าในบัสแอดเดรส A2-A7 มีค่าเท่ากับ 0000100xx (ตัวอักษร xx ใช้เพื่อระบุถึงรีจิสเตอร์ภายใน 8255 เพื่อทำการอ่านหรือเขียนข้อมูล) ดังนั้นจากวงจรนี้แอดเดรสของรีจิสเตอร์ภายใน 8255 จะมีค่าตามตารางต่อไปนี้

RD\	WR\	A1	A0	ความหมาย
0	1	0	0	ส่ง (หรือเขียน) ข้อมูลให้กับพอร์ต A
1	0	0	0	รับ (หรืออ่าน) ข้อมูลจากพอร์ต A
0	1	0	1	ส่ง (หรือเขียน) ข้อมูลให้กับพอร์ต B
1	0	0	1	รับ (หรืออ่าน) ข้อมูลจากพอร์ต B
0	1	1	0	ส่ง (หรือเขียน) ข้อมูลให้กับพอร์ต C
1	0	1	0	รับ (หรืออ่าน) ข้อมูลจากพอร์ต C
0	1	1	1	ส่ง (หรือเขียน) ข้อมูลให้กับรีจิสเตอร์ควบคุม
1	0	1	1	เป็นสภาวะที่ไม่ถูกต้อง

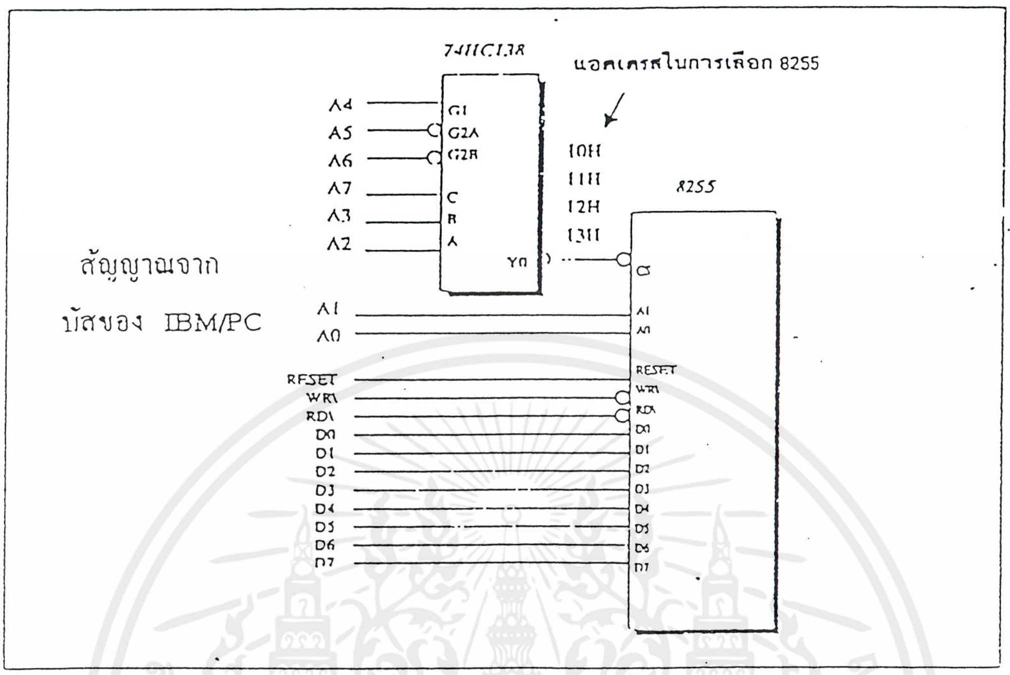
ตำแหน่งแอดเดรส	ความหมาย
10h	พอร์ต A
11h	พอร์ต B
12h	พอร์ต C
13h	รีจิสเตอร์ควบคุม

ขาสัญญาณควบคุมอื่น ๆ คือ RD\ และ WR\ มักจะเชื่อมต่อเข้ากับสัญญาณชื่อเดียวกันของสลอท IBM/PC ได้โดยตรง ทำให้แอดเดรสพอร์ตของ 8255 อยู่ในพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลของ IBM/PC สำหรับขาสัญญาณ RESET ของ 8255 ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการรีเซตหรือเมสภาวะการทำงานใหม่เมื่อระดับของขาสัญญยณเป็นลอจิกสูง ดังนั้นหากว่าจะใช้สัญญาณการรีเซตเดียวกับของ IBM/PC เพื่อที่จะรีเซต 8255 ด้วยก็สามารถต่อได้โดยตรง



รูปที่ 4.4 แสดงการสร้างสัญญาณเลือกอุปกรณ์ (CS\) ให้กับ 8255

โดยการถอดรหัสจากบัสแอดเดรส A2-A7



รูปที่ 4.5 แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง 8255 กับ สลอท IBM/PC

ส่วนขาสัญญาณ D0-D7 ก็สามารถนำไปเชื่อมต่อโดยตรงเข้ากับบัสของ IBM/PC ได้เช่นกันขอให้ดูวงจรทำงานแสดงดารเชื่อมต่อระหว่าง 8255 และ IBM/PC ในรูปที่ 4.5 ซึ่งในที่นี้สมมติว่าไม่จำเป็นต้องมีการใช้วงจร หรือไอซีบัฟเฟอร์ขับสัญญาณบัสข้อมูล

4.1.4 การใช้งาน 8255 (Programmable Pheripheral Interface)

ไอซี 8255 (Programmable Pheripheral Interface) เป็นไอซี ประกอบด้วยพอร์ตใช้งานถึง 3 พอร์ต และพอร์ตควบคุม (CONTROL PORT) อีก 1 พอร์ตรวมเป็น 4 พอร์ต ซึ่งไอซี 8255 สามารถที่จะโปรแกรมให้เป็นได้ทั้งอินพุทและเอาท์พุทได้ทั้ง 3 พอร์ต หรือ 24 บิต I/O โดยการกำหนดที่พอร์ตควบคุม (CONTROL PORT) ซึ่งการโปรแกรมเพียงแต่ส่งค่า Control Word Code ไปให้พอร์ตควบคุมเพื่อกำหนดการทำงาน ซึ่งมีรายระเอียดและตัวอย่างการโปรแกรมดังนี้คือ

Do ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C ล่าง (PC-PC) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึงให้เป็น Input

ถ้าเป็น 0 หมายถึงให้เป็น Output

D1 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต B (PC0-PC7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึงให้เป็น Input

ถ้าเป็น 0 หมายถึงให้เป็น Output

D2 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C ล่างและพอร์ต B คือ

ถ้าเป็น 0 หมายถึงให้พอร์ต C ล่างและพอร์ต B ทำงานในโหมด 0

ถ้าเป็น 1 หมายถึงให้พอร์ต C ล่างและพอร์ต B ทำงานในโหมด 1

D3 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C บน (PC0-PC7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึงให้เป็น Input

ถ้าเป็น 0 หมายถึงให้เป็น Output

D4 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต A (PC0-PC7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึงให้เป็น Input

ถ้าเป็น 0 หมายถึงให้เป็น Output

D6,D5 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C บนและพอร์ต A คือ

ถ้าเป็น 00 หมายถึงให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 0

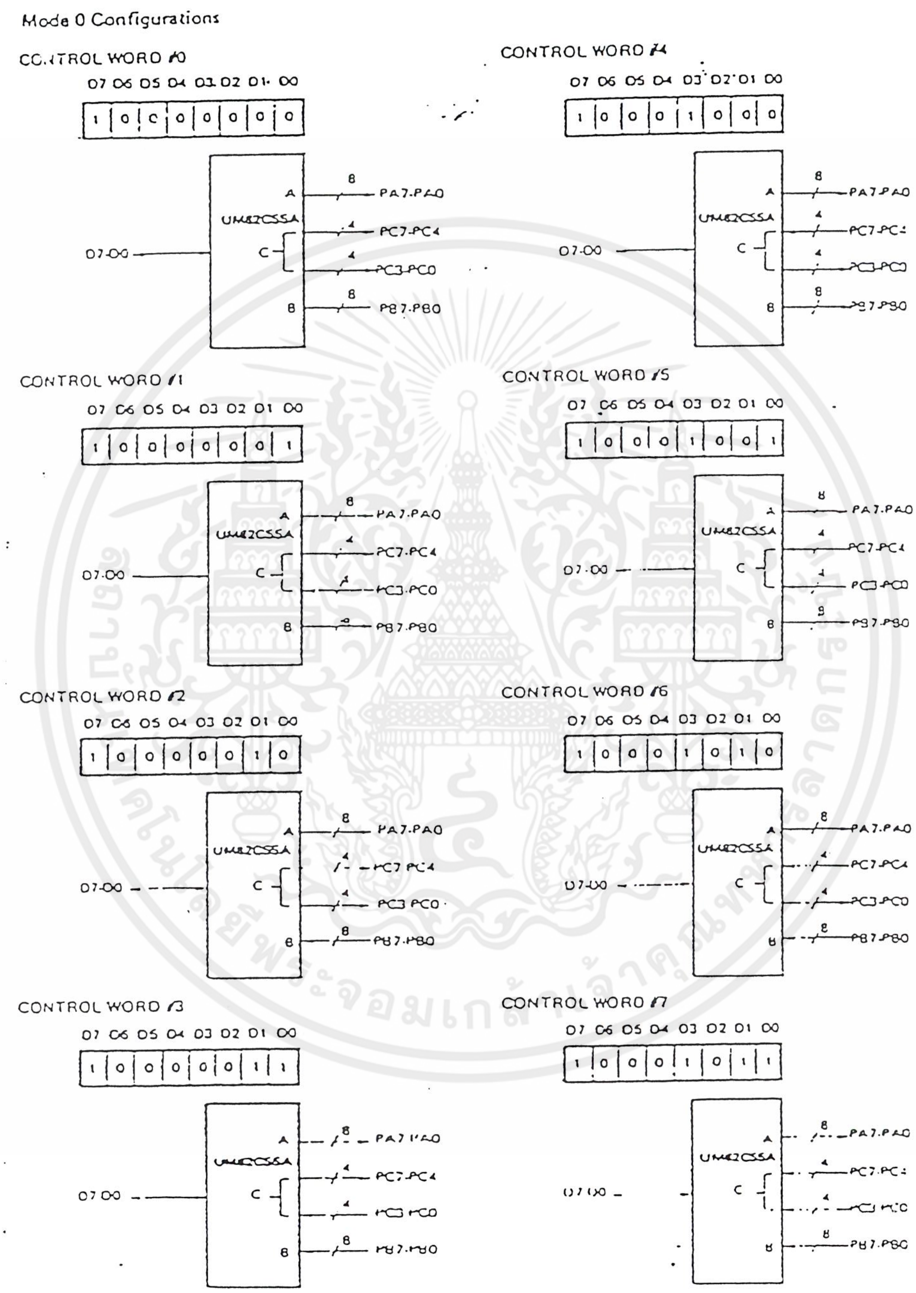
ถ้าเป็น 01 หมายถึงให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 1

ถ้าเป็น 1X หมายถึงให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 2

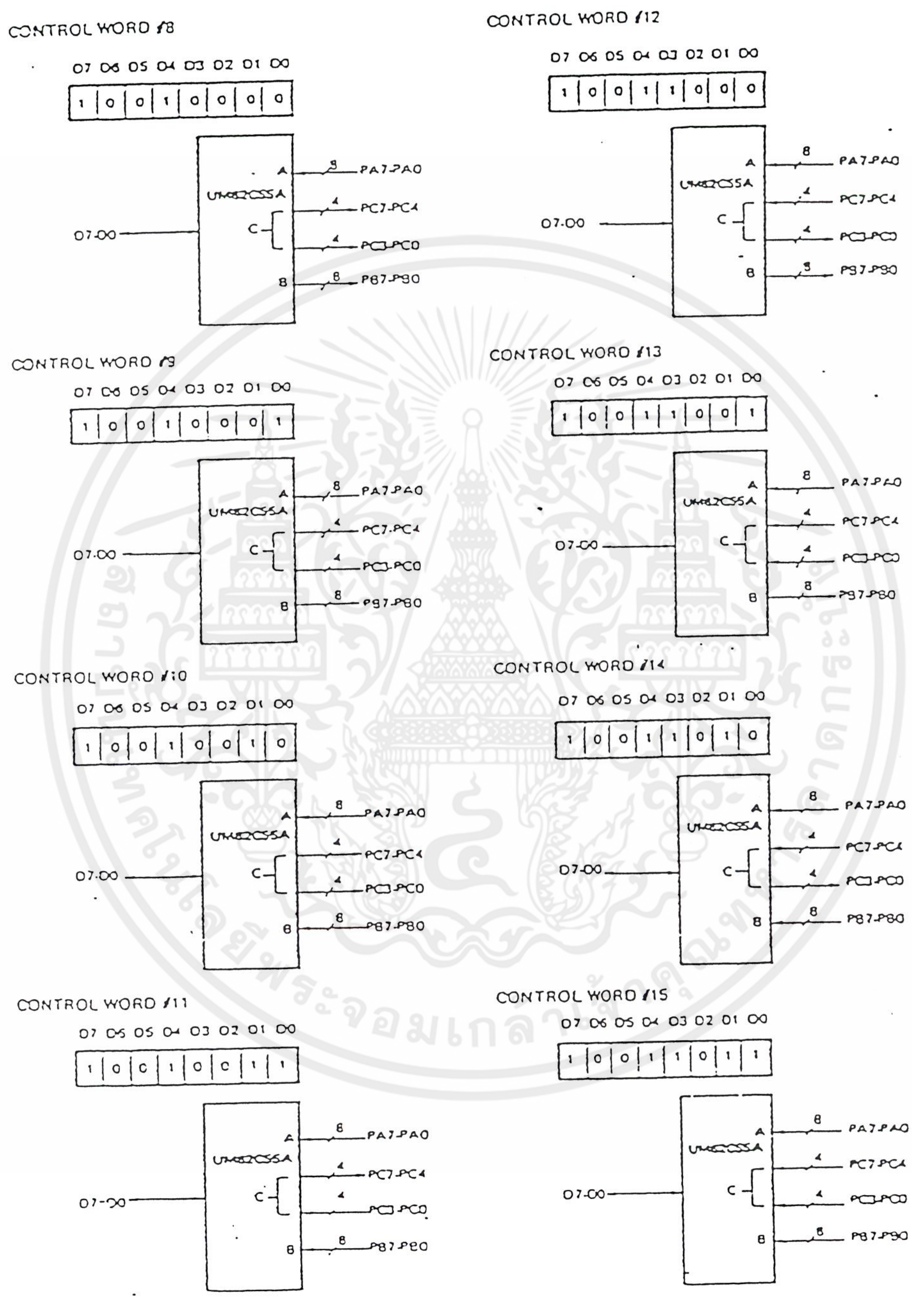
D7 ใช้สำหรับกำหนด MODE SET FLAG คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ACTIVE ซึ่งต้องกำหนดให้บิทนี้เป็น 1 เสมอ

ถ้าเป็น 0 หมายถึง NON-ACTIVE



รูปที่ 4.6 แสดง Control Word ของ 8255



รูปที่ 4.7 แสดง Control Word ของ 8255

4.2 8253 (Programmable Interval Timer)

ไอซี 8253 (Programmable Interval Timer) จำนวน 1 ตัว ทำให้สามารถที่จะประยุกต์การใช้งานเกี่ยวกับระบบฐานเวลาต่าง ๆ ได้มากมาย เช่น

1. โปรแกรมให้ทำงานเป็นวงจรสร้างฐานเวลาต่าง ๆ
2. โปรแกรมให้เป็นวงจรนับแบบต่าง ๆ
3. โปรแกรมให้เป็นวงจรสร้างสัญญาณ Interrupt ให้เครื่อง PC
4. โปรแกรมให้เป็นวงจรสร้างสัญญาณ Square Wave
5. โปรแกรมให้เป็นวงจรสร้างความถี่

ซึ่ง ไอซี 8253 นี้ มีโครงสร้างภายในให้ใช้งานถึง 3 แชนแนล และแต่ละแชนแนล ทำงานแยกจากกันอย่างอิสระ

4.2.1 การใช้งาน 8253 (Programmable Interval Timer)

ไอซี 8253 (Programmable Interval Timer) เป็น ไอซีซึ่งประกอบด้วย พอร์ตไอซีงาน 3 พอร์ต และพอร์ตควบคุมการทำงาน (Control port) อีก 1 พอร์ต รวมเป็น 4 พอร์ต ซึ่ง 8253 เหมาะสมสำหรับการใช้งานในด้านฐานเวลาต่าง ๆ ซึ่งมีอินพุท 2 อินพุท (CLK และ GATE) และเอาท์พุท (OUT) ต่อ 1 แชนแนล ซึ่งใน 8253 แต่ละแชนแนลยังแยกการทำงานกันอย่างอิสระ 8253 ทำงานในโหมดใดนั้นทำได้โดยการส่งค่า Control Word ใช้กับ Register Mode Control (Port Control 8253) ซึ่งมีรายละเอียดการโปรแกรมดังนี้คือ

บิท	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
หน้าที่	SC1	SC0	RL1	RL0	M1	M2	M0	BCD

Select Counter ใช้สำหรับเลือกแชนแนลที่ต้องการ คือ

SC1	SC2	แชนแนลที่ถูกเลือก
1	0	แชนแนล 0
0	1	แชนแนล 1
1	0	แชนแนล 2
1	1	

บิท D5, D4 (RL1, RL0) :

Read/Load ใช้สำหรับกำหนดไบท์ในการอ่าน/เขียนข้อมูล

RL1	RL2	หน้าที่
0	0	ทำการแลทค่าในรีจิสเตอร์ - เค้าเตอร์
0	1	อ่าน/เขียน เฉพาะข้อมูลใน 8 บิท ล่าง (LSB)
1	0	อ่าน/เขียน เฉพาะข้อมูลใน 8 บิท บน (MSB)
1	1	อ่าน/เขียน เฉพาะข้อมูลใน 16 บิท โดยเริ่มจาก 8 บิท ล่างก่อน จากนั้นจึงอ่าน/เขียน ข้อมูลใน 8 บิท บน

บิท D3, D2, D1 (M2, M1, M0) :

Mode ใช้สำหรับเลือกโหมดการทำงานของ 8253 คือ

M2	M1	M0	โหมดการทำงาน
0	0	0	โหมด 0 : Interrupt On Terminal
0	0	1	โหมด 1 : Programmable One-Shot
X	1	0	โหมด 2 : Rate Generator
X	1	1	โหมด 3 : Square Wave Genertor
1	0	0	โหมด 4 : Sofware Trigger Stobp
1	0	1	โหมด 5 : Hardware Trigger Stobp

RCD : ใช้กำหนดการลดค่าข้อมูลในรีจิสเตอร์เค้าท์เตอร์ กล่าวคือ

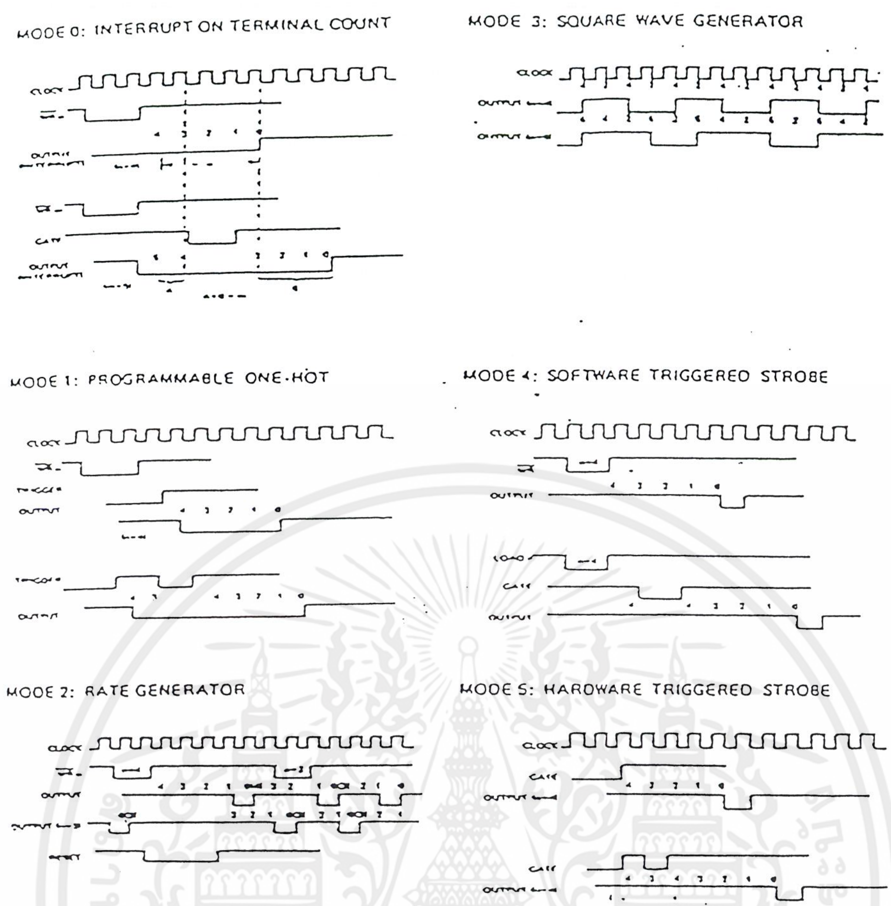
ถ้าเป็น 1 ค่าของข้อมูลในรีจิสเตอร์เค้าท์เตอร์จะถูกลดลงแบบ RCD

ถ้าเป็น 0 ค่าของข้อมูลในรีจิสเตอร์เค้าท์เตอร์จะถูกลดลงแบบ Binary

ตัวอย่างเช่น เราต้องการให้แชนแนล 0 ทำงานในโหมด 0 (Interrupt) จะได้ Control Word ดังนี้คือ

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	1	0	0	0	0

ดังนั้นจะได้ Control Word = 10 H



รูปที่ 4.8 แสดง Timing Diagram ของ โหมด ต่าง ๆ

4.3 Analog To Digital Converter(ADC Converter)

ไอซี ADC (Analog To Digital Converter) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถที่จะเลือกใช้ได้ถึง 2 เบอร์ คือ ADC0804 (8 บิต) หรือ ADC1001 (10 บิต) ซึ่งทำให้สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานในการตรวจจับ หรือการวัดสัญญาณหรือรับสัญญาณอินพุทในรูปของสัญญาณ Analog ได้ 1 Channal ซึ่งขนาดของสัญญาณ Analog ที่รับเข้ามาสามารถที่จะรับได้โดยตรงสูงถึง 5 VDC หรือมากกว่าโดยเพิ่มวงจรขยายย่านวัดเข้าไปอีกเล็กน้อย ทำให้สามารถประยุกต์ใช้เป็นเครื่องมือวัดสัญญาณต่าง ๆ ได้มากมายเช่น

1. เครื่องวัดแรงดัน
2. เครื่องวัดกระแส
3. เครื่องวัดอุณหภูมิ
4. เครื่องวัดความต้านทาน
5. เครื่องวัดความจุ

ซึ่งผลของการวัดแบบต่าง ๆ สามารถที่จะนำมาเก็บเป็นแฟ้มข้อมูลหรือแสดงผลในรูปแบบอื่น ๆได้ตามต้องการโดยผู้ใช้เขียนโปรแกรมควบคุมเอง

4.3.1 การใช้งาน ADC (Analog To Diginal Converter)

ไอซี ADC0804 เป็นไอซี ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุทในรูปของ Analog แล้วเปลี่ยนเป็น Digital เพื่อส่งให้ CPU ประมวลผล ซึ่งสามารถที่จะประยุกต์ใช้งานในหารเชื่อมต่อ (Interface) กับอุปกรณ์ภายนอกที่ให้สัญญาณเป็น Analog ได้โดยตรงถึงค่า 5 VDC หรือมากกว่าโดยผู้ใช้เพียงเพิ่มเตอมวงจรขยายย่านวัด เช่นเดียวกับเครื่องวัดทั่ว ๆ ไป ซึ่งขนาดของสัญญาณ Analog ที่รับเข้ามานั้นสามารถกำหนดแถบความกว้าง (RangE) ของสัญญาณได้โดยการควบคุมขนาดของ VI- และ Vref/2 ซึ่ง VI- จะเป็นตัวกำหนดจุดเริ่มต้นหรือค่าต่ำสุดของสัญญาณที่รบเข้ามา โดยปกติแล้วต้องมีค่ามากว่า OV แต่ต่ำกว่า Vref/2 เสมอ ส่วนสัญญาณ Vref/2 จะเป็นตัวกำหนดขนาดสูงสุดของสัญญาณที่รับเข้ามา (Maximum) นั่นคือ

ถ้าสัญญาณ Analog ที่รับเข้ามามีค่าเป็น 2 เท่าของ Vref/2 จะได้ DATA = FFH

ถ้าสัญญาณ Analog ที่รับเข้ามามีค่าเป็น 1 เท่าของ Vref/2 จะได้ DATA = 7FH

ถ้าสัญญาณ Analog ที่รับเข้ามามีค่าเป็น VI- จะได้ DATA = 00H

ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของ DATA ที่มีต่อขนาดของสัญญาณจะเป็นเชิงเส้นตลอด (Linear) ซึ่งขนาดของสัญญาณ Vref/2 สามารถเลือกได้โดย JP5 กล่าวคือถ้าผู้ใช้ Short ที่ตำแหน่ง 1 - 2 จะได้ Vref/2 = 2.50 V ถ้า Short ที่ตำแหน่ง 2-3 ขนาดสัญญาณ Vref/2 จะขึ้นอยู่กับขนาดที่กำหนดเองจากภายนอกที่ต่อจาก Connector CN2 ซึ่งขนาดของ Vref/2 ที่ป้อนใช้เข้ามาต้องมีค่ามากกว่า 0V และไม่ควรเกิน 2.50V ด้วยเช่นกัน

ตัวอย่างเช่น เลือก VI- เท่ากับ 0V และเลือก Vref/2 เท่ากับ 2.50V จะได้ว่าสัญญาณ Analog Input จะต้องอยู่ระหว่าง 0V-5.0V เท่านั้นซึ่งความละเอียดของแต่ละช่วงสัญญาณที่รับเข้ามามีความละเอียดถึง 256 ระดับ นั่นคือ

ถ้าสัญญาณ Analog มีค่าเท่ากับ 0V จะได้ DATA = 00H

ถ้าสัญญาณ Analog มีค่าเท่ากับ 2.50V จะได้ DATA = 7FH

ถ้าสัญญาณ Analog มีค่าเท่ากับ 5.00V จะได้ DATA = FFH

ดังนั้นจะได้ความละเอียดของสัญญาณ = (5V-0V)/256

= 0.0195 V

หรืออาจกล่าวได้ว่า สามารถรับสัญญาณได้ตั้งแต่ 0V-5.0V โดยมีความแตกต่างของแต่ละช่วง (Step) เป็น 0.0195V

หรืออีกกรณีหนึ่งคือ หากเลือก VI- เท่ากับ 0.50V จากภายนอกซึ่งต่อเข้ามาทาง Connector CN2 และเลือก Vref/2 เท่ากับ 1.50V จะได้ว่าช่วงของสัญญาณ Analog Input จะต้องอยู่ระหว่าง 0.50V-3.50V นั่นเอง

4.4 DAC (Digital To Analog Converter)

ไอซี DAC (Digital to Analog Converter) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถเลือกใช้ได้ถึง 2 เบอร์ คือ DAC0832 (8 บิต) หรือ DAC1232 (12 บิต) ซึ่งเลือกได้โดยการ Sct Jumper (JP1) ซึ่งจะให้สามารถที่จะประยุกต์ใช้ในงานควบคุมต่าง ๆ โดยส่งสัญญาณในรูปของ Analog ออกไปควบคุมอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งขนาดของสัญญาณ Analog มีวงจร OP

4.4.1 การใช้งาน DAC (Digital to Analog Converter)

-ไอซี DAC มีลักษณะการทำงานที่ตรงกันข้ามกับไอซี ADC กล่าวคือมันจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณ Digital ให้เป็นสัญญาณ Analog ซึ่งนิยมใช้งานในด้านการควบคุมต่าง ๆ โดยสามารถที่จะเลือกใช้ได้ 2 เบอร์ คือ DAC0832 (8 บิท) หรือ DAC1232 (12 บิท)

ซึ่งการควบคุมขนาดของสัญญาณ Analog Output นั้นทำได้โดยการส่งค่า DATA ออกไปยังพอร์ทควบคุมของไอซี DAC (Port Control DAC) ซึ่งอัตราส่วนของขนาดสัญญาณ Analog Output ที่ได้นั้นจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (Liner) นั่นคือ

ถ้าเป็นสัญญาณ DATA ค่า FFH จะได้ขนาดสัญญาณ Ouput สูงสุด

ถ้าเป็นสัญญาณ DATA ค่า 7FH จะได้ขนาดสัญญาณ Ouput ครึ่งหนึ่ง

ถ้าเป็นสัญญาณ DATA ค่า 00H จะได้ขนาดสัญญาณ Ouput ต่ำสุด

ซึ่งขนาดของสัญญาณ Analog Output นั่นมีความละเอียดถึง 256 ค่าจากย่านความกว้างของสัญญาณทั้งหมด (Range) หรือคำนวณได้จากสูตร

ความละเอียดของช่วงสัญญาณ = (Vmax-Vmin)/256

ตัวอย่างเช่น ต้องการขนาดสูงสุดของสัญญาณ 10V โดยให้ขนาดต่ำสุดของสัญญาณเป็น 0V จะได้ความละเอียดของสัญญาณเป็น 0.039V

4.5 สัญญาณต่าง ๆ บนสล็อตของ IBM/PC

ภายใน IBM/PC ได้มีการออกแบบให้สามารถที่จะเพิ่มเติมวงจรอินเทอร์เฟสเข้าไปในภายหลังได้ โดยผ่านทางสล็อตที่อยู่บนเมนบอร์ด (Main Board) สำหรับสล็อตบนเมนบอร์ดนี้จะมีจำนวน 5 สล็อต (สำหรบ IBM PC/XT จะมีอยู่ 8 สล็อต) ซึ่งแต่ละสล็อตจะมีจำนวนขาทั้งสิ้น 62 ขา แบ่งออกเป็น 2 ข้าง ๆ ละ 31 ขา ส่วนการเรียกตำแหน่งขาของสล็อตเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับว่าขานั้นอยู่ข้างใด (ซ้ายขวา) ของสล็อต โดยขาที่อยู่ทางด้านซ้ายของสล็อตจะเรียกโดยใช้อักษร “B” นำหน้าเลขตำแหน่งของขา เช่น B16 ก็คือขาทางด้านซ้ายของสล็อต ขาที่ 16 (นับจากทางด้านท้ายของเครื่อง) ส่วนขาที่อยู่ทางด้านขาวสล็อตจะเรียกโดยใช้อักษร “A” นำหน้าเลขตำแหน่งของขา เช่น ขา A24 ก็คือขาทางด้านขาวของสล็อตขาที่ 24 (นับจากทางด้านท้ายของเครื่อง)แต่ละขาของสล็อตเหล่านี้จะเชื่อมต่อกับเส้นสัญญาณต่าง ๆ บนเมนบอร์ด ทำให้การสร้างวงจรอินเตอร์เฟสกับ IBM/PC สามารถทำได้โดยสะดวก ซึ่งเส้นสัญญาณที่เชื่อมต่อกับขาของสล็อตเหล่านี้จะประกอบไปด้วย เส้นสัญญาณของบัสแอดเดรส (Address Bus) , บัสข้อมูล (Data Bus) , บัสควบคุมสำหรับการเขียน/อ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ หรือพอร์ท I/O เส้นสัญญาณสำหรับการอินเทอร์รัพท์ของวงจรอินเตอร์เฟส, เส้นสัญญาณของสำหรับการขอ DMA, สัญญาณฐานเวลา (Timing Signal) ต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบ เส้นสัญญาณแสดงการรีเฟรชหน่วยความจำ และสัญญาณสำหรับการตรวจสอบความผิดพลาด (I/O CHECK)

นอกจากเส้นสัญญาณเหล่านี้แล้ว สล็อตบนเมนบอร์ดยังเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบอีกด้วย คือ +5 Vdc, -5 Vdc, +12 Vdc และ -12 Vdc

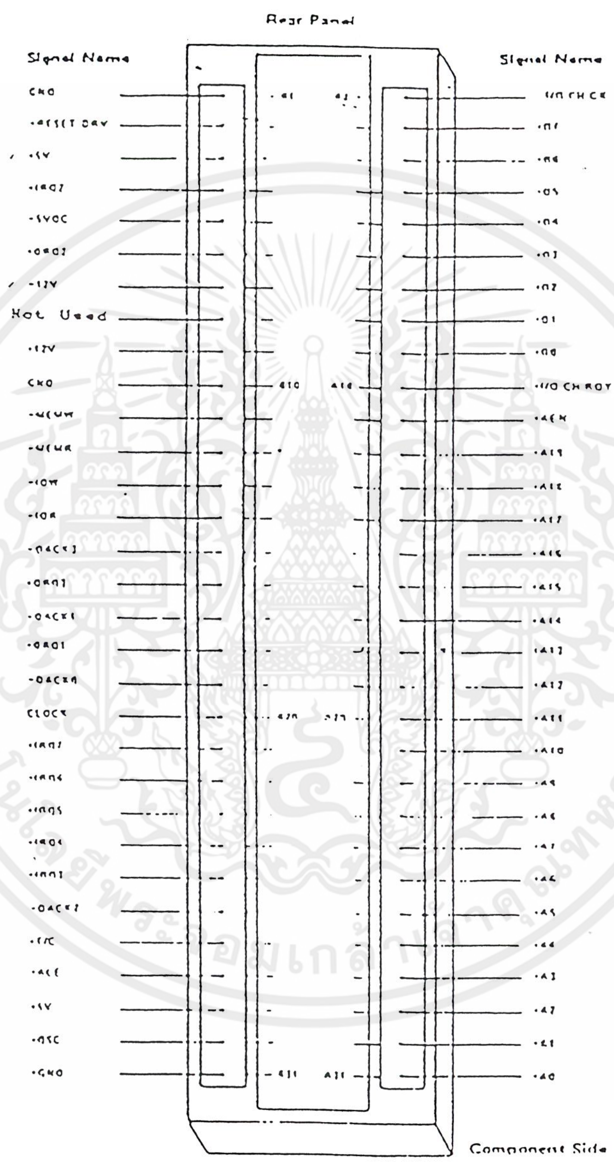
4.5.1 รายละเอียดเกี่ยวกับสัญญาณต่าง ๆ

4.5.1.1 OSC (Oscillaor ; ขา B30)

ขานี้เป็นเอาท์พุทที่เชื่อมต่อกับสัญญาณคล็อกที่มีค่าความถี่สูงสุดบนเมนบอร์ดคือ 14.31818 Mhz ซึ่งมีคาบเวลาประมาณ 60 nanosec. และมี Duty Cycle (ช่วงเวลาใน 1 คาบที่สัญญาณคล็อกมีลอจิกเป็น “1” หารด้วยควบเวลาทั้งหมด) ประมาณ 50% สัญญาณคล็อกอื่น ๆ ของระบบ

4.5.1.2 CLK (Clock ; ขา B20)

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาท์พุท ซึ่งต่อกับสัญญาณคล็อกที่ถูกสร้างขึ้นโดยการหารสัญญาณ OSC ด้วย 3 ทำให้ได้ความถี่ประมาณ 4.77 MHz(14.31818 Mhz1/3) หรือ มีช่วงเวลาใน 1 คาบ (ช่วงเวลาของคล็อก 1 ลูก) เท่ากับ 210 nanosec. (1/4.77 Mkhz) สำหรับค่า Duty Cycle ของสัญญาณนี้จะมีค่าประมาณ 1/3 คือ ใน 1 คาบจะมีช่วงเวลาที่เป็นลอจิก “1” เท่ากับ 1/3 ของคาบเวลาทั้งหมด หรือประมาณ 70 nanosec. และช่วงเวลาที่ลอจิก “0” เทากับ 2/3 ของคาบเวลาทั้งหมด หรือประมาณ 140 nanosec.สัญญาณนี้เป็นสัญญาณที่ถูกใช้เป็นคล็อกของระบบ



รูปที่ 4.9 แสดงภาพสล็อตบนเครื่องคอมพิวเตอร์

4.5.1.3 RESET DRV (ขา B2)

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาท์พุท ซึ่งจะแอคทีฟ (ลอจิก "1") ในช่วงที่เราเริ่มจ่ายไฟให้กับระบบ และจะยังคงแอคทีฟไปจนกว่าระบบต่าง ๆ ภายใน IBM/PC จะพร้อมที่จะทำงานได้จากนั้นสัญญาณนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นลอจิก "0" นอกจากนี้ในระหว่างการทำงานของ IBM/PC ถ้าระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตกลง สัญญาณนี้ก็จะถูกทำให้แอคทีฟเช่นกัน โดยทั่วไปแล้วสัญญาณนี้จะถูกนำไปใช้ในการรีเว็ทวงจรอินเทอร์เฟสหรืออุปกรณ์ I/O ต่าง ๆ ในช่วงที่เริ่มจ่ายไฟให้กับระบบ ซึ่งจะเป็นการทำให้วงจรหรืออุปกรณ์เหล่านั้นถูกปรับให้อยู่ในสภาวะที่แน่นอน ก่อนที่จะเริ่มต้นการทำงานในระบบ (สภาวะนี้เป็นสภาวะที่เราทราบ และต้องการให้วงจรทำงานในขณะที่ระบบถูกรีเซ็ท)

4.5.1.4 A0-A19(Address Bus; A12-A31)

ขาสัญญาณทั้ง 20 ขานี้เป็นเอาท์พุท ซึ่งใช้สำหรับกำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำหรืออุปกรณ์ I/O ที่ต้องการติดต่อด้วย โดยสัญญาณ A0 จะมีนัยสำคัญต่ำสุด (Least Slignificant Bit) และ A19 จะมีนัยสำคัญสูงสุด (Most Significant Bit) สำหรับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรส A0-A19 นี้ ในระหว่างขบวนการอ่าน/เขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำหรืออุปกรณ์ I/O แต่ในช่วงของขบวนการ DMA นั้น DMA-Comtroller จะเป็นผู้กำหนดค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสเอง

4.5.1.5 D0-D7 (duta Bus ; ขา A9-A2)

ขาสัญญาณนี้จะเป็นแบบ Bi-Directional ซึ่งต่อกับข้อมูลของระบบ เพื่อทำหน้าที่ในการส่งผ่านข้อมูลระหว่างพอร์ท I/O กับ IBM/PC โดยบิต D0 จะมีนัยสำคัญต่ำสุดและบิด D7 จะมีนัยสำคัญสูงสุด

4.5.1.6 ALE (Address Latch Enable ; ขา B28)

ขาสัญญาณนี้เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ Bus Controller สร้างขึ้นเพื่อใช้สำหรับแสดงารกเริ่มต้นของบัสไซเคิล และแสดงให้อุปกรณีภายนอกทราบว่าแอดเดรสที่ต้องการจะติดต่อด้วยนั้นถูกส่งออกมาบนบัสแอดเดรสแล้ว โดยสัญญาณ ALE นี้จะเปลี่ยนจากลอจิก "1" เป็น "0" เมื่อค่าแอดเดรสที่ถูกต้องถูกส่งออกมาบนบัสข้อมูลเรียบร้อยแล้ว ดังนั้นขอบขาลงของสัญญาณ ALE นี้จะถูกใช้ในการแลทซ์ค่าแอดเดรสจากบัสแอดเดรส/ข้อมูล (Address/Data Bus; AD0-AD7) ทำให้สามารถแยกค่าแอดเดรส (A0-A19) และข้อมูล (A0-A7) ออกจากกันได้ อย่างไรก็ตามสัญญาณ ALE จะแอคทีฟเฉพาะในบัสไซเคิลที่สร้างขึ้น โดยจะไม่แอคทีฟในระหว่างขบวนการ DMA

4.5.1.6 I/O CHCK (I/O Channel Check ; ขา A1)

ขาสัญญาณนี้เป็นอินพุทที่ใช้ในการแสดงความผิดพลาดเกี่ยวกับพาริตี้ ที่เกิดขึ้นในการทำงานของวงจรอินเตอร์เฟสหรืออุปกรณ์ I/O เมื่อขาสัญญาณนี้ได้รับลอจิก “0” จะให้ทำถูกอินเทอร์รัพท์แบบ Non-Maskable (NMI) อย่างไรก็ตามเราสามารถที่จะกำหนดให้วงจรภายในของ IBM/PC ทำการขออินเทอร์รัพท์หรือไม่ก็ได้ โดยการกำหนดลอจิกของบิทข้อมูลของพอร์ทที่ควบคุมการขออินเทอร์รัพท์แบบ NMI คือบิท D7 ของพอร์ท 00A0H ในกรณีที่บิท D7 ของพอร์ต 00A0H ถูกเซ็ทเป็น “1” ก็จะทำให้วงจรภายนอกของอินเทอร์รัพท์แบบ NMI ได้ (Enable) แต่ถ้าบิท D7 ของพอร์ท 00A0H ถูกเซ็ทเป็น “0” ก็จะเป็นการดิสเอเบิล (Disable)

4.5.1.7 I/O CHRDY (I/O Channel Ready ; ขา A10)

ขาสัญญาณนี้เป็นอินพุทที่ใช้เพิ่มช่วงเวลาในบัสไซเคิลในกรณีที่อุปกรณ์ I/O หรือหน่วยความจำที่เกี่ยวข้องกับขบวนการในบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นนั้น ไม่สามารถทำงานทันตามช่วงเวลาปกติชองบัสไซเคิลนั้น ๆ ได้ (ช่วงเวลาบัสไซเคิลที่เกี่ยวข้องกับหน่วยความจำในช่วงเวลาของคล็อก 4 ลูก หรือ 840 nanosec. ในขณะที่บัสไซเคิลที่เกี่ยวกับ I/O จะใช้ช่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลาของคล็อก 5 ลูก หรือ 1.05 microsec.)

4.5.1.8 IRQ2-IRQ7 (Interrupt Request 2-7 ; ขา B4 และ B21-B25)

ขาสัญญาณทั้ง 6 นี้เป็นขาอินพุทที่ใช้สำหรับการขออินเทอร์รัพท์ โดยสัญญาณเหล่านี้จะต่อเข้ากับเมนบอร์ดโดยตรง โปรแกรมในส่วน BI05 ของ IBM/PC จะทำการโปรแกรมให้ IRQ2 มีลำดับความสำคัญสูงสุด (Hight priority) และ IRQ7 มี ลำดับความสำคัญที่ต่ำสุด ในกรณีที่มีการขออินเทอร์รัพท์เกิดขึ้น คือระดับลอจิกที่ขา IRQ ขาใดขาหนึ่งถูกเปลี่ยนจากลอจิก “0” เป็นลอจิก “1” ก็จะทำการส่งสัญญาณ INT เพื่อทำการขออินเทอร์รัพท์

4.5.1.9 IOR (I/O Read ; ขา B14)

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาท์พุทแอคทีฟที่ลอจิก “0” ที่สร้างขึ้นโดย Bus Controller เพื่อใช้ในการแสดงว่าไซเคิลที่เกิดขึ้นนี้ เป็นบัสไซเคิลของการอ่านข้อมูลจากพอร์ท I/O เพื่อให้พอร์ท I/O ที่มีแอดเดรสตรงกับแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้นส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล โดยข้อมูลจะต้องส่งออกมาบนบัสข้อมูลก่อนขอบขาขึ้นของสัญญาณ IOR ประมาณ 30 nanosec. เพื่อให้มั่นใจได้ว่าสามารถรับข้อมูลได้ถูกต้อง สำหรับในขบวนการ DMA 8237A - 5 DMA Controller จะทำการสร้างสัญญาณ IOR เอง โดยที่ค่าแอดเดรสที่อยู่บนบัสแอดเดรสจะเป็นค่าแอดเดรสของหน่วยความจำ (แทนที่จะเป็นแอดเดรสของพอร์ท I/O) ที่พอร์ท I/O ที่ขอ DMA DACX จาก DMA Controller เป็นตัวกำหนด เช่นกรณีที่สัญญาณ DACK 1 แอคทีฟก็จะแสงว่าพอร์ท I/O ที่จะต้องส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูลก็คือ พอร์ท I/O ที่ขอ DMA ผ่านทางแชนแนลที่ 1 (DRQ1)

4.5.1.10 LOW (I/O Write; ขา B12)

ขาสัญญาณนี้เป็นเอาท์พุทแอคทีฟที่ลอจิก "0" ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดย Bus Controller เพื่อใช้แสดงว่าบัสไซเคิลที่เกิดขึ้นเป็นบัสไซเคิลของการเขียนข้อมูลลงบนพอร์ท I/O

4.5.1.11 MEMW (Memory Write ; ขา B11)

ขานี้เป็นเอาท์พุทแอคทีฟที่ลอจิก "0" ซึ่ง Bus Controller สร้างขึ้นในระหว่างบัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลในหน่วยความจำ สัญญาณ MEMW นี้จะถูกส่งออกมาเพื่อให้หน่วยความจำที่แอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้น ทำการรับข้อมูลที่อยู่บนบัสข้อมุลที่อยู่บนบัสข้อมูลไปเก็บไว้

4.5.1.12 MEMW(Momory Read; ขา B12)

ขานี้เป็นเอาท์พุทซึ่งสัญญาณนี้จะแอคทีฟ "0" ในระหว่างบัสไซเคิลของการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ เพื่อให้หน่วยความจำที่มีแอดเดรสตรงกับค่าแอดเดรสบนบัสแอดเดรสนั้น ทำการส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล โดยหน่วยความจำนั้นจะต้องส่งข้อมูลออกมาบนบัสข้อมูล โดยหน่วยความจำนั้นจะต้องส่งข้อมูลออกมาในช่วงเวลา 30 nanosec. ก่อนที่สัญญาณ MEMW จะกลับเป็น ลอจิก "1"

4.5.1.13 DRQ1-DRQ3 (DMA Request 1-3 ; ขา B18, ขา B6 และ ขา B16)

ขาสัญญาณทั้งสามนี้เป็นสัญญาณอินพุทแอคทีฟที่ลอจิก "1" ซึ่งอุปกรณ์ภายนอกสามารถใช้ในการขอ DMA จากระบบ โดยการป้อนระดับสัญญาณลอจิก "1" ให้กับขา DRQ ขาใดขาหนึ่ง

4.5.1.14 DACK0-DACK3 (DMA Acknowledge 0-3 ; ขา B19, B17, B26 และ B15)

สัญญาณทั้ง 4 นี้เป็นเอาท์พุทแอคทีฟที่ลอจิก "0" สร้างขึ้นเพื่อแสดงให้วงจรภายนอกที่ขอ DMA ทราบว่าการขอ DMA นั้นได้รับการตอบสนองแล้ว จะเข้าสู่ขบวนการ DMA เพื่อให้การส่งผ่านข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ I/O ที่ขอ DMA กับหน่วยความจำเกิดขึ้นได้โดยตรง โดยสัญญาณ DACK นี้จะแอคทีฟในแชนแนลใดก็ขึ้นอยู่กับว่าขบวนการ DMA ที่จะเกิดขึ้นนั้น เป็นการตอบสนองต่อการขอ DMA ในแชนแนลใด

4.5.1.15 AEN (Address Enable ; ขา A11)

สัญญาณนี้เป็นเอาท์พุทที่ใช้ในการแสดงว่าบัสไซเคลิที่เกิขดึ้นใน่วงเวลาที่สัญญาณ AEN แอคทีฟ "1" นั้น เป็นบัสไซเคลิของขบวนการ DMA

4.5.1.16 T/C (Terminal Count ; ขา B27)

สัญญาณนี้ถูกสร้างขึ้นจากการนำเอาสัญญาณเอาท์พุทที่ขา EOP มากลับลอจิก (โดยใช้ เกท Inverter) ทำให้สัญญาณ T/C นี้แอคทีฟที่ลอจิก "1"

4.5.1.17 บัสของแหล่งจ่ายไฟของระบบ

+5 Vdc (ขา B3 และ B29)

ขาทั้งสองนี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC +5 ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulatted) ±5 % คืออยู่ในช่วง +4.75 ถึง +5.25 Vdc

+12 Vdc (ขา B9)

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC -5V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulatted) ± 5% คืออยู่ในช่วง +11.4 ถึง +12.6 Vdc

-5 Vdc (ขา B5)

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC -5V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulatted) ± 10% คืออยู่ในช่วง -5.5 ถึง -4.5 Vdc

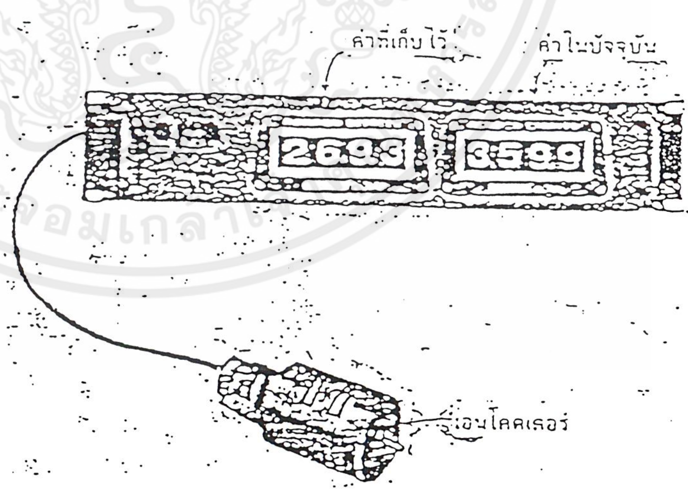
-12 Vdc (ขา B7)

ขานี้จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟ DC -12V ของระบบ โดยจะมีค่าความเที่ยงตรง (Regulatted) ± 10% คืออยู่ในช่วง -13.2 ถึง -10.8 Vdc

GND (ขา B1, B10 และ B31)

ขาทั้งสามนี้จะต่อเข้ากับกราวด์ (Ground) ของระบบ

4.6 อินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์



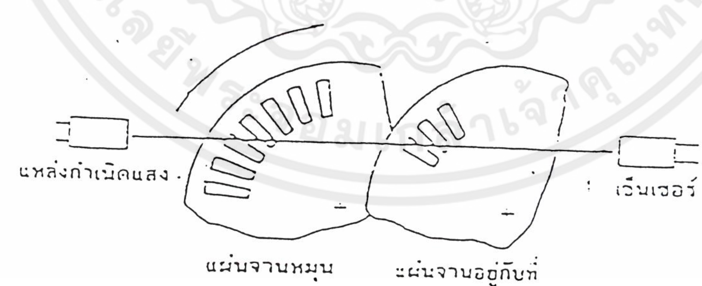
รูปที่ 4-10 ระบบเอนโคดเดอร์แบบโรตารี่

ในระบบการบังคับตำแหน่ง หรือความเร็วของมอเตอร์ต้องใช้อินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์หรือเอนโคดเดอร์สำหรับรักษาตำแหน่ง และสำหรับสร้างสัญญาณป้อนกลับ โดยที่ตัวเอนโคดเดอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์แปรผันตรงกับการหมุนของเพลา ซึ่งสามารถนำไปใช้การรับรู้ความเร็วของเพลา

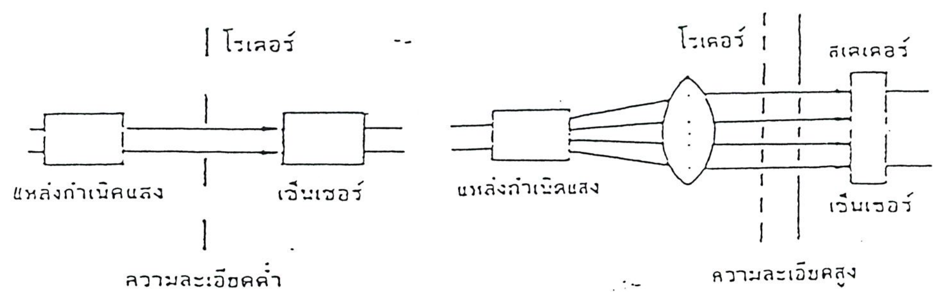
มอเตอร์ในรูปของอัตราจำนวนพัลส์ได้ ในรูปที่ 4-10 และ 4-11 แสดงรูปลักษณะของอินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์แบบโรตารี่ และแบบลิเนียร์

อินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์ ประกอบด้วนส่วนที่สำคัญคือ ตัวกำเนิดแสงจานหมุน (rotary disk) จานอยู่กับที่ และตัวเซ็นต์เซอร์บนแผ่นจานหมุนทำเป็นช่องโดยรอบดังแสดงในรูปที่ 4-3 และแผ่นอยู่กับที่จะมีช่องสำหรับให้แสดงผ่านตรงข้ามไปยังตัวเซ็นเซอร์ถ้าเป็นเอนโคดเดอร์ที่ใช้ความเร็วต่ำไม่จำเป็นต้องมีแผ่นอยู่กับที่ก็ได้ส่วนตัวกำเนิดแสงอาจจะเป็นหลอดไฟ หรือ LED ก็ได้ ดังแสดงในรูปที่ 4-13

รูปที่ 4-11 อินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์แบบลิเนียร์



รูปที่ 4-12 ตัวอย่างกลไกของออฟโตอิคริเม้นท์

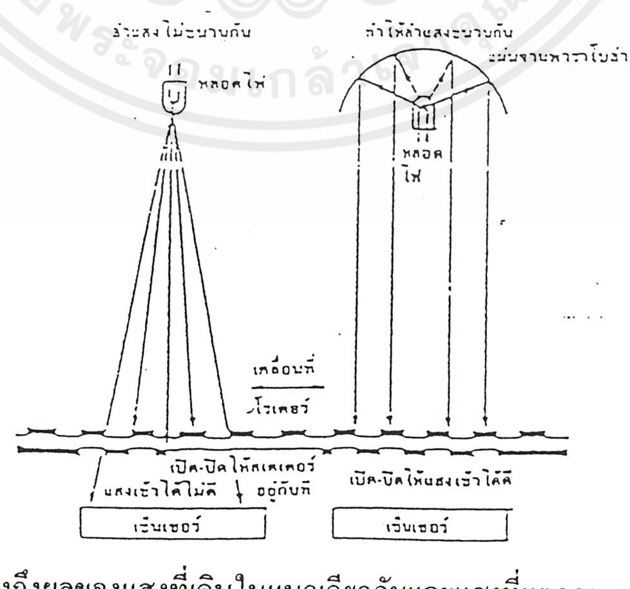


รูปที่ 4-13 แสดงถึงตัวเซ็นเซอร์แบบมีช่องปิดเปิดให้แสงผ่านได้ช่องเดียวและมีแบบหลายช่อง

4.6.1 ความละเอียดของอินคริเม้นท์เอดโคดเดอร์

ความละเอียดของเอนโคดเดอร์ คือจำนวนคาบเวลาของสัญญาณทางเอาท์พุทต่อการหมุนของเพลาใน 1 รอบ ซึ่งบอกเป็นจำนวนพัลซ์ต่อรอบ หรือจำนวนไซเคิลต่อ 360° มุมทางเชิงกล หรือไซเคิลต่อองศา เอนโคดเดอร์ที่ใช้กันทั่ว ๆ ไป มีค่าความละเอียดตั้งแต่ 15 ถึง 10,000 พัลซ์ต่อรอบในทางปฏิบัติเนื่องจากแสดงที่ออกจากแหล่งกำเนิดเป็นลำแสเดียวกันถ้าเราต้องการที่ผ่านช่องไปยังเซ็นเซอร์เป็นเส้นตรงพร้อม ๆ กัน (colomation) ก็สามารถทำได้โดยใช้เลนซ์ หรือพาราโบลิครีแฟลคเดอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4-14 จำนวนพัลส์ต่อ 1 รอบสัญญาณที่เอนโคดเดอร์สร้างออกมาจะเท่ากับจำนวนช่องว่างบนแผ่นจานหมุน และความกว้างของแถบทึบระหว่างช่องว่างจะเท่ากัน เพราะฉะนั้นเราสามารถคำนวณหาความกว้างของช่องว่าง (W) ได้จาก

$$W = \pi D/2N$$



รูปที่ 4-14 แสดงถึงผลของแสงที่เดินในแนวเดียวกันและแสงที่แตกกระจาย

เมื่อ D = เส้นผ่านศูนย์กลางเฉลี่ยของผ่านจาน

N= จำนวนของความละเอียดเป็นฟัลส์ต่อรอบ

W= ความกว้างของช่องว่าง

ค่าตัวแปรของสมการนี้หาได้จากรูปที่ 4-6 ถ้าให้ D เป็นเส้นผ่านศูนย์กลางของแผ่นจานหมุนของเอนโคดเดอร์ ค่าประมาณที่ใกล้เคียงมากของค่าความกว้างของช่องว่าง แสดงได้ดังนี้

$$W = \frac{0.75\pi D}{2N}$$

ตัวอย่าง ถ้าแผ่นหมุนของเอนโคดเดอร์มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 นิ้ว ต้องการค่าความละเอียด 200 ฟัลส์ต่อรอบ ซึ่งจะได้ความกว้างของช่องว่างมีค่าเท่ากับ 0.002356 นิ้วจำนวนความถี่ที่เกิดขึ้นในการวัดจะขึ้นอยู่กับจำนวนช่องว่างบนผ่านจาน และจำนวนความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ทำการวัด เราสามารถเขียนความสัมพันธ์เหล่านี้ออกมาเป็นสมการจำนวนฟัลซ์ที่เกิดขึ้นได้

$$f = \frac{N \times rpm}{60}$$

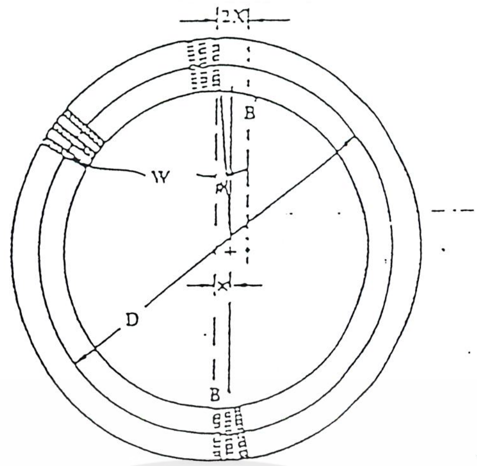
เมื่อ f = จำนวนความถี่ที่เกิดขึ้น

N = จำนวนของความละเอียดเป็นพัลซ์ต่อรอบ

rpm = ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่อนาที

4.6.2 เอาท์พุทของเอนโคดเดอร์

โดยทั่ว ๆ ไปแล้ว สัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากเอนโคดเดอร์โดยตรงจะมีระดับที่ไม่เพียงพอในการควบคุม หรือสำหรับประมวลสัญญาณ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรขยาย และแปลงรูปร่างลูกคลื่นสัญญาณต่อไว้ในตัวเอนโคดเดอร์ด้วยเสมอสัญญาณลูกคลื่นที่ได้จากตัวเซ็นเซอร์ปกติแล้วจะเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยม หรือรูปสัญญาณชายน์ขึ้นอยู่กับความละเอียดที่ต้องการรูปสัญญาณเหล่านี้สามารถให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ โดยการต่อคอมพาราเตอร์เข้าลิเนียร์แอมปลิไฟล์ของเอนโคดเดอร์ก็จะได้เอาท์พุทเป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมตามต้องการ



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความเป็นลิเนียร์กับความไม่ได้ศูนย์

เออร์เรอร์จะเป็นลิเนียร์ = 2X/W

เมื่อ W = ¶D/ความละเอียด = ความกว้างของพัลซ์

X = ความแตกต่างไปจากศูนย์กลาง ดูจากรูป

2X = ผลรวมคาบเวลาของเออเรอร์ในช่วงการหมุน 180 องศา

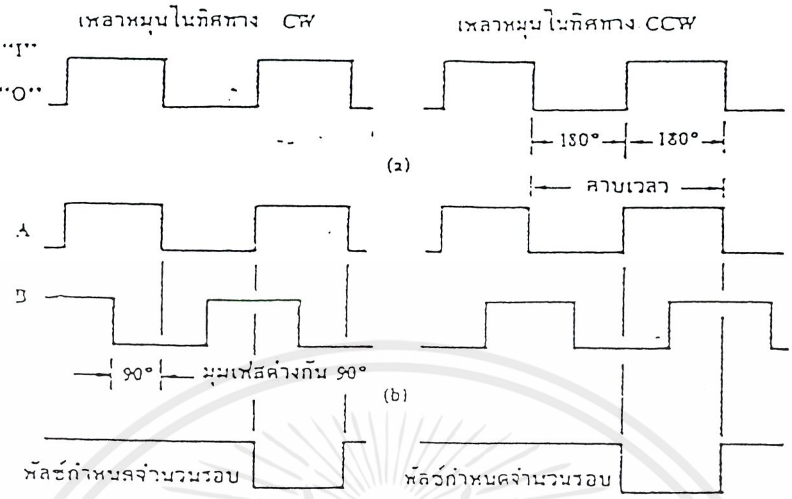
D = เส้นผ่าศูนย์กลางเฉลี่ยของแผ่นจาน

รูปที่ 4.16 โรตารี่เอนโคดเดอร์ที่มีเอาท์พุทเป็นไบนารี่

a) ลักษณะตัวอย่างแบบหนึ่ง

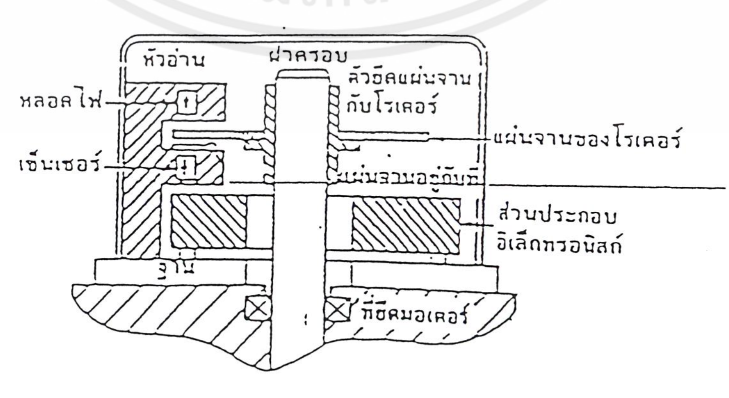
b) แผ่นจานภายใน

ตัวอย่างในรูปที่ 4.16 แผ่นจานภายในที่ประกอบด้วยข้อมูลไบนารี่แสดงสัญญาณ 2 ชุดที่ได้จากเอนโคดเดอร์ชนิด 2 ชุด เราเรียกสัญญาณ 2 ช่องนี้ว่า “ ควอดราเจอร์”



รูปที่ 4-17 (a) ตัวอย่างลูกคลื่นเอาท์พุทรูปสี่เหลี่ยมของอุปกรณ์เอนโคดเดอร์ช่องเดียว (ไบไดเร็คชั่น)
(b) ตัวอย่างสัญญาณเอนโคดเดอร์ 2 ช่อง มีมุมเฟสต่างกัน 90^{0} (สองทิศทาง)

(Quadrature) ซึ่งเหมาะที่จะใช้ในการรับรู้ทิศทางการหมุนของเพลา และยังใช้ควบคุมระบบที่ซับซ้อนอื่น ๆ จากสัญญาณในรูปที่ 4.17(a) จะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้ง 2 ช่อง จะเริ่มจาก 0 ถึง 1 และ 1 ถึง 0 โดยขึ้นอยู่กับทิศทางการหมุนของแผ่นหมุนของเอนโคดเดอร์ ในอินคริเม้นท์เอนโคดเดอร์บางชนิด จะมีพัลซ์ที่แสดงถึงจำนวนรอบของการหมุนใช้เป็นศูนย์ในการอ้างอิงพัลซ์ที่ใช้แสดงจำนวนรอบนี้ จะเกิดขึ้น 1 พัลส์ต่อ 1 รอบ โดยทั่วไปใช้บอกถึงตำแหน่งเชิงกล หรือใช้เป็นสัญญาณเคลียร์จำนวนที่นับไว้ในหน่วยเก็บข้อมูล



รูปที่ 4-18 ตัวอย่างส่วนประกอบของเอนโคดเดอร์

บทที่ 5
ซอร์ฟแวร์

5.1 เทคนิคการสร้างรูปคลื่น PWM

เทคนิค พี-ดับบลิว-เอ็ม ที่ใช้เป็นแบบเร็คกิวล่าร์ ซิมเมตริกซ์ ชนิดซิงโครนัสซึ่งจะเป็นการประมาณค่า พัลซ์วิลส์ของเทคนิคแนทเชอรัล แซมปลิ้ง (Natural Sampling : NS) หรือแบบทั่วไปที่ได้จากการใช้เทคนิคทางด้าน อนาล็อก โดยการใช้สัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier Wave) ซึ่งเป็นคลื่นสามเหลี่ยม นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นม็อด (Modulation Wave) ที่เป็นรูปคลื่นไซน์โดยผ่านคอมพาเรเตอร์ คลื่นไซน์อ้างอิงนี้สามารถถูกปรับเปลี่ยนความถี่และแอมปลิจูดได้ ส่วนเทคนิคเร็คกิวล่าร์ ซิมเมตริกที่สร้างขึ้นนี้ได้ใช้ซอฟท์แวร์ รูทีน (Software Routine) ในการจำลองคลื่นพาหะและคลื่นม็อคเพื่อคำนวณหาค่า พัลส์วิด โดยการใช้ ไมโครคอมพิวเตอร์ เป็นตัวควบคุมการประมวลผล และการส่งข้อมูลไปให้กับไทม์เมอร์เพื่อนับค่าเวลา

หลักการกำเนิดรูปคลื่น พี-ดับบลิว-เอ็ม สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 5.1ซึ่งเป็นของ 1 เฟสที่แต่ละค่าเวลาแซมปลิ้ง ขณะ tn ใด ๆ (ทุก ๆ คาบเวลา tc) จะได้ความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ดังนี้

tg/2 = (tc/4)[1-mSin(wn*tn)] ....(1)

tw/2 = (tc/4)[1+mSin(wn*tn)] ....(2)

tc/2 = tg/2 + tw/2 ....(3)

tc = 1/[r*fm] ....(4)

r = fs/fm

wn = 2πfm

โดยที่ : tg = ความกว้างระหว่างพัลซ์

tw = ความกว้างของพัลซ์

tc = คาบเวลาของคลื่นพาหะ (คลื่นสามเหลี่ยม)

m = ดัชนีการม็อด (Modulation Index)

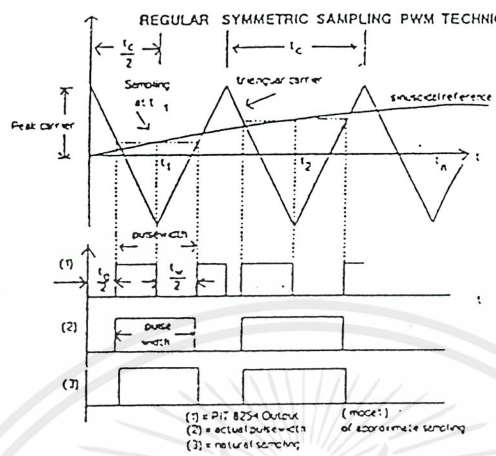
: อัตราส่วนของแอมปลิจูดคลื่นไซน์ต่อแอมปลิจูดคลื่น สามเหลี่ยม

fm = ความถี่ของคลื่นม็อด (คลื่นไซน์)

fs = ความถี่ของการสวิทซ์ (คลื่นสามเหลี่ยม)

r = อัตราส่วนความถี่ (frequency Ratio)

: อัตราส่วนความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์



รูปที่ 5.1 แสดงเทคนิคการสร้างรูปคลื่น พี-ดับบลิว-เอ็ม

ความสัมพันธ์เหล่านี้จะถูกใช้ในโปรเซสของการคำนวณ เพื่อสร้างรูปคลื่น พี-ดับบลิว-เอ็ม ซึ่งอยู่ในส่วนของซอฟท์แวร์ สำหรับแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะแปรโดยตรงกับดัชนีการมีอด (m) เมื่อค่าดัชนีการมีอดอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 เท่านั้น แต่เมื่อดัชนีการมีอดมากกว่า 1 (Over Modulation) หรือแอมปลิจูดคลื่นไซน์อ้างอิงสูงกว่าแอมปลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยม แรงดันเอาท์พุทจะไม่แปลโดยตรงกับดัชนีการมีอดโดยจะเริ่มเป็นเส้นโค้งเนื่องจากเกิด Pulse-dropping และในที่สุดรูปคลื่น PWM จะเปลี่ยนเป็นรูปคลื่น Square ซึ่งจะให้แรงดันเอาพุทท์มีค่าคงที่และมีค่าสูงสุด ในโหมดการทำงาน pulse-dropping นี้ จะเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับอินเวอร์เตอร์ไดรฟ์ที่ย่านความถี่สูง (ปกติกำหนดให้สูงกว่า base frequency) อย่างไรก็ตามในโหมด pulse-dropping นี้จะก่อให้เกิดฮาโมนิกส์อันดับต่ำๆมีค่าสูงขึ้น

5.2 ระบบซอฟร์แวร์ของการสร้างสัญญาณ พี-ดับบลิว-เอ็ม

ในโปรเซสของการสร้างสัญญาณ พี-ดับบลิว-เอ็ม สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 โปรเซส

5.2.1 โปรเซสมอนิเตอร์

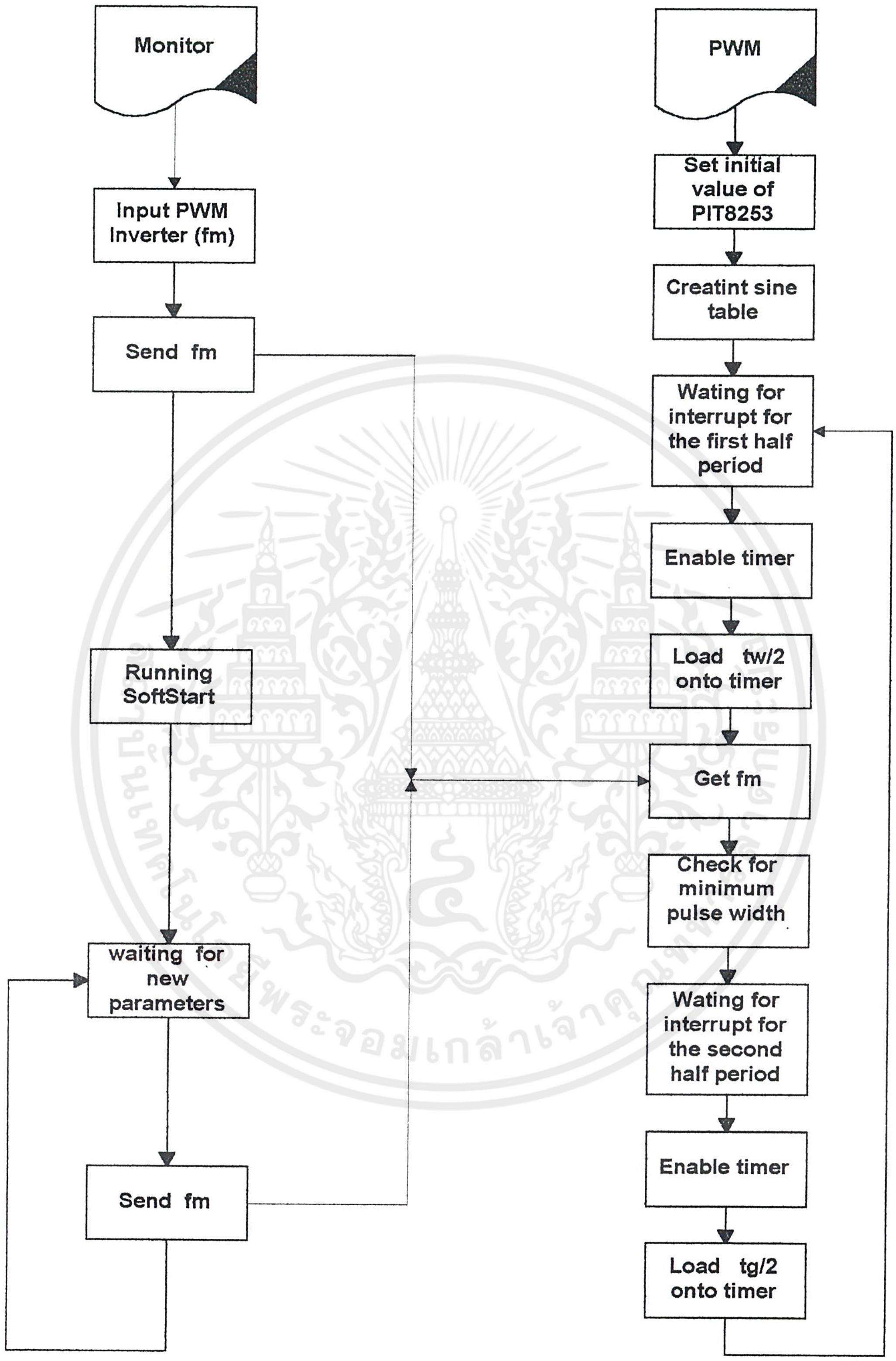
จะเกี่ยวกับการติดต่อระหว่างผู้ใช้กับไมโครคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยคีย์บอร์ด และจอ PC พารามิเตอร์ของพี-ดับบลิว-เอ็ม เช่น ความถี่อินเวอร์เตอร์ จะถูกป้อนผ่านเข้าไปยังไมโครคอมพิวเตอร์ จากนั้นข้อมูลเหล่านี้จะถูกควบคุมการส่งไปให้โปรเซส พี-ดับบลิว-เอ็ม ด้วยอัตราที่

และการหน่วงโดยเป็นไปอย่างราบรื่น นอกจากนี้ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ค่าต่ำ ๆ (ต่ำกว่า 5 Hz) จะมีการคงทีคงที่ค่าดัชนีการมือดไว้ที่ค่าต่ำสุด 10% เพื่อให้มีการชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของขดสเตเตอร์ของอินดักชั่นมอเตอร์ การคอยรับและควบคุมการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์จะเป็นไปตลอดเวลาอย่างต่อเนื่อง

5.2.2โปรเซส พี-ดับบลิว-เอ็ม

จะทำหน้าที่ควบคุมการสร้าง พี-ดับบลิว-เอ็ม โดยเริ่มต้นจากการเซ็ตอัพ และการกำหนดค่าตัวแปลต่าง ๆ ตลอดจนการเซ็ตค่าเริ่มต้นสำหรับการโปรแกรมให้กับไทร์เมอร์ 8253 จากนั้นจะมีการสร้างตารางค่าไซน์ (Sine look-up table) โดยเก็บไว้ในหน่วยความจำของไมโครคอมพิวเตอร์โปรเซสการสร้างรูปคลื่น พี-ดับบลิว-เอ็ม นี้จะใช้วิธีการคำนวณหาค่าเวลาการนับสำหรับไทม์เมอร์ (tg/2,tw/2) ซึ่งได้อธิบายเทคนิคการสร้างและการคำนวณในหัวข้อที่ผ่านมา ในซอฟท์แวร์จะใช้วิธีการจำลองคลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นซายน์ ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่ามีสองโปรเซสย่อยทำงานขนานกันอยู่กล่าวคือ การจำลองคลื่นสามเหลี่ยมจะใช้วิธีการรออินเตอร์รัฟท์ทุกครึ่งคาบการอินเตอร์รัฟท์จะถูกส่งเข้ามายังรูทีนของการมือท หลังจากมีการอินเตอร์รัฟท์ครั้งแรก ไทร์เมอร์จะถูกสั่งให้ทำการนับค่าของ tg/2 ที่ถูกโหลดเข้ามาบนไทม์เมอร์ก่อนหน้านี้แล้ว จากนั้นก็จะทำการโหลดค่า tw/2 ไปให้กับไทม์เมอร์เพื่อรอการอินเตอร์รัฟท์ของครึ่งหลัง ในระหว่างการรอนี้ โปรเซส พี-ดับบลิว-เอ็ม จะทำการรับข้อมูลจากโปรเซสมอนิเตอร์ ขั้นตอนต่อไปคือทำการคำนวณหาค่า tg/2 และ tw/2 ของการแซมปิ้งของคาบที่อยู่ถัดไป ซึ่งจะต้องเสร็จสิ้นก่อนการอินเตอร์รัฟท์เกิดขึ้น เมื่อมีการอินเตอร์รัฟท์เข้ามาไทม์เมอร์จะทำการนับค่าเวลา tw/2 ที่ได้ถูกโหลดให้กับไทม์เมอร์ก่อนหน้านี้ จากนั้นก็จะทำการโหลดค่า tg/2 สำหรับคาบต่อไป ซึ่งได้ถูกคำนวณไว้เรียบร้อยแล้ว เพื่อรอการอินเตอร์รัฟท์ครั้งต่อไป ซึ่งจะเป็นการทำงานครบรอบในหนึ่งคาบหรือหนึ่งแซมปิ้ง การทำงานจะเป็นเช่นนี้ไปตลอดเวลา เพื่อสร้างรูปคลื่น PWM

นอกจากนี้ในโปรเซส พี-ดับบลิว-เอ็ม ยังมีขั้นตอนการจำกัดความกว้างของพัลส์ที่น้อยที่สุด เพื่อให้สอดคล้องกับค่า เทอร์- ออฟ-ไทม์ ของอุปกรณ์โซลิดสเตทและค่าเดดไทม์ของวงจรล็อคเอาท์ และขั้นตอนตรวจเช็คหาตำแหน่งเริ่มเกิด และสิ้นสุดของ pulse-dropping เมื่อดัชนีการมือทมากกว่า 1



รูปที่ 5.2 แสดง Flow diagram ของระบบซอฟท์แวร์

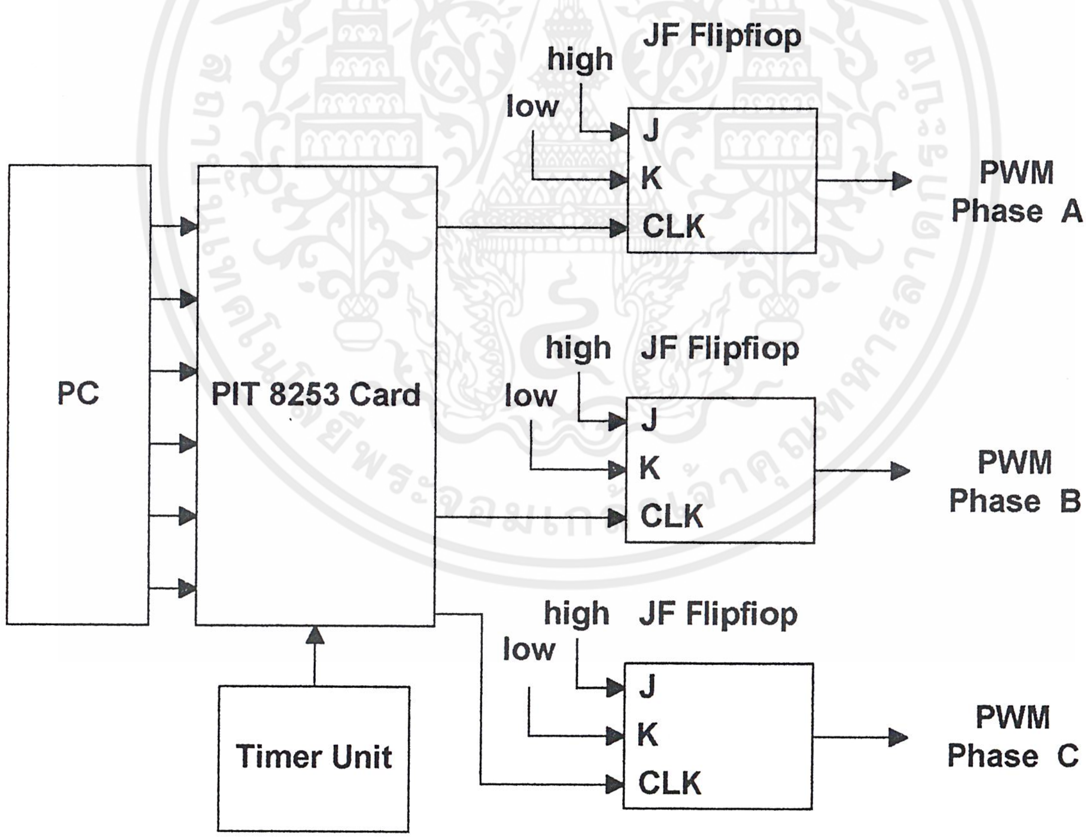
5.3 วงจรอินเตอร์เฟส

บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดรูปคลื่น พี-ดับบลิว-เอ็ม สามเฟส แสดงในรูปที่ 5.3 วงจรประกอบด้วย PIT 8253 หน่วยสร้างสัญญาณนาฬิกาและ JK-ฟลิปฟลอป

-PIT 8253 ภายในประกอบด้วย เคาน์เตอร์ 3 ตัว จะทำหน้าที่นับค่าเวลา tg/2 และ tw/2 ของแต่ละเฟสโดยจะทำงานในโหมด 1

-หน่วยสร้างสัญญาณนาฬิกา จะสร้างสัญญาณนาฬิกา 1 MHz ให้กับ PIT 8253 โดยใช้ Crytal ในการสร้างสัญญาณนาฬิกา

-JK ฟลิปฟลอป 74LS109A ทั้ง 3 จะสร้างรูปคลื่น PWM 3 เฟส ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นวงจรหารสอง เพื่อให้ได้รูปคลื่น PWM ที่ถูกต้อง เพราะเนื่องจากว่าในขณะที่ PIT 8253 ทำการนับค่า tg/2 และ tw/2 เอาท์พุทของ PIT 8253 นี้ จะให้สถานะ Low เมื่อสิ้นสุดการนับจะให้สถานะ High



รูปที่ 5.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรอินเตอร์เฟส

5.4 การควบคุมแบบ PID (Propotional Integrated Controller)

จุดประสงค์ของการควบคุมแบบนี้จะเป็นการคาดการณ์ล่วงหน้า โดยมองที่อัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาของความผิดพลาด ด้วยสมการดังนี้

$$m(t) = \overline{m} + Kc*e(t) + Kc*(1/Ti)*\int e(t)*dt + Kc*Td*de(t)/dt$$

เมื่อ	Td	=	ค่าเดริเวทีฟ หน่วยเวลาเป็นนาที
	m(t)	=	เอาท์พุทจากตัวควบคุม หน่วยเป็นมิลิแอมป์
	m	=	ค่าไบอัสของตัวควบคุมเมื่อ e(t) = 0
	Ti	=	ค่าอินทิกรัล หน่วยเวลาเป็นนาที
	Kc	=	ค่าอัตราขยายของตัวควบคุม
	e(t)	=	สัญญาณที่ผิดพลาด มีหน่วยเป็นมิลลิแอมป์

$$m(t) - \overline{m} = Kc*(e(t)-0)+Kc*(1/Ti)*\int (e(t)-0)dt + Kc*Td*d(e(t)-0) / dt$$

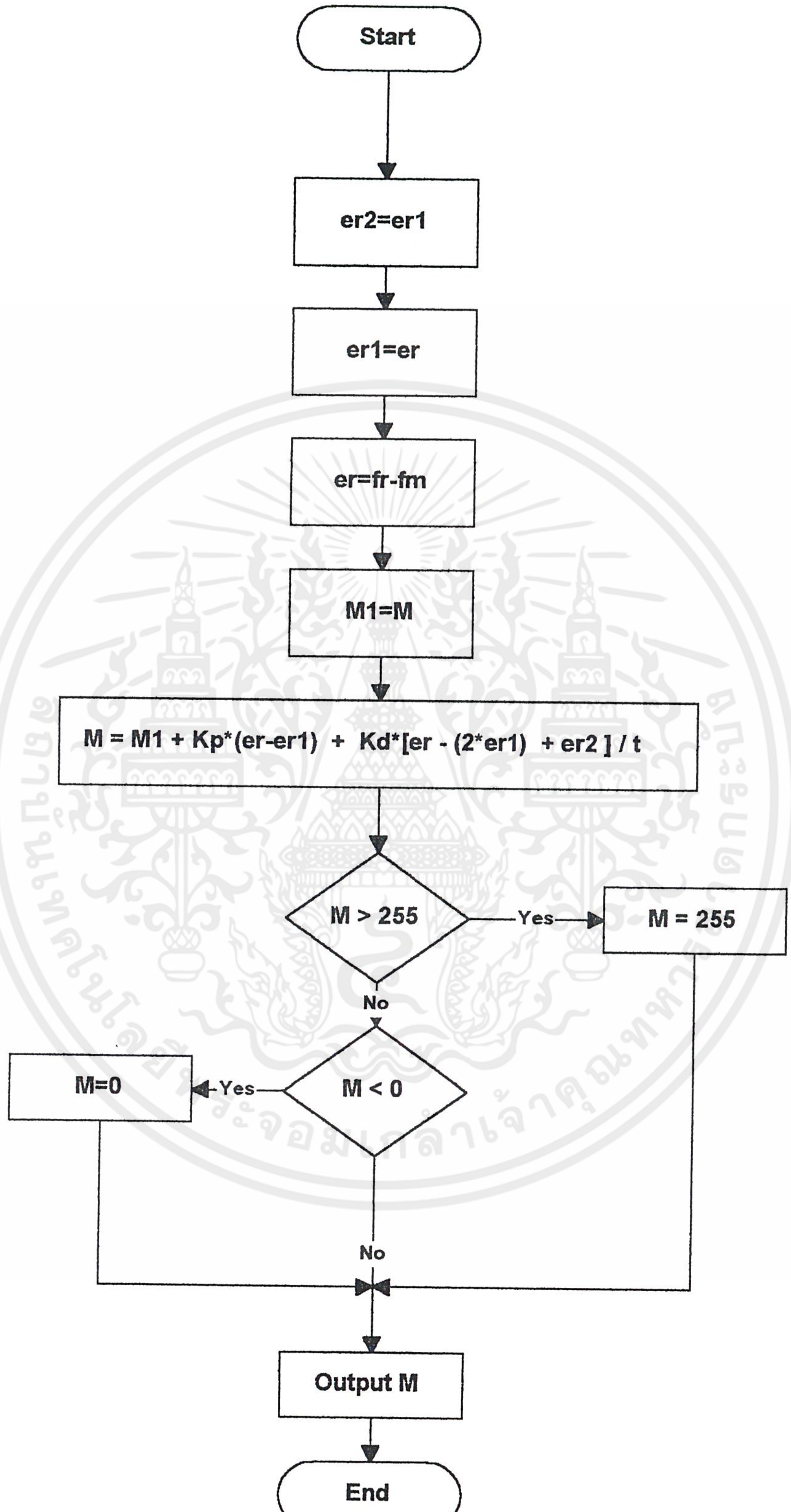
จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าสมการ $M(t) = m(t) - \overline{m}$ กับ $E(t) = e(t) - 0$ สามารถแปลงลาปลาซและจัดให้อยู่ในรูปฟังชั่นถ่ายโอนดังนี้คือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = Kc* [1 + (1/Ti*S) + Td*S]$$

ฟังชั่นถ่ายโอนนี้เป็นสมการทางอุดมคติเพราะว่าในทางปฏิบัติค่าของเดริเวทีฟไม่สามารถคำนวณหาได้ดังนั้นค่าเดริเวทีฟจะถูกประมาณใช้เทอมของการนำหน้าหรือล้าหลัง ผลที่ได้จะเป็นฟังชั่นถ่ายโอนที่ใกล้เคียงและแม่นยำมาก

$$\frac{M(s)}{E(s)} = Kc* [1 + (1/Ti*S)]* \frac{[Td*S + 1]}{[Œ*Td*S + 1]}$$

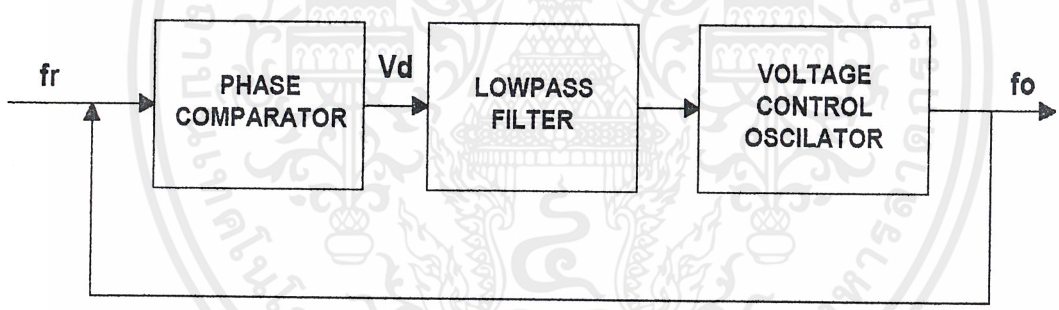
ค่า Œ อยู่ในพิกัดระหว่าง 0.05 – 0.1



รูปที่ 5.4 Flowchart ของ PID

5.5 หลักการทำงานของเฟสล็อกลูป

หลักการทำงานของเฟสล็อกลูปจะเริ่มจากส่วนเปรียบเทียบเฟส โดยนำความถี่ (fo) จากวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในมาเปรียบเทียบกับความถี่อินพุท(fr)ดังรูปที่ 5.5 ถ้าเกิดความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะเกิดแรดันผิดพลาดออกมา แรงดันนี้จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) และป้อนให้กับวงจรปรับแรงดันให้เป็นความถี่ (VCO) เพื่อทำการปรับความถี่ให้ตรงกัน เมื่อความถี่ fo และ fr ตรงกันแล้ว ความแตกต่างทางเฟสจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเรียกสภาวะนี้ว่า “สภาวะการล็อกความถี่” ถ้าความถี่จาก VCO ลดต่ำลงมา ที่เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟสจะเกิดแรงดันเป็นบวกขึ้น แล้วผ่านวงจร LPF ไปควบคุม VCO ให้เพิ่มความถี่สูงขึ้นจนเท่ากับความถี่ที่เข้ามา และในทำนองเดียวกัน ถ้าความถี่ของ VCO สูงกว่าความถี่อ้างอิงที่ป้อนเข้ามา แรงดันทางเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะต่ำลงเพื่อปรับความถี่ของ VCO ให้ต่ำลงจนเกิดการล็อกความถี่อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรเฟสล็อกลูป

บทที่ 6
ส่วนประกอบทางด้าน Hardware

ส่วนฮาร์ดแวร์ที่จะกล่าวถึง ได้แก่ส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมดที่ใช้ร่วมประกอบกันขึ้นเป็นส่วนของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วย

6.1 บทนำ

6.2 วงจร คอนเวอร์เตอร์และตัวเก็บประจุแรงดัน

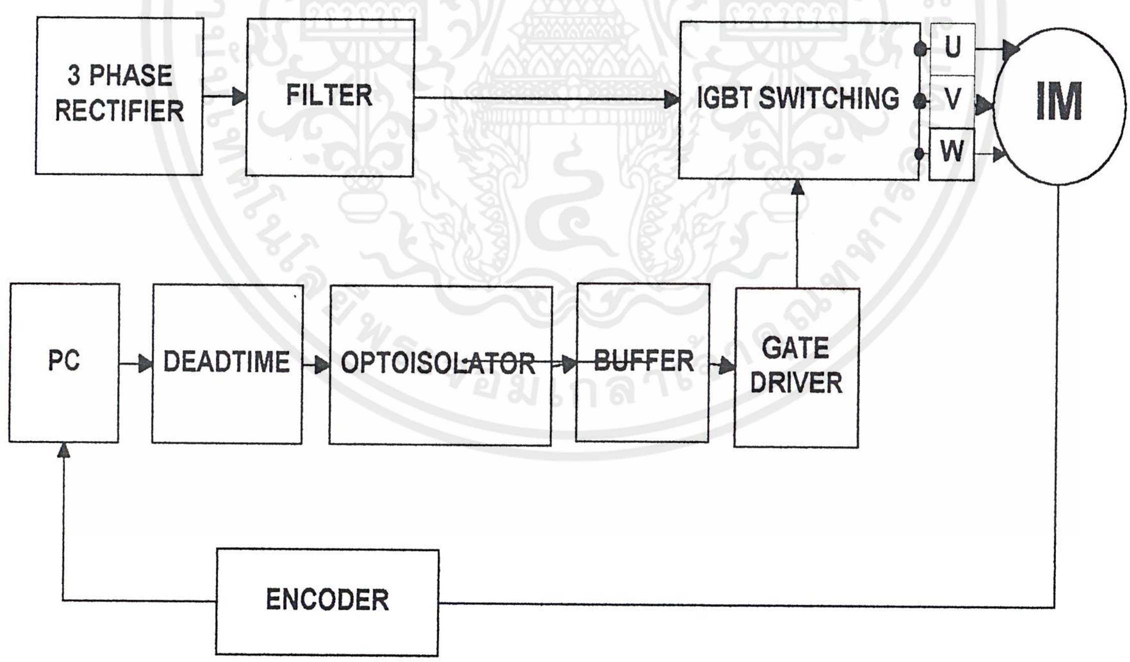
6.3 วงจรDeadtime

6.4 วงจรOptoisolator

6.5 วงจรBuffer

6.6 Mos-Gate Driver (control circuit)

6.7 3-phase inverter (power circuit)



รูปที่ 6.1 แสดงส่วนประกอบทางฮาร์ดแวร์

6.1 บทนำ

วงจรกำลังเป็นวงจรที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส อินดักชั่นมอเตอร์ โดยวงจรกำลังของโครงงานนี้ประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ

1. วงจรคอนเวอร์เตอร์, ฟิวส์ และ ตัวเก็บประจุ
2. วงจรอินเวอร์เตอร์
3. วงจรสนับเบอร์

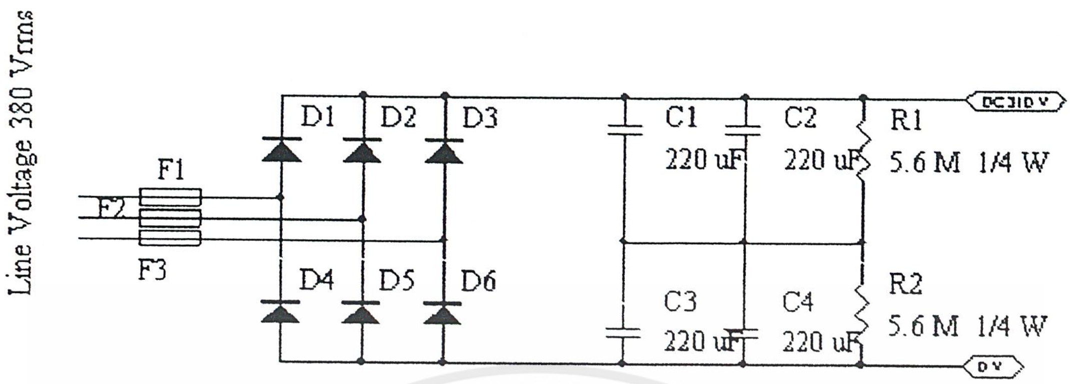
ซึ่งแต่ละวงจรมีหน้าที่ต่าง ๆ กันโดยมีพิกัดกำลังที่สอดคล้องกัน

6.2วงจรกำลังและการทำงาน

วงจรกำลังแสดงดังรูปที่ 6.1 โดยเริ่มต้นจากไฟ 3 เฟส จาก AC Line Voltage โดยมีฟิวส์ในการป้องกันกระแสเกินในแต่ละเฟส จากนั้นไฟกระแสสลับจะเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนำไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรงที่มีริบเปิ้ล (Ripple) ซึ่งเมื่อผ่านตัวเก็บประจุ (C Filter) แล้วจะกรองริบเปิ้ลของสัญญาณ เอซีออก โดยเมื่อผ่าน ตัวเก็บประจุนี้แล้วจะได้ไฟดีซีที่ไม่มีริบเปิ้ลในการจ่ายโหลด ซึ่งในแทบตรงกลางของตัวเก็บประจุ จะนำไปเป็นนิวตรอลให้กับมอเตอร์ เนื่องจากการออกแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ในโครงงานนี้เป็นแแบบฮาล์ฟบลิดจ์ โดยรูปที่ 6.1 จะแสดงวงจรทั้งหมดที่ใช้ในโครงงานนี้

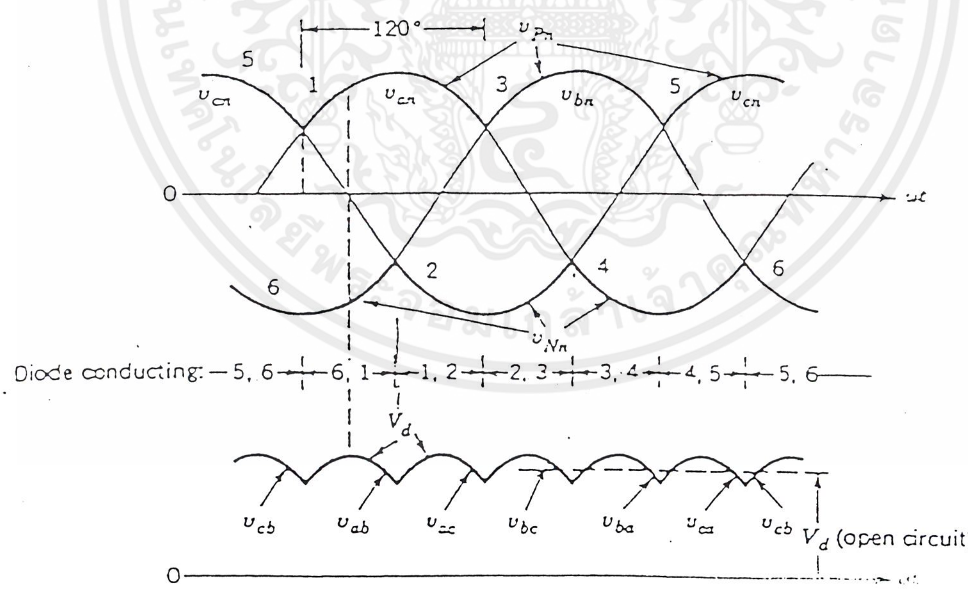
6.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์และตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

วงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่แปลงกระแสไฟเอซี เป็นดีซี โดยใช้ Power Diode Moเบอร์ DF30DB ซึ่งเป็นวงจรบริดซ์ 3 เฟส สามารถทนกระแสได้ 30 แอมแปร์ ทนแรงดันได้ 800 V โดยภายในจะประกอบด้วย ไดโอดจำนวน 6 ตัว ทำหน้าที่กลับสัญญาณไฟเอซีโดยทำงานแบบ3 เฟส คอนเวอร์เตอร์ โดยหลักการทำงานจะมีไดโอดซึ่งจะผลัดกันทำงานในแต่ละช่วงเวลา โดยแรงดันเอาท์พุทที่ออกมาจะมีค่าเป็นแรงดันไฟดีซีที่ริบเปิ้ล ดังรูที่ 6.2 สำหรับริบเปิ้ลที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดขึ้นในขณะที่มีการจ่ายกระแสไฟดีซี ออกมาจากตัวเก็บประจุ



D1-D6 : Power Module Diode DF30DB
C1 - C4 : 220 uF 400 V
R1,R2 : 5.6 M 1/4 W

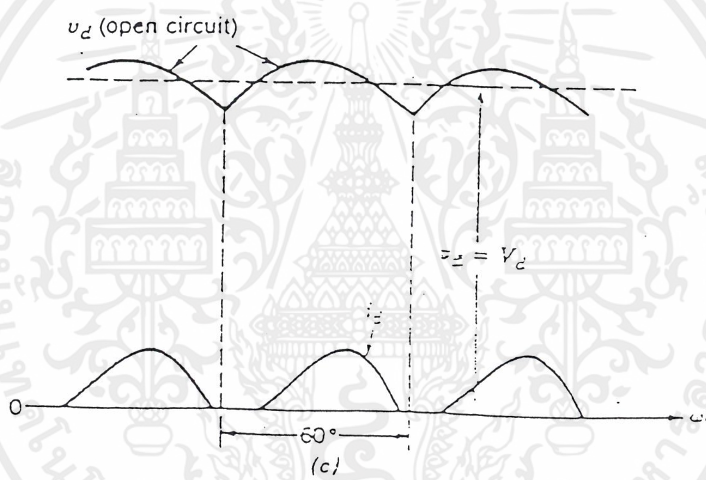
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์และตัวเก็บประจุกรองแรงดัน



รูปที่ 6.3 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์

6.2.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันต่ออยู่ระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์เราเรียกว่า ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน (Filter Capacitor) ซึ่งทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณรีเลย์ (Relay) ออกจากไฟดีซีของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเราเรียกส่วนนี้ว่า ดีซีคอนเวอร์เตอร์ วึ่งคล้ายกับเป็นส่วนของ ดีซี ที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 6.3 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณดีซีที่ไม่ผ่านฟิลเตอร์กับที่ผ่านฟิลเตอร์

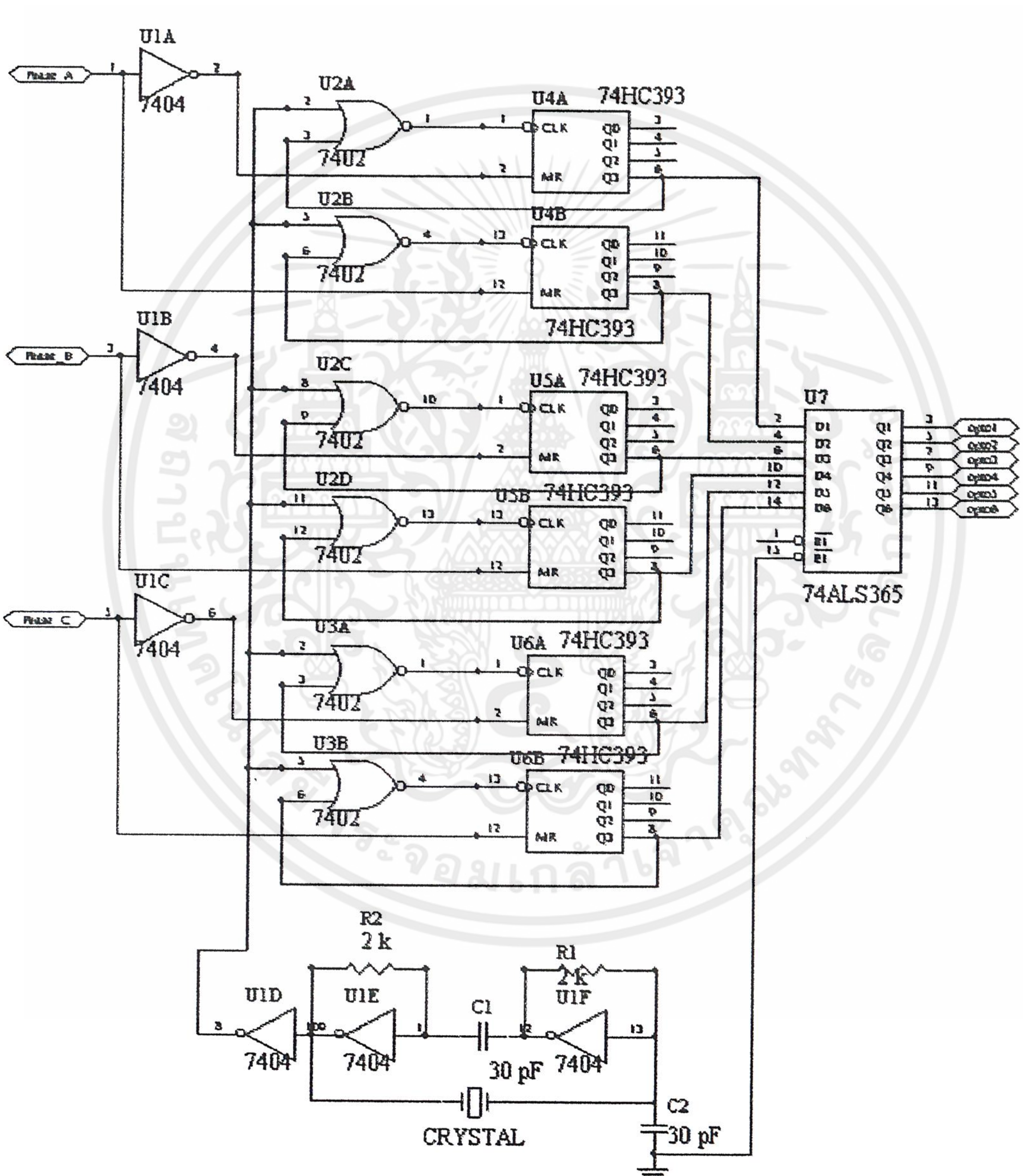


รูปที่ 6.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่มีและไม่มี C Filter

6.3 Deadtime

ในการเปลี่ยนสภาวะ จากสภาวะนำกระแส (ON) ไปเป็นสภาวะหยุดนำกระแส (OFF) หรือกลับกันของอุปกรณ์สวิทชิ่งโดยทั่วไปจะต้องใช้เวลาค่าหนึ่ง ซึ่งจะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับค่าเวลาการสวิทซ์ (Switching Time) ของอุปกรณ์นั้น ๆ และในช่วงเวลาดังกล่าวค่ากระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ซึ่งในกรณีที่ใช้งานอุปกรณ์สวิทซ์ชิ่งโดยอนุกรมกันแล้วต้องการให้สลับกันนำกระแส แต่ถ้าเกิดเหตุการณ์ที่อุปกรณ์ทั้งสองตัวมีการเปลี่ยนสภาวะการนำกระแสโดยมีช่วงเวลาคาบ

เกี่ยวกันจะทำให้มีกระแสไหลเป็นจำนวนมากและสามารถทำให้อุปกรณ์นั้นเสียหายได้เพื่อป้องกันความเสียหายจากสาเหตุดังกล่าว จึงจำเป็นต้องเผื่อค่าเวลาสำที่ใช้ในการเปลี่ยนสภาวะการนำกระแส เพื่อไม่ให้คาบเกี่ยวกันหรือเรียกว่าค่าเวลาเดดไทม์ และจากข้อมูลของไอจีบีทีที่ใช้ในโครงงาน ซึ่งมีช่วงเวลาการสวิทซ์ประมาณ 76 ns ซึ่งจะใช้เป็นค่าที่กำหนดเวลาเดดไทม์ได้



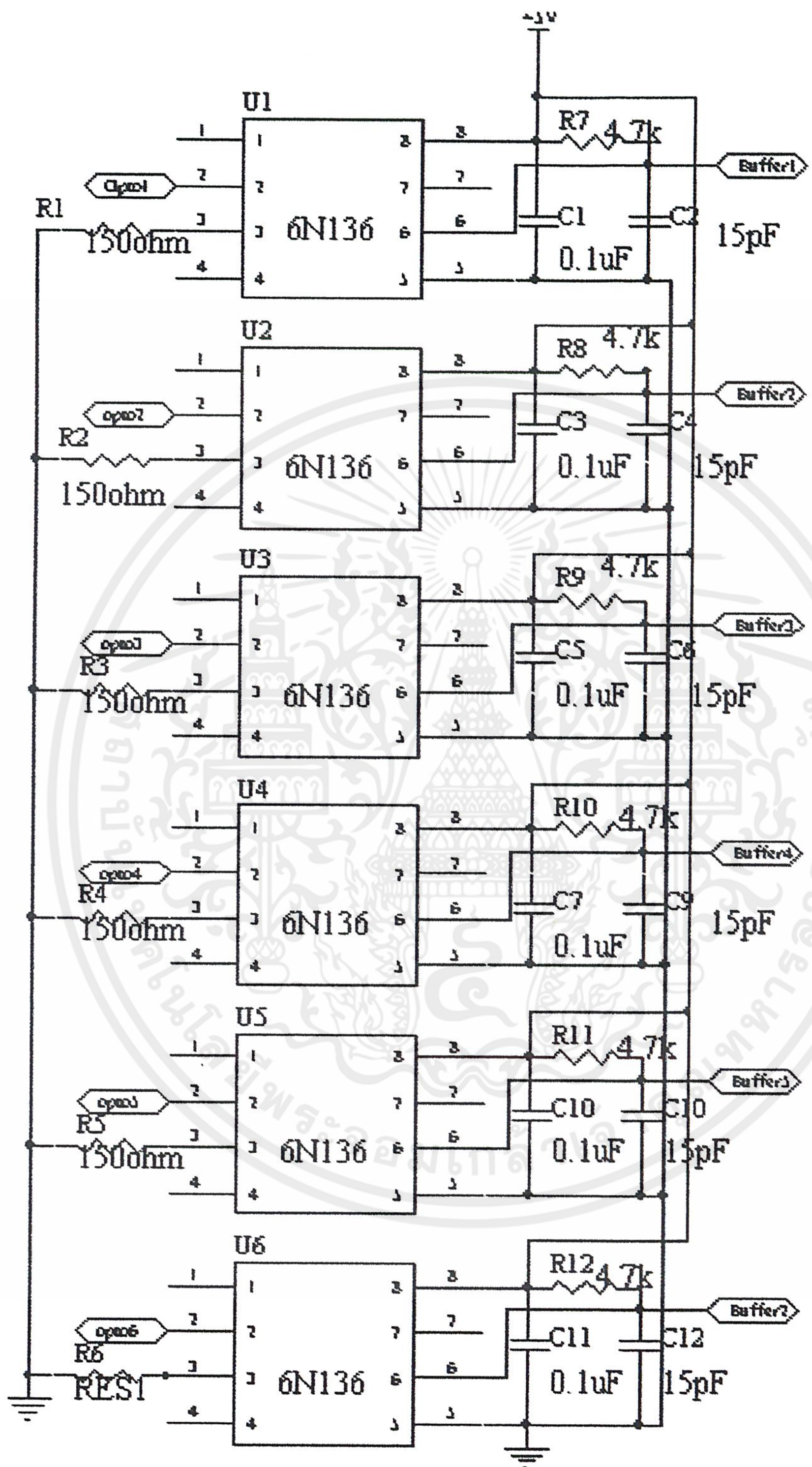
รูปที่ 6.5 แสดงวงจรสร้างเดดไทม์

จากวงจรในรูปที่ 6.5 สัญญาณขับทั้ง 3 เฟสจะถูกแยกออกเป็น 6 สัญญาณ โดยสัญญาณขับแต่ละเฟสนั้น จะถูกแยกออกเป็นสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน โดยการใช้ไอซีอินเวอร์เตอร์เกท (Invetrter Gate) จากนั้นจะสู่วงจรหน่วงเวลา (Delay) ที่สร้างจากวงจรแบบริปเปิ้ล (Ripple Counter) ขนาด 4 หลัก โดยค่าเวลาที่ได้จะเป็น 0.8 เท่าของค่าคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ ซึ่งค่าสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในวงจรมีค่าเท่ากับ 10 เมกกะเฮิร์ท ทำให้ได้ค่าเวลาเดดไทม์เป็น 0.8 us แต่มีค่าผิดพลาดได้ 1 คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา (0.1us) เนื่องจากสัญญาณขับที่เข้ามาไม่ได้เป็นการซิงโครไนซ์ (Non Synchronizing) กับสัญญาณนาฬิกาของวงจร ทำให้มีผลกระทบต่อความถูกต้องของค่าเวลาที่การ ซึ่งถือเป็นข้อบกพร่องเล็กน้อยของวงจร แต่ข้อดีที่เห็นได้ชัดเจนคือค่าของดีเลย์ไทม์ (Delay Time) ที่ได้มีค่าคงที่แน่นอนในช่วงหนึ่ง ซึ่งดีกว่าวงจรหน่วงเวลาที่ใช้ R และ C ในการกำหนดค่าที่ยังต้องมีการปรับปรุง และมีการเปลี่ยนแปลงได้ตามค่าอุณหภูมิ

สัญญาณที่ได้จากวงจรหน่วงเวลาทั้ง 6 สัญญาณ จะมาผ่านไอซีบับเฟอร์ (Buffer Gate) เบอร์ 74LS365A ซึ่งกำหนดให้สัญญาณผ่านได้หรือไม่ด้วยขา EN ซึ่งรับสัญญาณมาจากพอร์ตของคอมพิวเตอร์ โดยเมื่อสัญญาณอนุญาติขาดหายไป (ในช่วง 4 วินาทีแรกของการเปิดเครื่อง หรือมีความผิดปกติต่าง ๆ เกิดขึ้น) ทำให้มีค่าลอจิกเป็น ‘ 1 ‘ ซึ่งทำให้สัญญาณทั้ง 6 สัญญาณไม่สามารถผ่านไปขับวงจรส่วนต่อไปได้ เป็นผลให้ไอจีบีทีทุกตัวหยุดนำกระแสทั้งหมดซึ่งจะทำให้มอเตอร์หมุนฟรี (Free) จึงไม่เกิดความเสียหาย

6.4 Optoisolator

มีหน้าที่แยกกราวด์ของส่วนทางด้าน signal กับด้านของ driving circuit ออกจากกันเนื่องจากก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ optoisolator จะส่งผ่านสัญญาณโดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อมซึ่งเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง นอกจากนี้ยังเป็นการป้องกันการรบกวนสัญญาณระหว่าง signal กับ driving circuit โดย optoisolator ที่ใช้เบอร์ 6N136ซึ่งมี 1 อินพุท 1 เอาท์พุท ทำให้ต้องใช้ทั้งหมด 6 ตัวเนื่องจากต้องการ 6 เอาท์พุท ใช้ไฟเลี้ยง 5 โวลท์

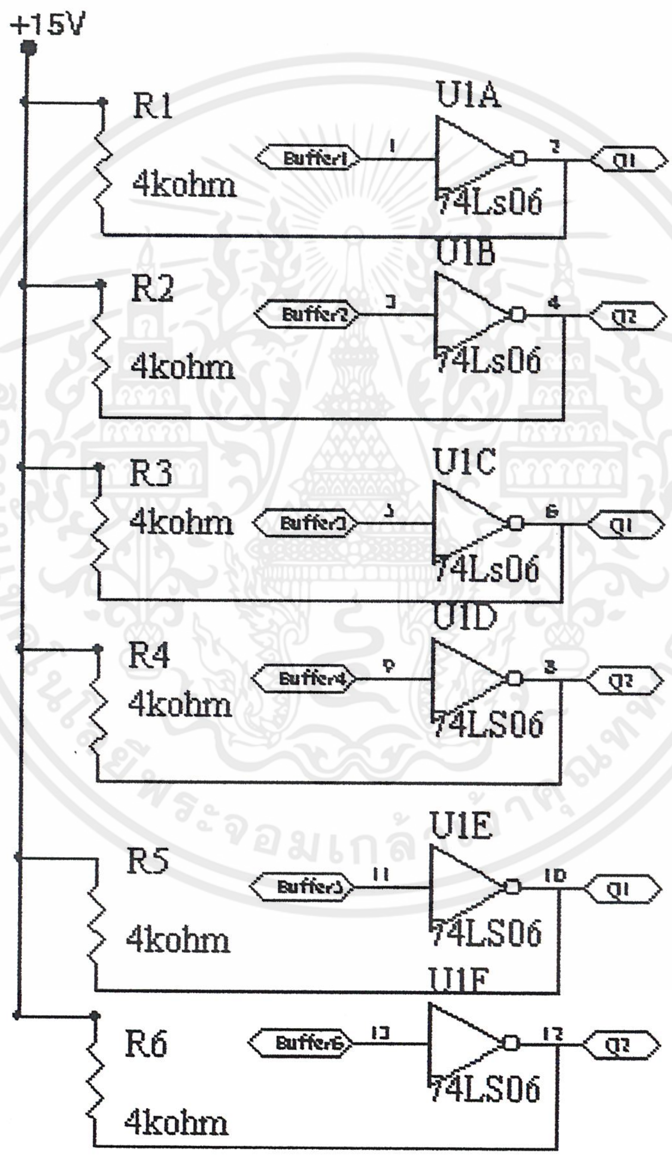


รูปที่ 6.6 แสดงวงจร optoislator

6.5 Buffer

มีหน้าที่ทำให้พัลส์ที่ได้ใกล้เคียงกับอุดมคติ และยังมีหน้าที่ยกระดับสัญญาณให้ได้ตามต้องการ โดยในโครงงานนี้ใช้ระดับแรงดันเป็น 15 V เนื่องจากใน IR 2113 ต้องการแรงดันที่ใช้ขับ 7-40 V

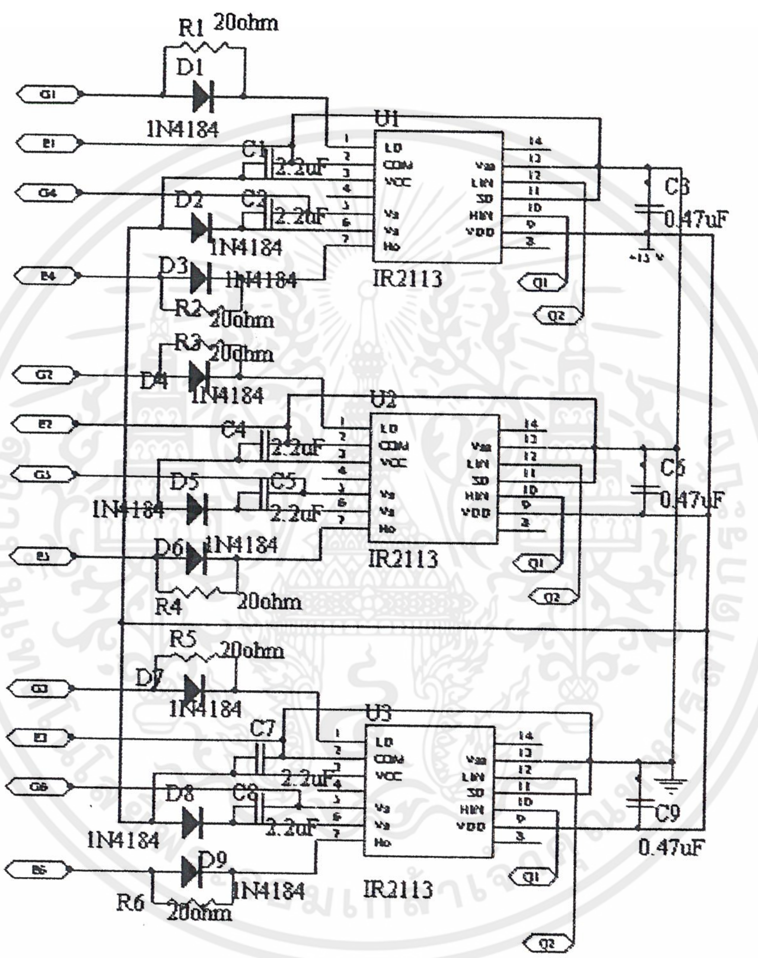
Buffer ที่ใช้เป็นเบอร์ 7406 ซึ่งเป็น open collector ทำให้เสมือน อินพทเป็น อินเวิร์ทกับเอาท์พุท



รูปที่ 6.7 แสดงวงจร Buffer

6.6 Mos - Gate Driver

ก่อนจะนำสัญญาณควบคุมไปจ่ายให้ไอจีบีทีต้องผ่านวงจรขับเกทก่อนโดยใช้ IC เบอร์ IR 2113 ของ IR ซึ่งเป็น IC Hight Voltage MOS Gate Drive เพื่อขับ ไอจีบีที หรือ N-Channal Power Mosfet โดยเฉพาะที่การใช้งานที่ความถี่สูง



รูปที่ 6.8 แสดงวงจร Mos – Gate driver

6.7 Three – Phase Inverter

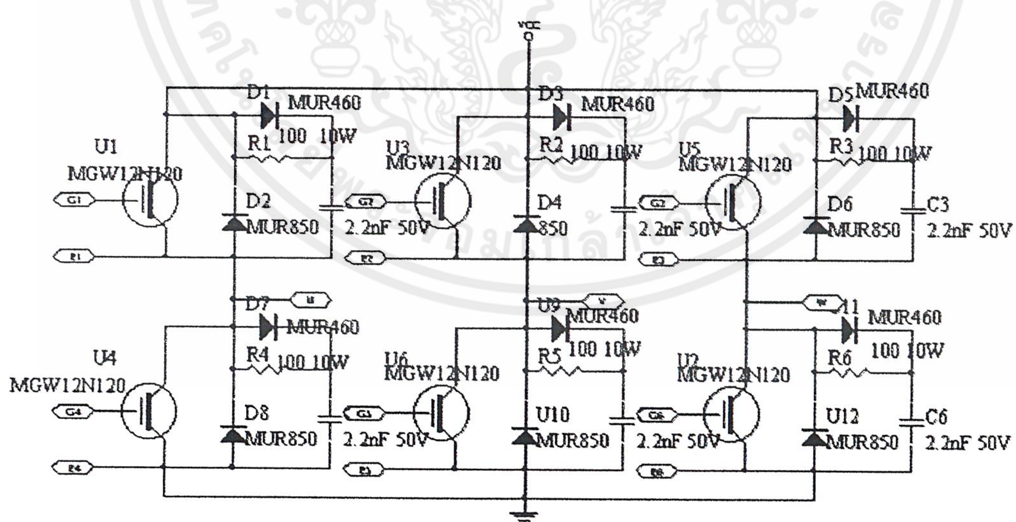
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสตรงให้เป็นกระแสสลับ ซึ่งเราเรียกวงจรนี้ว่า วงจร DC To AC ซึ่งในโครงงานนี้ได้ทำอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้ IGBT ทำหน้าที่เป็น

ตัวสวิทซ์สัญญาณไฟดีซีที่เข้ามาโดยสัญญาณไฟดีซีที่เข้ามา โดยลักษณะของสัญญาณไฟดีซีที่เข้ามาจะถูกสับออกเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเดียวกับสัญญาณทริกของไอจีบีที

สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปแล้วจะแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ วงจรแหล่งจ่ายกระแสอินเวอร์เตอร์ (Current Souce Inverter : CSI) และแหล่งจ่ายแรงดันอินเวอร์เตอร์ (Voltage Souce Inverter : VCI) ซึ่งในโครงงานนี้จัดได้ว่าเป็น VSI เนื่องจากส่วนของดีซีลิ้งค์ มีตัวเก็บประจุซึ่งเป็นตัวจ่ายแรงดันคงที่ ทำให้แรงดันที่เกิดจากการสับสวิทซ์ของไอจีบีที ในชุดอินเวอร์เตอร์นั้นจะคงที่ ด้วยซึ่งข้อสังเกตุเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ขับไอจีบีทีและในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์มีดังนี้

1. ไอจีบีที 2 ตัวในสาขาเดียวกัน (Brance) จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้
2. การขับไอจีบีที วงจรไดร์ฟต้องสามารถจ่ายกระแสได้เพียงพอในการขับเบส
3. ไอจีบีทีที่เลือกใช้ต้องมีพิกัดแรงดันเกินกว่า แรงดันดีซีลิงค์

เหตุผลสำคัญของการเลือกอุปกรณ์สวิทซ์ซิ่งไอจีบีที ก็เนื่องมาจากข้อดีในด้านของความเร็วในการสวิทซ์ที่สูงเกือบเท่ามอสเฟต และมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสที่ต่ำเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถขับไอจีบีทีที่ความถี่สูงและในการใช้งานเกิดความร้อนน้อยเนื่องจากกำลังสูญเสียที่ตกคร่อมบนตัวไอจีบีทีมีค่าต่ำ โดยในโครงงานเลือกใช้เบอร์ MGW12N120 เนื่องจากมีความเร็วในการสวิทซ์สูงและสามารถทนกระแสและแรงดันที่พิกัดที่ต้องการได้



รูปที่ 6.9 แสดงวงจร 3 – Phase Inverter

จากวงจรในรูปที่ 6.9 จะเห็นว่ามีอุปกรณ์ที่ประกอบเข้ากับไอจีบีทีแต่ละตัว ดังนี้คือ

- ฟรีวิลลิ่งไดโอด (Freewheeling Diode) จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันย้อนกลับจากค่าความเหนียวนำของตัวมอเตอร์ซึ่งมีค่าสูงและสามารถทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้ และในโครงงานนี้เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR850 ซึ่งทนกระแสได้ 8 A และทนแรงดันได้ 500 V

- วงจรสนับเบอร์ (Snubber Circuit) จะทำหน้าที่จำกัดแรงดันตกคร่อมตัวไอจีบีทีและลดความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการสวิทซ์ที่ความถี่สูง ซึ่งมีการคำนวณค่า R และ C ที่ใช้ดังนี้

C = [Ip(pk)*toff] / 2Vin

R = ton (min)/(2*3C)

และในที่นี้ toff จะกำหนดจากข้อมูลของตัวไอจีบีที (แสดงไว้ในภาคผนวก) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.5 us และกำหนด ton(min) ไว้ที่ประมาณ 1.25 us ดังนั้น

C = [(((1/2)*746/220)*1.414)*0.5*10^-6]/2*(1.414*220)

= 1.93 nF

เลือกใช้ค่า 2.2 nF

R = (1.25*10^-6) / (2*3*285*10^-9)

= 100 ohm

ค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นบนตัวต้านทานคำนวณได้จาก

PD = [C(2Vin)^2]/2T

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของไอจีบีที

T = 1/f

= 1/(16*10^3)

= 66.7 us

PD = [(0.5*10^-6) * (2*1.414*220)^2] / [2*66.7*10^-6]

PD = 6.4 W

เลือกใช้ค่า 10 W

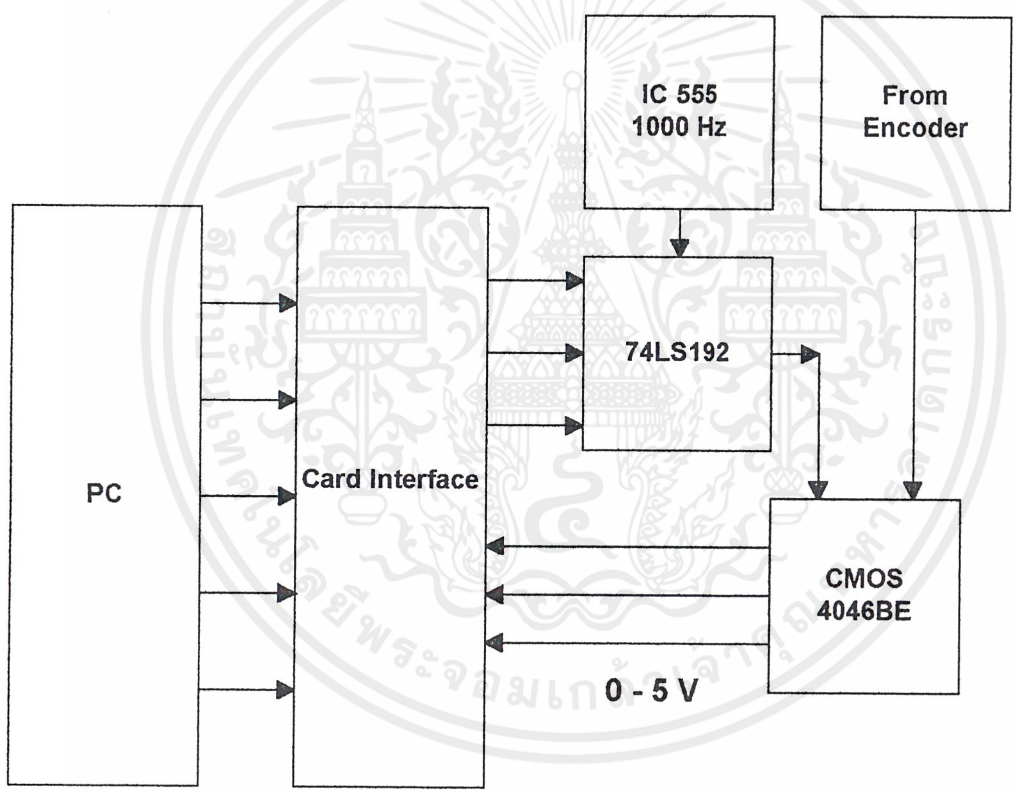
6.8 วงจรส่วนป้อนกลับ (Feedback)

6.8.1 วงจรผลิตความถี่อ้างอิง

6.8.2 วงจรหารความถี่อ้างอิง

6.8.3 Comparater Circuit

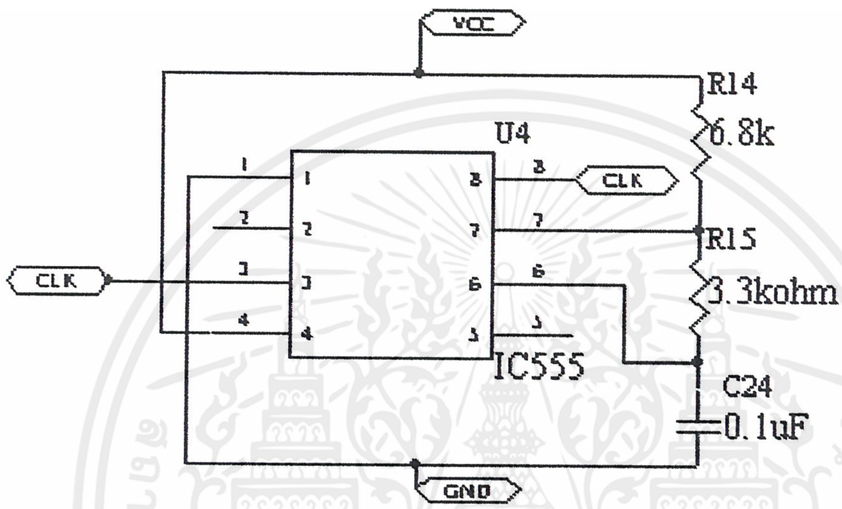
6.8.4 Analog To Digital Convertor (ADC Convertor)



รูปที่ 6.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของส่วนป้อนกลับ

6.8.1วงจรผลิตความถี่อ้างอิง

วงจรผลิตความถี่อ้างอิงทำหน้าที่ผลิตความถี่ 1000 เฮิร์ท ให้กับวงจรหารความถี่เพื่อเป็นความถี่อ้างอิงสำหรับเปรียบเทียบกับความถี่ที่ป้อนกลับมาจาก เอนโค้ดเดอร์ ซึ่งในการผลิตความถี่อ้างอิงนี้ได้ใช้ไอซี 555 ผลิตความถี่ 1000 เฮิร์ท



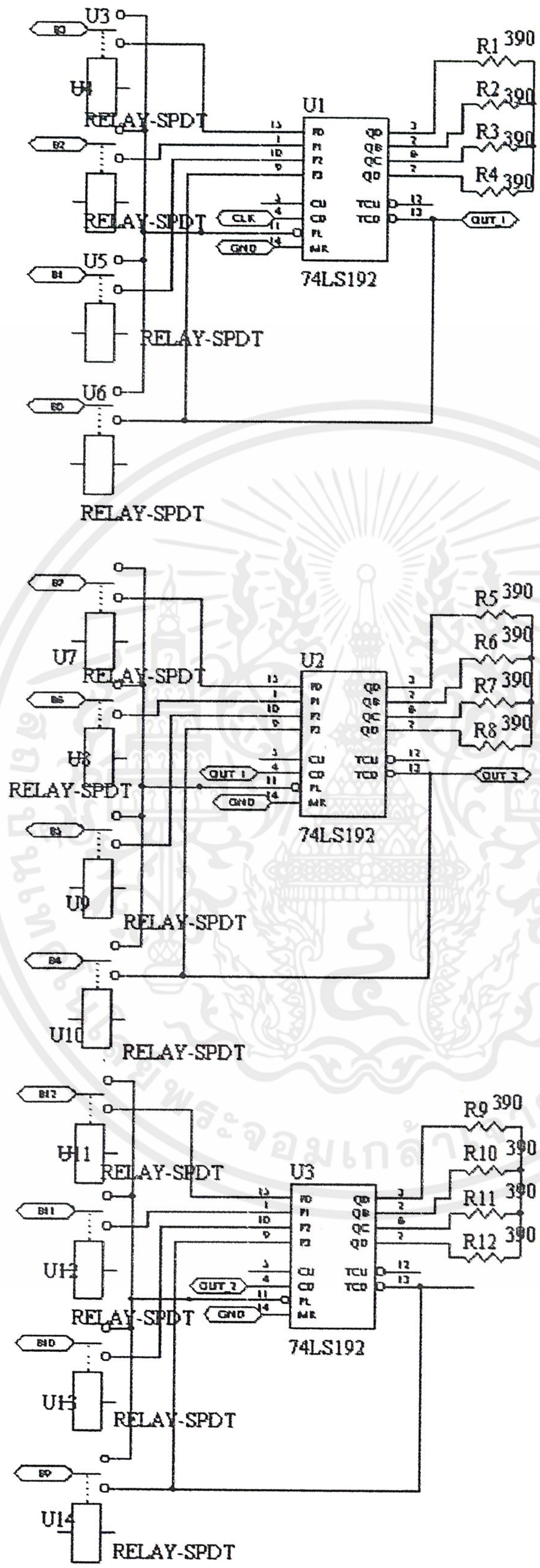
รูปที่ 6.11 แสดงวงจรผลิตความถี่อ้างอิง

6.8.2 วงจรหารความถี่อ้างอิง

วงจรหารความถี่อ้างอิงจะหารความถี่ที่ส่งมาจากวงจรผลิตความถี่อ้างอิงเพื่อให้ได้ค่าความถี่ที่ต้องการโดยจะรับค่าตัวหารที่ส่งออกมาทางพอร์ทเอาท์พุทของคอมพิวเตอร์ วงจรหารความถี่นี้ได้ใช้ ไอซี 74LS192 ซึ่งสามารถโปรแกรมค่าอินพุทของการหารได้ ดังสมการ

$$fo = fi / (n+1)$$

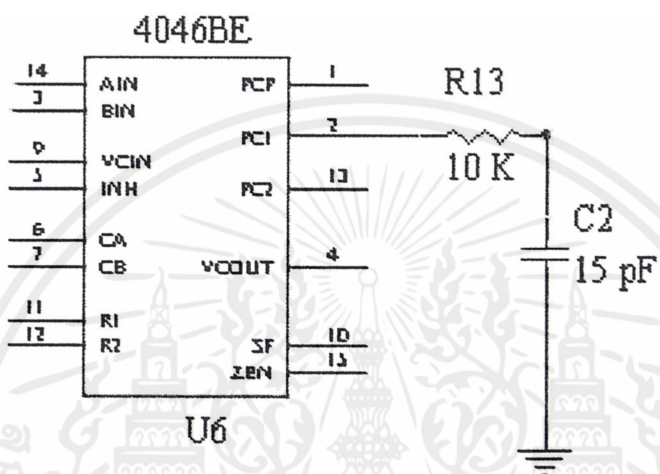
เมื่อ n คือค่าของตัวหารที่ส่งออกมาจากพอร์ทเอาท์พุทของคอมพิวเตอร์ โดยมีค่าตัวหารเป็น B0 – B11 จำนวน 12 บิท



รูปที่ 6.12 แสดงวงหารความถี่อ้างอิง

6.8.3 Comparator Circuit

วงจรเปรียบเทียบนี้จะทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบความถี่อ้างอิงที่ผ่านวงจรหารมาแล้วกับความถี่ที่ป้อนกลับมาจากเอนโค้ดเดอร์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบแล้วจะได้เป็นแรงดัน ดีซี ที่มีขนาดตั้งแต่ 0 – 5 โวล์ท โดยในโครงงานนี้ได้ใช้ไอซีเบอร์ CMOS 4046BE



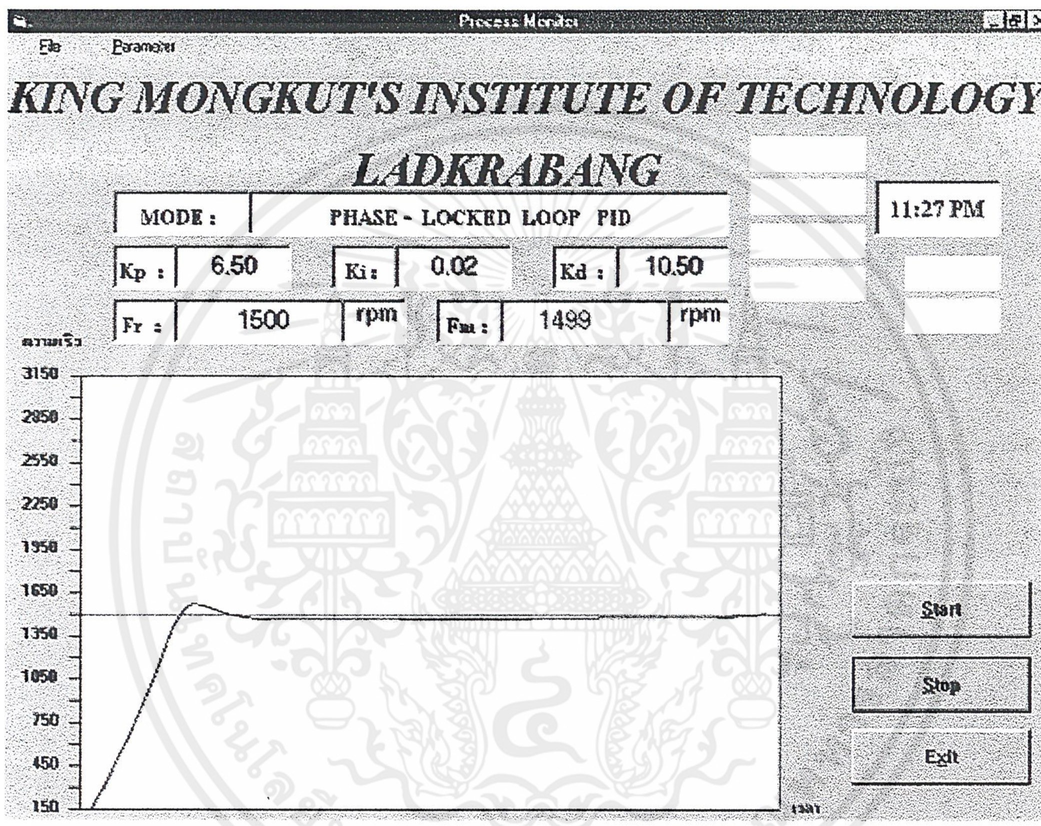
รูปที่ 6.13แสดงวงจร Comparator

6.8.4 Analog To Digital Converter (ADC Converter)

วงจร เอดีซี คอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแรงดัน ดีซี ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบให้เป็น สัญญาณดิจิตอลที่คอมพิวเตอร์สามารถเข้าใจได้และจะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับแรงดัน ดีซี ที่เป็นอินพุท ในส่วนของวงจร เอดีซีนี้นั้นจะอยู่ในรูปของการ์ดที่สามารถเสียบลงในสล็อตของเมนบอร์ดของคอมพิวเตอร์ได้เลย

บทที่ 7
การทดลองและผลการทดลอง

เมื่อทำการรัน EXE จะมีหน้าตาและการทำงานดังนี้

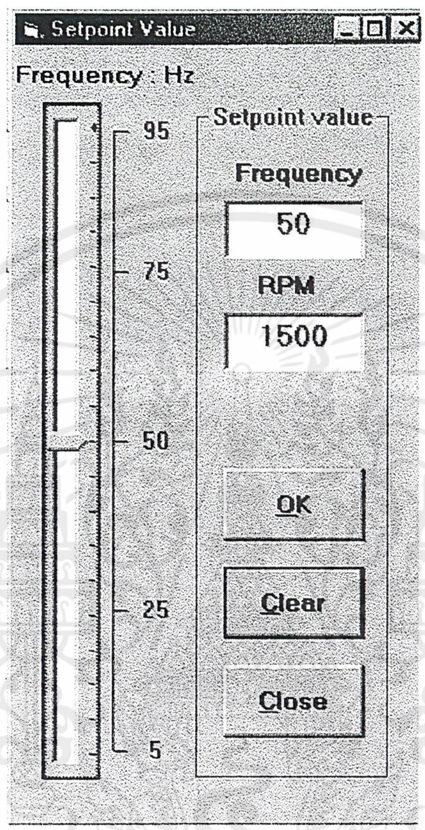


รูปที่ 7.1 แสดงฟอร์มหลักของโปรแกรม

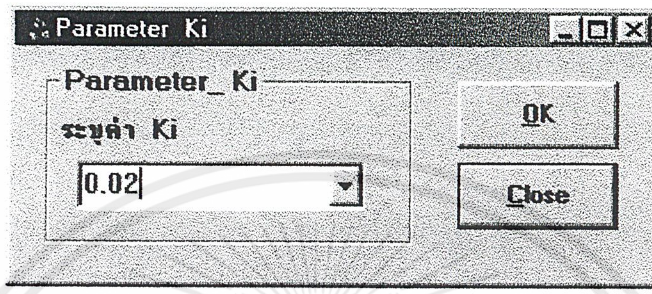
รายละเอียดของบล็อกและปุ่มต่างๆ

- บล็อก Fr กำหนดความเร็วอ้างอิง
- บล็อก Fm แสดงความเร็วรอบมอเตอร์
- บล็อก Kp กำหนดค่าเกน Kp
- บล็อก Ki กำหนดค่าเกน Ki
- บล็อก Kd กำหนดค่าเกน Kd
- ปุ่ม Start เริ่มการทำงาน

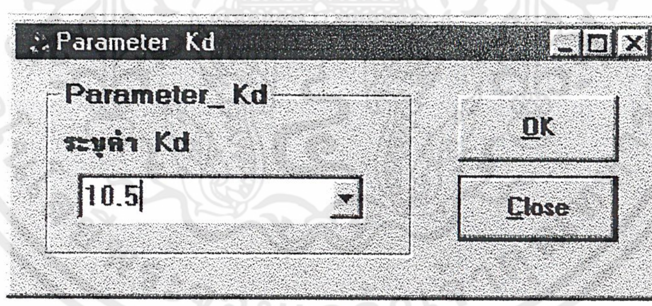
- ปุ่ม Stop หยุดการทำงาน
- ปุ่ม Exit ออกจากโปรแกรม



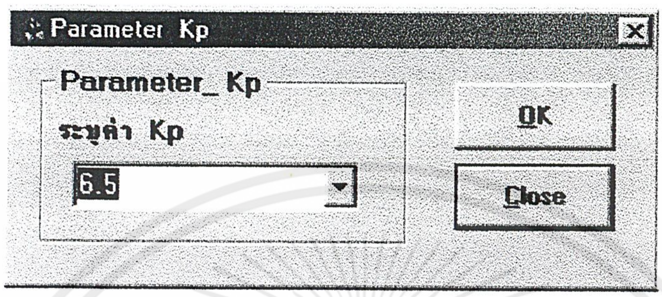
รูปที่ 7.2 แสดงการกำหนดค่าความเร็วอ้างอิง



รูปที่ 7.3 แสดงการกำหนดค่า Kp



รูปที่ 7.4 แสดงการกำหนดค่า Ki



รูปที่ 7.5 แสดงการกำหนดค่า Kd

รูปที่ 7.6 แสดงฮาร์ดแวร์ของโครงงาน

รูปที่ 7.7 แสดงส่วนประกอบทั้งหมดของโครงงาน

บทที่ 8
การพัฒนาและวิจารณ์สรุปผล

วิจารณ์สรุปผล

วิธีการสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของการขับความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์ โดยอาศัยหลักการของเฟสล็อกลูป (PLL) เป็นวิธีที่ปรับความเร็วได้ง่าย บนพื้นฐานความคลาดเคลื่อนและดึงความเร็ซเข้าสู่การทำงานแบบเฟสล็อกลูป เฟสล็อกลูปจะล็อกความเร็วมอเตอร์ที่ความถี่อ้างอิง ทำให้ได้รับสมรรถนะของระบบที่ดีขึ้นและง่ายต่อการปรับค่าตัวแปรควบคุมโดยการใช้การควบคุมแบบ PIDระบบทั้งหมดเป็นการออกแบบเครื่องมือและการทดลองถึงความเป็นไปได้ ของการประยุกต์ใช้เฟสล็อกลูป ในการควบคุมความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ ที่ทำให้สมรรถนะของระบบขับความเร็วมอเตอร์ ได้การควบคุมความเร็วที่แน่นอน

โครงงานนี้ได้จัดทำขึ้น เป็นโครงงานมุ่งเน้นแนวปฏิบัติการทางอุตสาหกรรม โดยการใช้เทคโนโลยีที่มีความสามารถสูงในปัจจุบัน เข้ามาเป็นตัวประมวลผล นั่นคือ คอมพิวเตอร์ (Computer) โดยใช้โหมดกราฟฟิกเป็นตัวแสดงผลการทดลอง ซึ่งทำให้สะดวกต่อการดูผลงาน

จากโครงงานนี้ การสร้างสัญญาณ พีดับบลิวเอ็ม (PWM) โดยใช้คอมพิวเตอร์นั้น ค่าความถี่ในการสวิทซ์ชิง (Switching Frequency) กำหนดได้ไม่สูงนัก แต่พยายามแก้ไขโดยการใช้ความถี่สูงสุดเท่าที่ทำได้แต่ก็ไม่ดีนัก เนื่องจากความถี่จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงตลอด เมื่อส่งสัญญาณออกมาแล้ว ทำให้ค่าเวลาช้าลงไม่ตรงกับที่กำหนดในโปรแกรม ทำให้เกิดความผิดพลาดในการทดลอง ส่งผลให้อุปกรณ์สวิทซ์ชิงและวงจรขับสัญญาณเสียหาย ทำให้เสียเวลาและเสียเงินมาก เพราะเป็นอุปกรณ์ทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ มีราคาแพง ทางที่ดีไม่ควรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยใช้คอมพิวเตอร์ ควรเปลี่ยนไปใช้วิธีอื่นหรือสร้างเป็นฮาร์ดแวร์

แนวทางการพัฒนา

เนื่องจากระบบควบคุมความเร็วอินดักชั่นมอเตอร์ด้วยเฟสล็อกลูปมีข้อเสียคือ

- สำหรับอินพุทขนาดใหญ่การเข้าสู่การล็อกยังไม่แน่นอน
- กระบวนการนำลูปเข้าสู่การล็อกช้าต้องใช้เวลานาน
- มอเตอร์อาจเสียสภาพการล็อกได้เมื่อเกิดการรบกวนทันทีทันใด

แนวทางพัฒนาคือทำอย่างไรในการแก้ไขข้อเสียเหล่านี้ อาจหาวิธีอื่นมาใช้งานร่วมกับเฟสล็อกลูปก็ได้ และควรใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์มาเป็นตัวประมวลผลจะดีกว่า เพราะใช้งานง่ายสะดวกและเหมาะกับงานขับมอเตอร์มากกว่า

ภาคผนวก

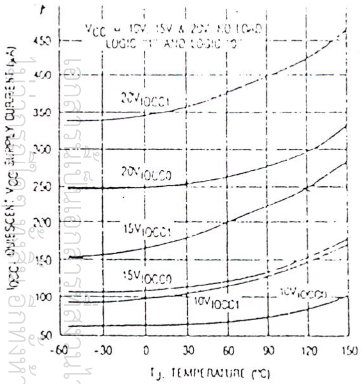


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

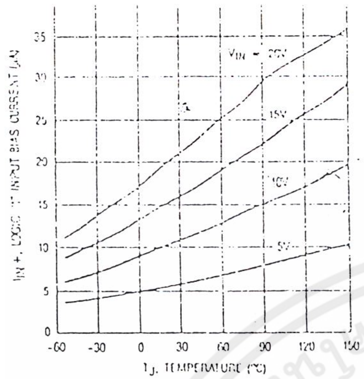


Fig. 6 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

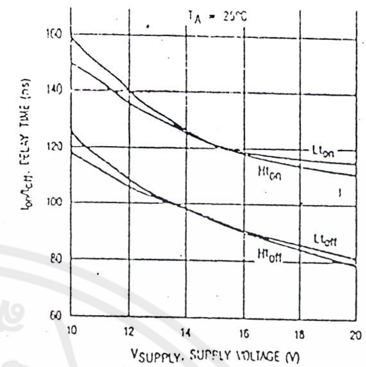


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

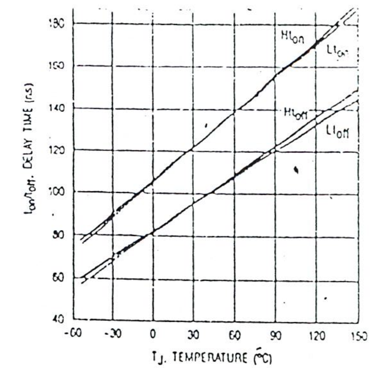


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

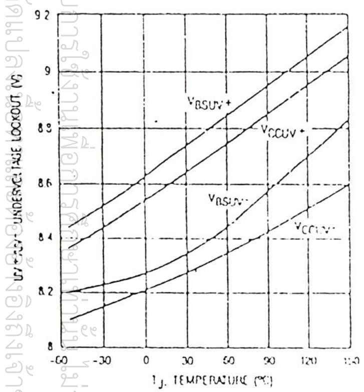


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

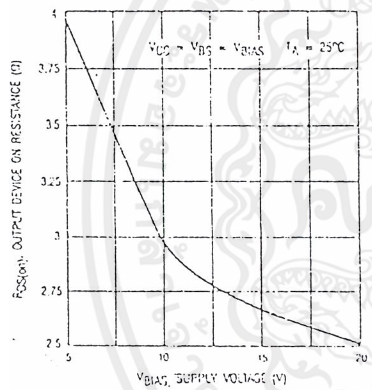


Fig. 10 — Output Device On Resistance vs. Supply Voltage

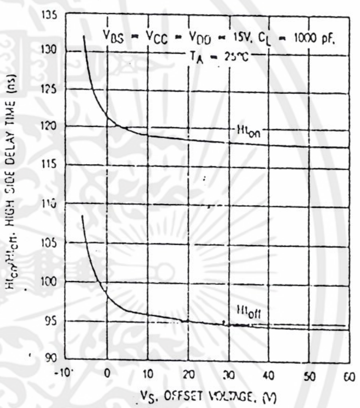


Fig. 12c — High Side Delay Time vs. V_S Offset Voltage

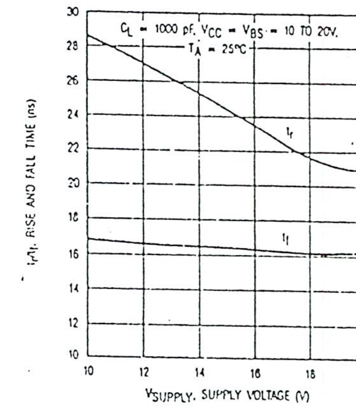


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

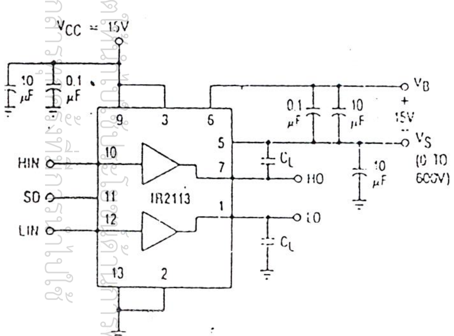


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

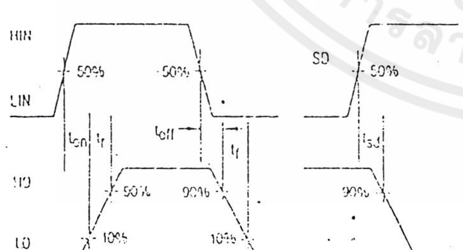


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

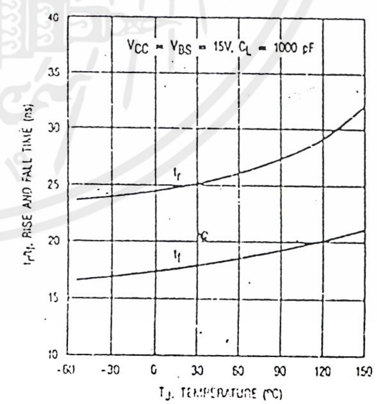


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

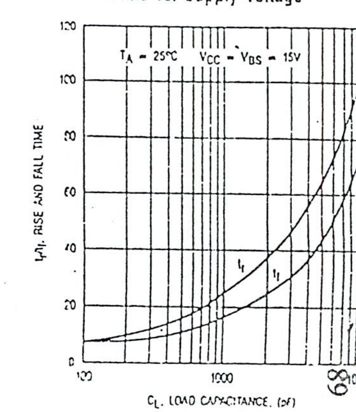


Fig. 13c — Rise Time/Fall Time vs. Load Capacitance

High Speed Optocouplers

Technical Data

6N135
6N136
HCPL-2502
HCPL-4502
HCPL-4503

Features

- Very High Common Mode Transient Immunity: 15000 V/μs at V_{CM} = 1500 V Guaranteed (HCPL-4503)
- High Speed: 1 Mb/s
- TTL Compatible
- Guaranteed ac and dc Performance Over Temperature: 0°C to 70°C
- Open Collector Output
- Recognized under the Component Program of U.L. (File No. E55361) for Dielectric Withstand Proof Test Voltages of 2500 Vac, 1 Minute and 5000 Vac, 1 Minute (Option 020).
- CSA Approved under Component Acceptance Notice No. 5 (File No. LR 88324)

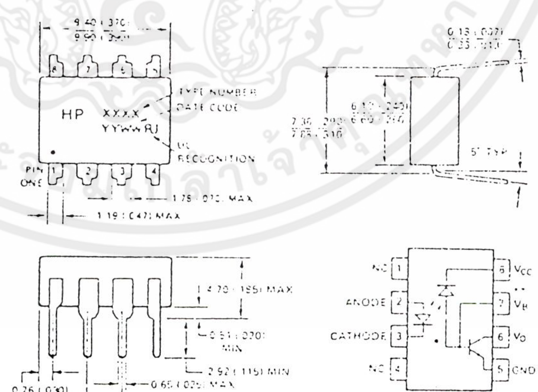
Description

These diode-transistor optocouplers use an insulating layer between the light emitting diode and an integrated photon detector to provide electrical insulation between input and output. Separate connections for the photodiode bias and output transistor collector increase the speed up to a hundred times over that of a conventional photo-transistor coupler by reducing the base-collector capacitance.

The 6N135 is for use in TTL/CMOS, TTL/LSTTL or wide bandwidth analog applications. Current transfer ratio (CTR) for the 6N135 is 7% minimum at I_F = 16 mA.

The 6N136 is designed for high speed TTL/TTL applications. A standard 16 mA TTL sink current through the input LED will provide enough output current for 1 TTL load and a 5.6 kΩ pull-up resistor. CTR of the 6N136 is 19% minimum at I_F = 16 mA.

Outline Drawing



DIMENSIONS IN MILLIMETRES AND (INCHES).

*See notes, following page.

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of this bipolar component increases the component's susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

The HCPL-2502 is suitable for use in applications where matched or known CTR is desired such as in the feedback path of switch-mode power supplies. CTR is 15 to 22% at I_F = 16mA.

The HCPL-4502 provides the electrical and switching performance of the 6N136 with increased ESD protection.

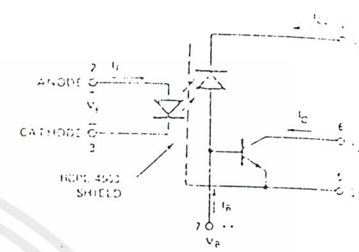
The HCPL-4503 is an HCPL-4502 with increased common mode transient immunity of 15000 V/μs minimum at V_{CM} = 1500 guaranteed.

The HCPL-4504 is recommended for IPM (Intelligent Power Module) interfacing. The HCPL-4504 is similar to the HCPL-4503, but with increased speed and CTR (See HP sales representatives for details).

Applications

- Video Signal Isolation
- Line Receivers – High common mode transient immunity (>1000 V/μs) and low input-output capacitance (0.6 pF).
- High Speed Logic Ground Isolation – TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL.
- Replace Slow Phototransistor Isolators – Pins 2-7 of the 6N135/6 series conform to pins 1-6 of 6 pin phototransistor couplers. Pin 8 can be tied to any available bias voltage of 1.5 V to 30 V for high speed operation.
- Replace Pulse Transformers – Save board space and weight
- Analog Signal Ground Isolation – Integrated photon detector provides improved linearity over phototransistor type.

Schematic



*NOTE: FOR HCPL-4502/3, PIN 7 IS NOT CONNECTED

Absolute Maximum Ratings

Storage Temperature* .... -55°C to +125°C
Operating Temperature* .... -55°C to 100°C
Lead Solder Temperature* .... 260°C for 10s
(1.6 mm below seating plane)
Average Input Current – I_F* .... 25 mA[1]
Peak Input Current – I_F* .... 50 mA[2]
(50% duty cycle, 1 ms pulse width)
Peak Transient Input Current – I_F* .... 1.0 A
(≤1 μs pulse width, 300 pps)
Reverse Input Voltage – V_R* (Pin 3-2) .... 5 V
Input Power Dissipation* .... 45 mW[3]
Average Output Current – I_O* (Pin 6) .... 8 mA
Peak Output Current* .... 16 mA
Emitter-Base Reverse Voltage* .... 5 V
(Pin 5-7, except HCPL-4502/3)
Output Voltage* – V_O (Pin 6-5) .... -0.5 V to 15 V
Supply Voltage* – V_{CC} (Pin 8-5) .... -0.5 V to 15 V
Output Voltage – V_O (Pin 6-5) .... -0.5 V to 20 V
Supply Voltage – V_{CC} (Pin 8-5) .... -0.5 V to 30 V
Base Current – I_B* (Pin 7, except HCPL-4502/3) .... 5 mA
Output Power Dissipation* .... 100 mW[4]

*JEDEC Registered Data (The HCPL-2502 and HCPL-4502/3 are not registered.)

Electrical Specifications

Over recommended temperature (T_A = 0°C to 70°C) unless otherwise specified. See note 13.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions			Fig.	Note
Current Transfer Ratio	CTR*	6N135	7	13	50	%	T_A = 25°C	V_O = 0.4 V	I_F = 16 mA, V_{CC} = 4.5 V	1, 2, 4	5, 11
			5	19				V_O = 0.5 V			
		6N136 HCPL-4502 HCPL-4503	19	24	50	%	T_A = 25°C	V_O = 0.4 V			
			15	25				V_O = 0.5 V			
		HCPL-2502	15	18	22	%	T_A = 25°C	V_O = 0.4 V			
Logic Low Output Voltage	V_{OL}	6N135		0.1	0.4	V	T_A = 25°C	I_O = 1.1 mA	I_F = 16 mA, V_{CC} = 4.5 V		
					0.5			I_O = 0.8 mA			
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502 HCPL-4503		0.1	0.4	V	T_A = 25°C	I_O = 3.0 mA			
					0.5			I_O = 2.4 mA			
Logic High Output Current	I_{OH}*			0.003	0.5	μA	T_A = 25°C	V_O = V_{CC} = 5.5 V	I_F = 0 mA	6	
				0.01	1		T_A = 25°C	V_O = V_{CC} = 15.0 V			
					50						
Logic Low Supply Current	I_{CCL}			50	200	μA	I_F = 16 mA, V_O = Open, V_{CC} = 15 V				13
Logic High Supply Current	I_{CCH}*			0.02	1	μA	T_A = 25°C	I_F = 0 mA, V_O = Open, V_{CC} = 15 V			13
					2						
Input Forward Voltage	V_F*			1.5	1.7	V	T_A = 25°C	I_F = 16 mA		3	
					1.8						
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R*		5			V		I_R = 10 mA			
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1.6		mV/°C	I_F = 16 mA				
Input Capacitance	C_{IN}			60		pF	f = 1 MHz, V_F = 0 V				
Input-Output Insulation Voltage	I_{I-O}				1	μA	45% RH, t = 5 s, V_{I-O} = 3 kVdc, T_A = 25°C				6, 16
	V_{ISO}		2500			V_{RMS}	RH < 50%, t = 1 min., T_A = 25°C				6, 14, 15
		OPT. 020	5000			V_{RMS}					
Resistance (Input-Output)	R_{I-O}			10^{12}		Ω	V_{I-O} = 500 Vdc				6
Capacitance (Input-Output)	C_{I-O}			0.6		pF	f = 1 MHz				6
Transistor DC Current Gain	h_{FE}			150			V_O = 5 V, I_O = 3 mA				
				130			V_O = 0.4 V, Ib = 20 μA				

*For JEDEC registered parts. **All typicals at T_A = 25°C.

Switching Specifications

Over recommended temperature (T_A = 0°C to 70°C), V_{CC} = 5 V, I_F = 16 mA unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions		Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low at Output	t_{PHL}*	6N135		0.2	1.5	μs	T_A = 25°C	R_L = 4.1 kΩ	5, 9, 11	8, 9
					2.0					
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502 HCPL-4503		0.2	0.8		T_A = 25°C	R_L = 1.9 kΩ		
					1.0					
Propagation Delay Time to Logic High at Output	t_{PLH}*	6N135		1.3	1.5	μs	T_A = 25°C	R_L = 4.1 kΩ 11	5, 9,	8, 9
					2.0					
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502 HCPL-4503		0.6	0.8		T_A = 25°C	R_L = 1.9 kΩ		
					1.0					
Common Mode Transient Immunity at Logic High Level Output	$\|CM_H\|$	6N135		1		kV/μs	R_L = 4.1 kΩ	I_F = 0 mA, T_A = 25°C, V_{CM} = 10 V_{P-P}, C_L = 15 pF	10	7, 8, 9
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502		1			R_L = 1.9 kΩ			
		HCPL-4503	15	30			R_L = 1.9 kΩ	I_F = 0 mA, T_A = 25°C, V_{CM} = 1500 V_{P-P}, C_L = 15 pF		
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output	$\|CM_L\|$	6N135		1		kV/μs	R_L = 4.1 kΩ	I_F = 16 mA, T_A = 25°C, V_{CM} = 10 V_{P-P}, C_L = 15 pF	10	7, 8, 9
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502		1			R_L = 1.9 kΩ			
		HCPL-4503	15	30			R_L = 1.9 kΩ	I_F = 16 mA, T_A = 25°C, V_{CM} = 1500 V_{P-P}, C_L = 15 pF		
Bandwidth	BW	6N135/6 HCPL-2502		9		MHz	See Test Circuit		7, 8	10

*JEDEC registered specification for 6N135/6. **All typicals at T_A = 25°C.

Notes:
1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 0.8 mA/°C.
2. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 1.6 mA/°C.
3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 0.9 mW/°C.
4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 2.0 mW/°C.
5. CURRENT TRANSFER RATIO in percent is defined as the ratio of output collector current, I_O, to the forward LED input current, I_F, times 100.
6. Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
7. Common mode transient immunity in a Logic High level is the maximum tolerable (positive) dV_{CM}/dt on the leading edge of the common mode pulse, V_{CM}, to assure that the output will remain in a Logic High state (i.e., $V_O > 2.0$ V). Common mode transient immunity in a Logic Low level is the maximum tolerable (negative) dV_{CM}/dt on the trailing edge of the common mode pulse signal, V_{CM}, to assure that the output will remain in a Logic Low state (i.e., $V_O < 0.8$ V).
8. The 1.9 kΩ load represents 1 TTL unit load of 1.6 mA and the 5.6 kΩ pull-up resistor.
9. The 4.1 kΩ load represents 1 LSTTL unit load of 0.36 mA and 6.1 kΩ pull-up resistor.
10. The frequency at which the ac output voltage is 3 dB below its mid-frequency value.
11. The JEDEC registration for the 6N136 specifies a minimum CTR of 15%. HP guarantees a minimum CTR of 19%.
12. See Option 020 data sheet for more information.
13. Use of a 0.1 μf bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.
14. In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage ≥ 3000 V_{rms} for 1 second (leakage detection current limit, I_{i-o} ≤ 5 μA.
15. In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage ≥ 6000 V_{rms} for 1 second (leakage detection current limit, I_{i-o} ≤ 5 μA.
16. This rating is equally validated by an equivalent ac proof test.

Insulation Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Air Gap (Clearance)	L(I01)	> 7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. External Tracking Path (Creepage)	L(I02)	> 7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. Internal Plastic Gap (Clearance)		0.08	mm	Insulation thickness between emitter and detector
Tracking Resistance	CTI	175	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group (Per DIN VDE 0109)		IIIa		Material Group DIN VDE 0109

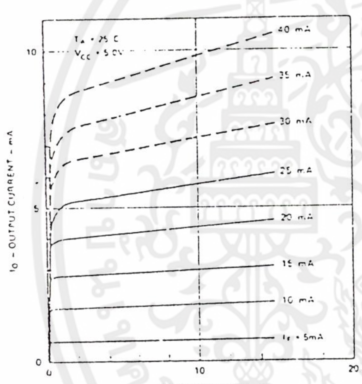


Figure 1. DC and Pulsed Transfer Characteristics.

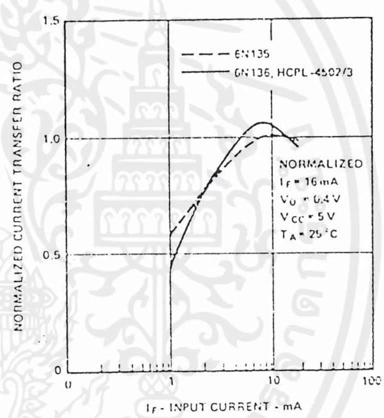


Figure 2. Current Transfer Ratio vs. Input Current.

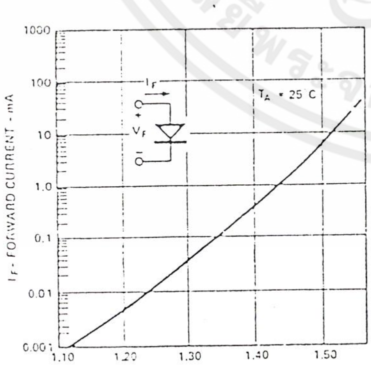


Figure 3. Input Current vs. Forward Voltage.

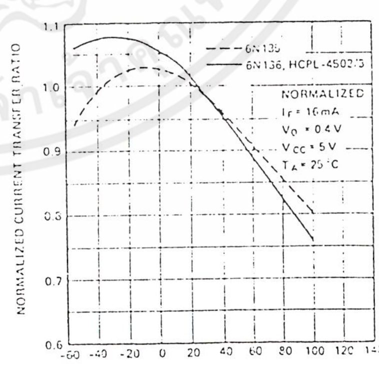


Figure 4. Current Transfer Ratio vs. Temperature.

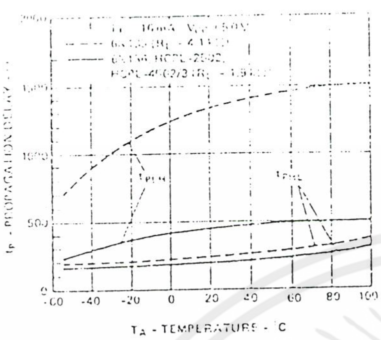


Figure 5. Propagation Delay vs. Temperature.

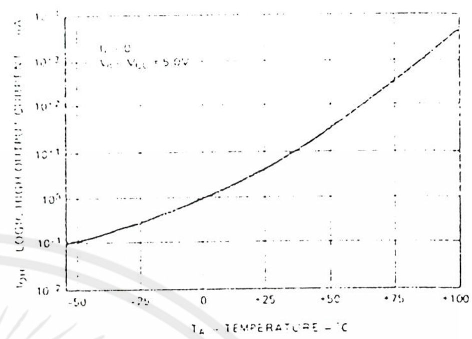


Figure 6. Logic High Output Current vs. Temperature.

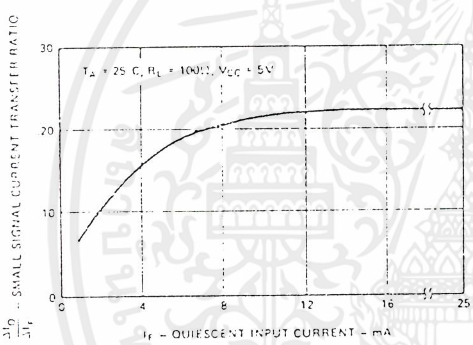
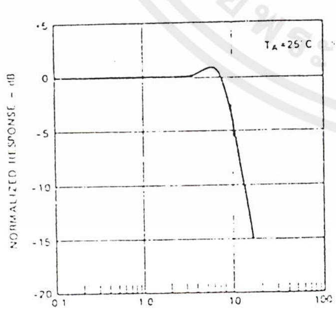


Figure 7. Small-Signal Current Transfer Ratio vs. Quiescent Input Current.



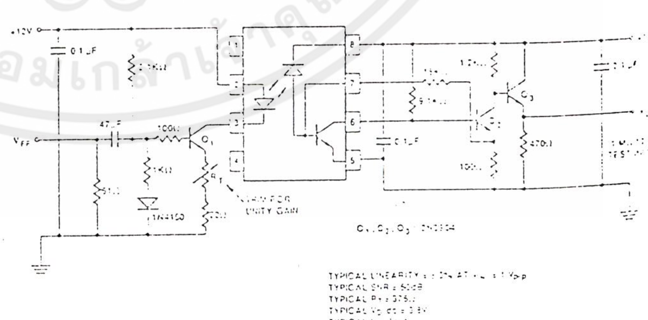


Figure 8. Frequency Response.

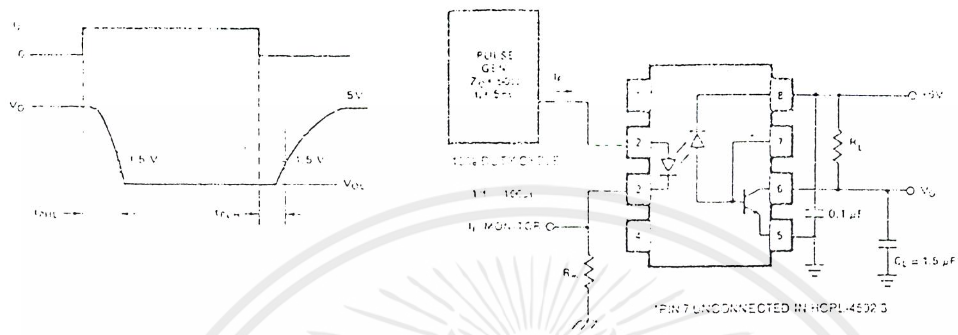


Figure 9. Switching Test Circuit.*

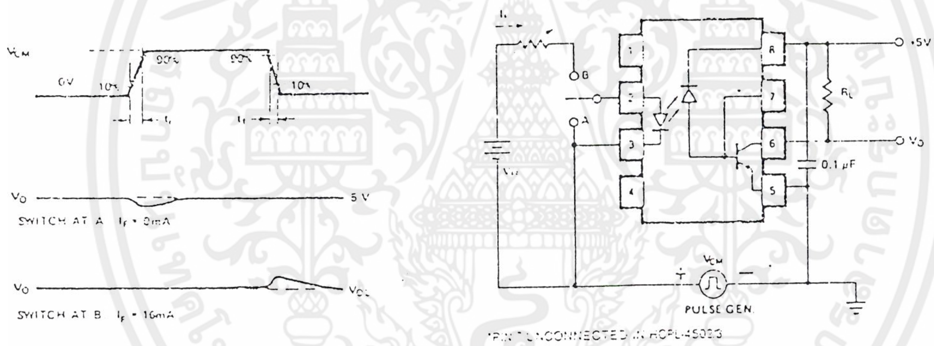


Figure 10. Test Circuit for Transient Immunity and Typical Waveforms.

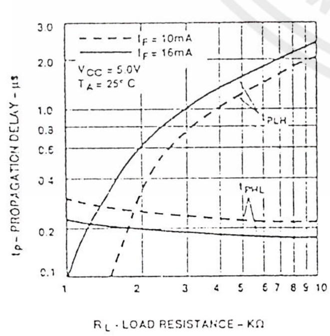


Figure 11. Propagation Delay Time vs. Load Resistance.

*JEDEC Registered Data

บรรณานุกรม

กิตติ ภักดีวัฒนะกุล, จำลอง ครูอุตสาหะ, " Visual Basic 6 ฉบับโปรแกรมเมอร์ ", หจก. ไทยเจริญการพิมพ์ กรุงเทพ

ธานินทร์ ถาวรศาสนวงศ์, ทินกร คุ๊ก " การอินเตอร์เฟส ", หจก. สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซนเตอร์กรุงเทพ

สุชาย ธนวเสถียร, " Fundamental of VISUAL BASIC 6 " , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพ

Muhammad H. Rashid , " Power Electronics Circuits,Devices and Applications ", prentice – Hall International