



REMOTE CONTROL UHF



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี 032695

ใบรับรองปริญญาโท  
ภาควิชาเทคโนโลยีอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

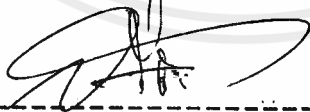
REMOTE CONTROL UHF

โดย

นายไกร โกลินทร์จิตต์ 34131102  
นายประสงค์ พิพัฒน์มโนมัย 34131117  
นายมนัสสฤษดิ์ พริยะสุทธิ 34131125

ปริญญาโทนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาโท



ประธานกรรมการ

( )



กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

ชื่อโครงการ	วีโมทคอนโทรล ยูเอชเอฟ
ชื่อนักศึกษา	นายไกร โกลสินทรจิตต์ 34131102
	นายประสงค์ พพัฒน์มโนมัย 34131117
	นายมนัสสฤษดิ์ พิริษะสุกษ์ 34131125
อาจารย์ที่ปรึกษา	อ. สมภพ แก้วมีชัย
ชื่อปริญญา	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
	สาขา เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2535

บทคัดย่อ

วีโมทคอนโทรล ยูเอชเอฟ ประกอบไปด้วย 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ ภาคเครื่องส่งที่ใช้ความถี่วิทยุในย่าน ยูเอชเอฟ ความถี่ 360 MHz โดยทางด้านเครื่องส่งจะให้หลักการส่งข้อมูลแบบ binary และในส่วนของภาครับจะแยกออกเป็นชุดควบคุม 2 ชุด ส่วนแรกจะให้ความคุมในรถยนต์ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรกันขโมย วงจรตัดสตาร์ท วงจรเซ็นทรัลล็อก และวงจรจับการสิ้นสะเทือน ส่วนที่สองจะให้ความคุมการปิดเปิดประตูบ้าน

การควบคุมวงจรควบคุมทั้งสองจะให้ความคุมทางเครื่องส่งเพียงเครื่องเดียว โดยจะมีสวิทช์เลือก 2 ทางแยกการควบคุมภายในรถยนต์หรือควบคุมประตูบ้านในการปิดเปิด

Project name	Remote Control UHF		
Student name	Krai	Kosintarajit	34131102
	Prasong	Pipatmanomsi	34131117
	Manutsalid	Piriyasut	34131125
Advisor	Mr.Sompob	Keawmechai	
Bachelor Degree in	Industrial Technology (electronic)		
Year	1992		

#### Abstract

UHF remote control consist of 2 main parts , one is transmitter which use radio frequency in UHFband at the frequency of 360 MHz and trasfer data is binary type , the other is receiver , in this state have 2 control unit. the first use in automobile consist of shock sensor circuit , central lock circuit,alarm. the second is gate controller

\_ the way to control these two control units is done by transmitter controled. choose two direction switch control inside automobile and gate individually

## สารบัญ

บทที่ 1. บทนำ	
- รีโมทคอนโทรล	1
บทที่ 2. เครื่องส่งวิทยุ	
- Block Diagram เครื่องส่งวิทยุ	3
- วงจร Oscillator	5
- การออกแบบวงจร Oscillator	14
- วงจรเครื่องส่งวิทยุ	15
บทที่ 3. เครื่องรับวิทยุ	
- Block Diagram เครื่องรับวิทยุ	17
- สายอากาศ	17
- วงจรขยายสัญญาณ RF Amp	20
- วงจร Tune RF Amp	26
- LPF & Schmitt Trigger	28
บทที่ 4. วงจรควบคุม	
- วงจร Monostable	29
- สวิตช์ทรานซิสเตอร์	32
- วงจรควบคุมประตูบ้าน	38
- วงจรควบคุมภายในรถยนต์	41
บทสรุปและวิจารณ์	1
กิตติกรรมประกาศ	1
เอกสารอ้างอิง	1

### ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### รีโมทคอนโทรล ยูเอชเอฟ

#### 1.1 บทนำ

เนื่องจากเศรษฐกิจขยายตัวสูงขึ้นการแข่งขันในด้านการงานก็เพิ่มมากขึ้น จนทำให้ต้องมีการหาสิ่งของเครื่องใช้ที่มีความสะดวกสบาย และรวดเร็วทันใจเพื่อแข่งกับเวลาการนำเอาวิทยาการทางด้านอิเล็กทรอนิกส์มาใช้จึงมีบทบาทเพิ่มขึ้น ในแง่มุมมองอิเล็กทรอนิกส์ได้เข้ามามีส่วนสำคัญในชีวิตประจำวันมากขึ้น เครื่องที่สามารถสร้างความสะดวกสบายให้กับคนเรามากก็คือ เครื่องรีโมทคอนโทรลซึ่งจะกล่าวเป็นชนิดต่างๆ ต่อไป

#### 1.2 ชนิดของเครื่องรีโมทคอนโทรล

เครื่องรีโมทคอนโทรลจะแบ่งออกเป็น 3 ประเภทหลัก ๆ ดังนี้

##### 1.2.1 รีโมทคอนโทรลแบบอินฟราเรด

รีโมทคอนโทรลแบบอินฟราเรดนี้จะใช้อินฟราเรด LED (pintransmitter led) มีความยาวคลื่น 940 นาโนเมตร รังสีอินฟราเรดนี้จะมอดูเลตกับความถี่ของข้อมูล แบบ PCM (pulse code modulation) ซึ่งตาไม่สามารถมองเห็นได้ ส่งไปควบคุมต่อไป ข้อดีของรีโมทคอนโทรลชนิดนี้คือ สร้างง่าย ราคาถูก ข้อเสียคือ ส่งได้ในระยะใกล้จะต้องหันตัวส่งให้ตรงกับเครื่องรับจึงจะควบคุมได้

##### 1.2.2 รีโมทคอนโทรลแบบอัลตราโซนิค

รีโมทคอนโทรลแบบอัลตราโซนิคจะใช้หลักการส่งคลื่นความถี่เสียงที่ความถี่ 40 KHz มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลส่งออกไปควบคุม ข้อดีของรีโมทคอนโทรลชนิดนี้คือ ราคาถูก สร้างง่าย ไม่ต้องหันเครื่องส่งให้ตรงกับเครื่องรับ ข้อเสียคือ ส่งได้ระยะใกล้ ๆ เท่าที่ความถี่เสียงไปถึง

##### 1.2.3 รีโมทคอนโทรลแบบใช้ความถี่วิทยุ

รีโมทคอนโทรลชนิดนี้จะใช้ความถี่คลื่นวิทยุ ซึ่งจะใช้ความถี่ในย่านที่คนไม่ใช้กันเพื่อ ป้องกันไม่ให้ความถี่รบกวนกัน โดยการสัญญาณข้อมูลไปมอดูเลตกับความถี่วิทยุแล้วส่งออกไปควบคุม ข้อดีของรีโมทคอนโทรลชนิดนี้คือ ราคาถูก ไม่ต้องหันเครื่องส่งให้ตรงกับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับซึ่งสามารถควบคุมได้ทุก ๆ ตำแหน่งของผู้ใช้สามารถควบคุมได้ในระยะไกลขึ้น  
กับกำลังของเครื่องส่ง ส่วนข้อเสียคือ สร้างยาก



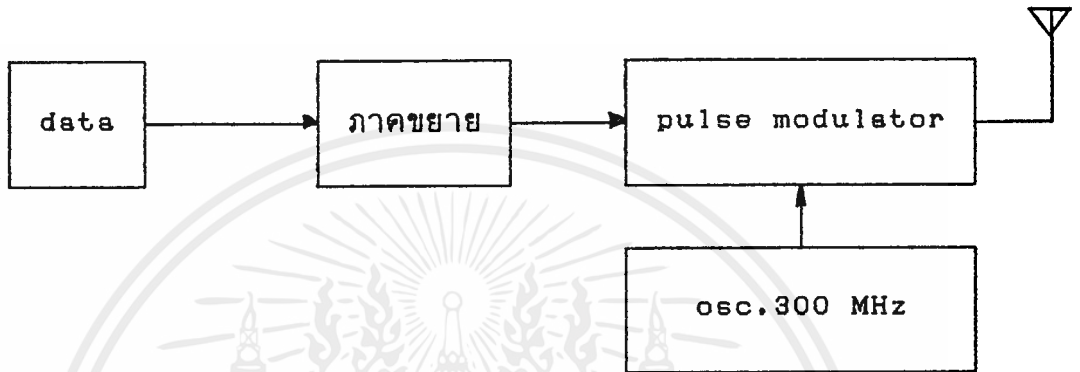
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2 เครื่องส่งวิทยุ

## ภาคส่งของเครื่องส่งวิทยุ

หลักการทำงานของภาคเครื่องส่งวิทยุสามารถเขียนเป็น Block Diagram

ได้ดังรูปที่ 2.1

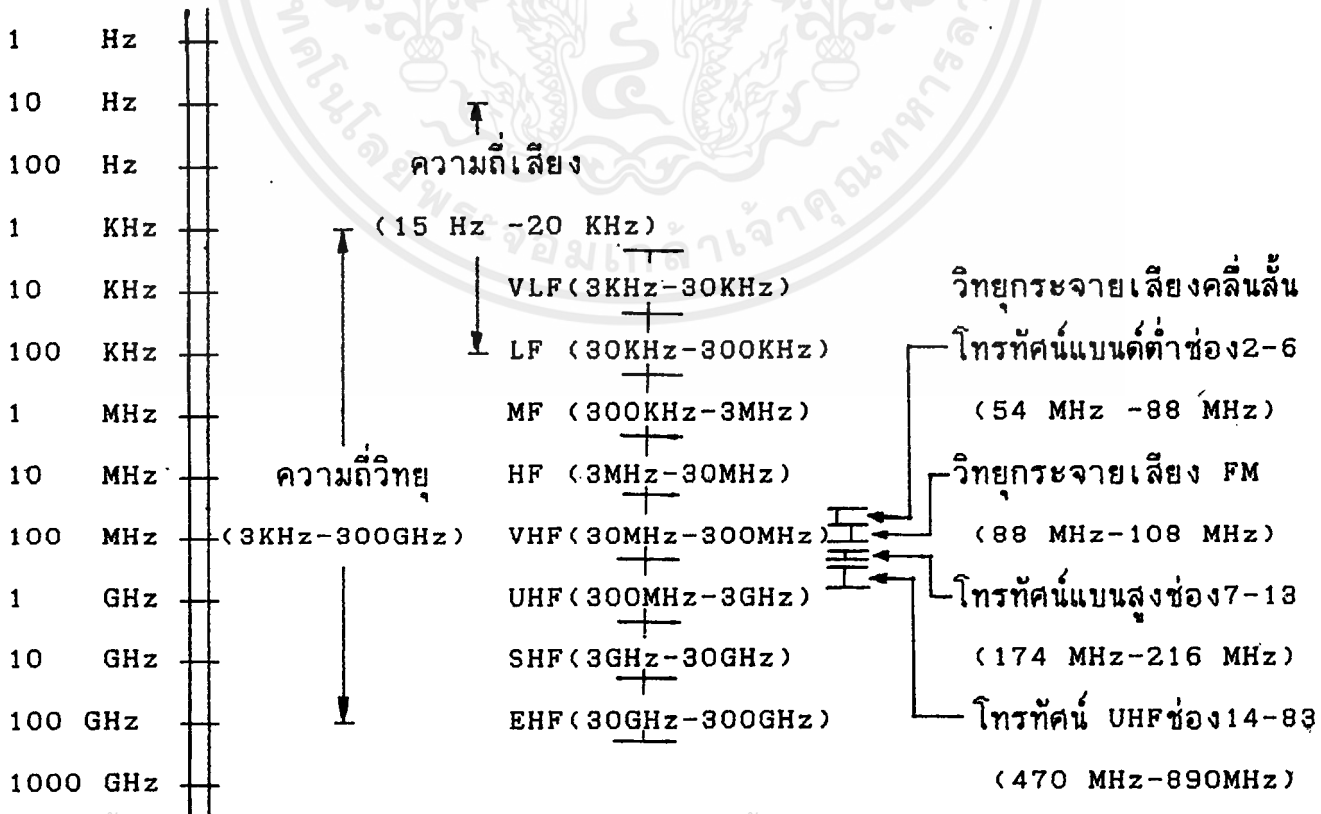


รูปที่ 2.1 Block Diagram ของเครื่องส่งวิทยุ

### -วงจร Oscillator

### การเลือกความถี่ใช้งาน

ตารางแสดง Spectrum ความถี่ และการใช้งานแต่ละช่วงความถี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ 216 MHz-470 MHz นั้นไม่มีการใช้งานในการสื่อสาร ดังนั้นจึงเลือกใช้ความถี่ของวงจร Oscillator (ความถี่คลื่นพาหะ) ที่ 300 MHz ซึ่งจะ เกิดสัญญาณรบกวนระหว่างความถี่ข้างเคียงน้อยมาก

### ชนิดของวงจร Oscillator

#### 1. Oscillator ที่ใช้ RC

- ใช้งานในช่วงความถี่ต่ำ
- ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลงได้
- เสถียรภาพของวงจรไม่ดี

#### 2. Oscillator ที่ใช้ LC

- ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย
- เสถียรภาพโดยทั่วไปของวงจรไม่ดี
- ใช้งานในย่านความถี่สูง

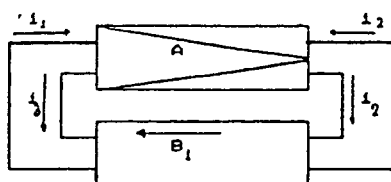
#### 3. Oscillator ที่ใช้ Crystal คริสตัล

- เสถียรภาพของวงจรดีเป็นพิเศษ
- การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก
- ใช้งานในย่านความถี่สูง (แต่ไม่สูงมากนัก)

จากคุณสมบัติของวงจร Oscillator ทั้ง 3 แบบเราจึงเลือกใช่วงจร Oscillator ที่ใช้ LC

### หลักการทำงานของวงจร Oscillator

อุปกรณ์ที่ใช้จะเป็น Transistor ซึ่งลักษณะของสัญญาณจะเป็นกระแส และมีการป้อนกลับของสัญญาณเข้าทาง input ในรูปของกระแสเช่นกัน โดยมีโครงสร้างของวงจร ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปค่า  $A_1$  และ  $\beta_1$  จะเท่ากับ

$$A_1 = i_2 / i_1$$

$$\beta_1 = i_3 / i_2$$

การ Oscillate จะเริ่มเมื่อ  $i_1 < i_3$

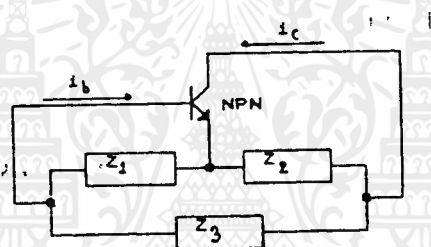
การ Oscillate จะเริ่มมีค่าคงที่เมื่อ  $i_1 = i_3$

$$A_1 * \beta_1 = i_3 / i_1 > 1 \text{ (เริ่มการ Oscillate)}$$

$$A_1 * \beta_1 = i_3 / i_1 = 1 \text{ (Oscillate แบบต่อเนื่อง)}$$

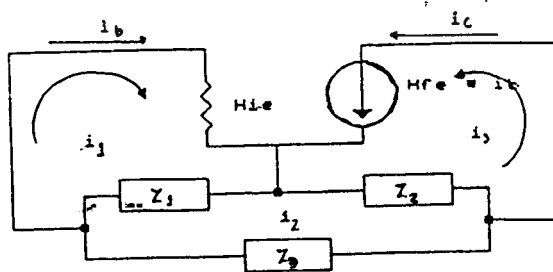
### LC Oscillator

ลักษณะพื้นฐานของวงจร LC Oscillator แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3

เราสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะได้ว่า

$$(h_{f_{sc}} + Z_1) i_1 - (Z_1 * i_2) = 0$$

$$(-Z_1 * i_1) + (Z_1 + Z_2 + Z_3) i_2 + (Z_2 * i_3) = 0 \quad (1)$$

เพราะว่า  $i_1 = i_b$ ,  $i_3 = i_c = h_{f_{sc}} * i_b$  ดังนั้นจากสมการที่ (1) จะ  
ได้เป็น

$$(h_{f_{sc}} + Z_1) i_b - (Z_1 * i_2) = 0$$

$$[(h_{f_{sc}} * Z_1) - Z_1] i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3) i_2 = 0 \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) เราจะได้คำตอบก็ต่อเมื่อ  $i_b = 0$  และ  $i_2 = 0$  ดังนั้นสัมประ  
สิทธิ์ Determinant จะต้องเป็น 0

$$\begin{bmatrix} h_{f_{sc}} + Z_1 & -Z_1 \\ (h_{f_{sc}} * Z_1) - Z_1 & Z_1 + Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} h_{f_{sc}} + Z_1 & -Z_1 \\ (h_{f_{sc}} * Z_1) - Z_1 & Z_1 + Z_2 + Z_3 \end{vmatrix} = 0$$

$$(h_{f_{sc}} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1[(h_{f_{sc}} * Z_1) - Z_1] = 0$$

$$h_{f_{sc}}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1[Z_2 + Z_3 - (1 + h_{f_{sc}})Z_1] = 0$$

$$(1 + h_{f_{sc}})Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (3)$$

ถ้าค่า  $Z_1, Z_2, Z_3$  เป็นค่า Reactance จริง ๆ แล้ว จะเท่ากับ  $jx_1, jx_2, jx_3$  ตามลำดับ จากสมการที่ (3) จะมีค่าเป็น

$$jh_{f_{sc}}(x_1 + x_2 + x_3) - [x_1 * x_2(1 + h_{f_{sc}})] - (x_1 * x_3) = 0$$

จาก Imaginary Part และ Real Part ของสมการบนจะได้ว่า

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0 \quad (4)$$

$$x_2(1 + h_{f_{sc}}) + x_3 = 0 \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (4) จะแสดงข้อกำหนดของความถี่ของสัญญาณ

สมการที่ (5) จะแสดงข้อกำหนดคักตาของสัญญาณ

จาก สมการที่ (5)

$$x_2 = -x_3 / (1 + h_{f_{in}}) \quad (6)$$

จากสมการที่ (6) จะเห็นได้ว่าคุณค่า  $x_2$  และ  $x_3$  จะเป็นค่า Reactance ที่ต่างชนิดกัน

แทนสมการ (6) ลงในสมการ (4)

$$x_1 = -(h_{f_{in}} * x_3) / (1 + h_{f_{in}}) \quad (7)$$

จากสมการ (7) จะเห็นได้ว่าคุณค่า  $x_1$  และ  $x_3$  จะเป็นค่า Reactance ที่ต่าง

ชนิดกัน

จากสมการที่ (6) และ (7) จะได้ว่า

$$h_{f_{in}} = x_1 / x_2$$

ดังนั้นผลจากสมการเหล่านี้สามารถสรุปได้ว่า

1. ค่า Reactance ของ  $x_1$  ,  $x_2$  จะต้องเป็นคอนละชนิดกับ  $x_3$   
 ดังนั้น ถ้า  $x_1, x_2$  เป็น L และ  $x_3$  เป็น C เราจะเรียก Hartley Oscillator  
 ถ้า  $x_1, x_2$  เป็น C และ  $x_3$  เป็น L เราจะเรียก Coplits Oscillator

2. ค่า Reactance ต่างๆ ควรจะเป็นดังนี้

$$|x_2| < |x_3|, |x_1| < |x_3|$$

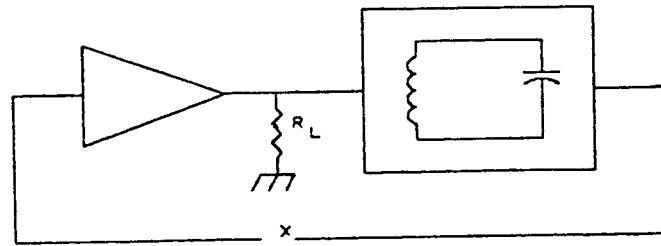
3.  $h_{f_{in}}$  ควรมีค่าเป็น  $h_{f_{in}} = x_1 / x_2$

ค่า  $h_{f_{in}}$  นี้เป็นค่าที่การ Oscillate เป็นแบบอ้อมตัวแล้ว ถ้าในกรณีเริ่มการ Oscillate ค่า  $h_{f_{in}}$  ควรจะมากกว่า  $x_1 / x_2$

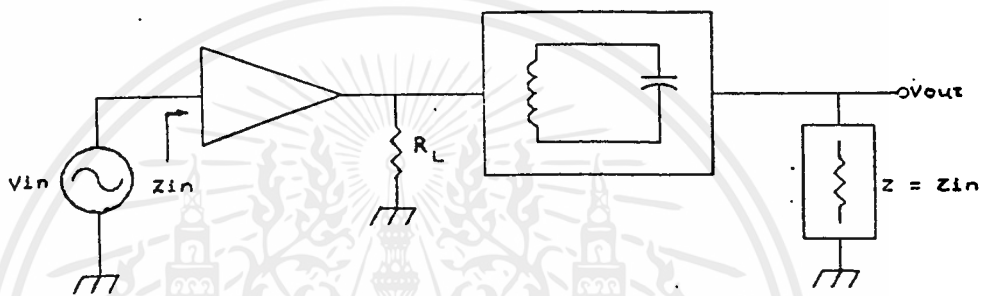
### ส่วนประกอบที่จำเป็นสำหรับวงจร Oscillator

1. วงจรขยายสัญญาณ
2. วงจรเรโซเนเตอร์
3. ความต้านทาน output

ดังแสดงในรูปที่ 2.5



(a)



(b)

รูปที่ 2.5 (a) แสดงส่วนประกอบที่จำเป็นของวงจร Oscillator

(b) แสดงรูปวงจร Oscillator เมื่อทำการตัดลูปการป้อนกลับ

วงจรขยายสัญญาณ จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่ต้องการ วงจรเรโซเนเตอร์ จะทำหน้าที่กำหนดความถี่ และยังเป็นวงจรป้อนกลับอีกด้วย ถ้ามีสัญญาณรบกวนจากวงจรเรโซเนเตอร์ ซึ่งเกิดจากส่วนความต้านทาน สัญญาณรบกวนจะถูกขยายโดยบางส่วนจะปรากฏที่ความต้านทานโหลด และบางส่วนจะเข้าไปสู่วงจรเรโซเนเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรฟิลเตอร์ โดยสัญญาณรบกวนที่มีความถี่อยู่ในช่วงความถี่ผ่านของวงจรฟิลเตอร์จะสามารถผ่านออกไปได้ ส่วนสัญญาณรบกวนที่มีความถี่อื่นจะถูกลดทอนลงไป

สัญญาณ output จากวงจรเรโซเนเตอร์จะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณถ้าสัญญาณมีขนาดมากกว่าของสัญญาณเดิมและมีเฟสตรงกัน สัญญาณนี้จะถูกขยายไปเรื่อยๆจนเกิดการ Oscillate ถ้าสัญญาณมีเฟสไม่ตรงกัน สัญญาณเหล่านี้ก็ไม่สามารถเพิ่มขนาดได้ และจะไม่เกิดการ Oscillate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากรูปที่ 2.5 (b) โวลต์เตจที่ output จะปรากฏที่ Input ( $Z_{in}$ ) จะพิจารณา โดยแบ่งโวลต์เตจออกเป็น 2 ส่วน

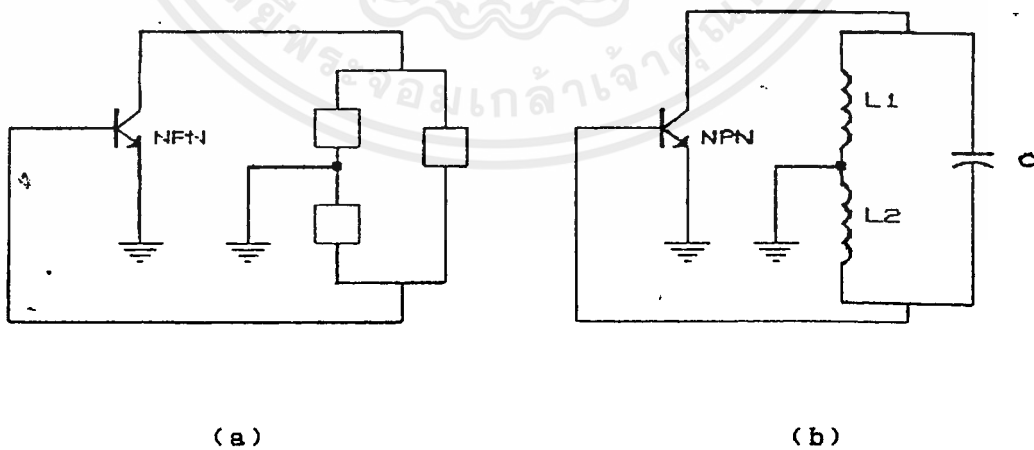
- เฟสตรงกับ Input จะเปรียบเทียบกับ Input ถ้า อัตราขยายโวลต์เตจของลูบทั้งหมดเป็นบวกและมีค่ามากกว่า 1 การ Oscillate จะเกิดขึ้นได้ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ Input ถ้าอัตราขยายโวลต์เตจของลูบทั้งหมดน้อยกว่า 1 การ Oscillate จะไม่สามารถเกิดขึ้นได้ที่มีความถี่นี้

- เฟสต่างกับ Input +90 องศา

จากรูปที่ 2.5 (a) ถ้ามีสัญญาณรบกวนเข้ามาที่ Input จะถูกขยายโดยฟิลเตอร์ แล้วส่งกลับไป Input อีก จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆถ้าวงจรขยายสัญญาณเป็นเชิงเส้น แต่มันเป็นไปได้ เพราะพลังงานนั้นจะต้องคงที่ ดังนั้นขบวนการที่จะทำให้ขนาดของสัญญาณคงที่วงจรขยายจะต้องเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น คืออัตราขยายของมันจะลดลงเมื่อขนาดของสัญญาณ Input มีค่ามากขึ้น และขนาดของสัญญาณ Output จะคงที่เมื่ออัตราขยายของลูบมีค่าเท่ากับ 1

Hartley Oscillator แบบ Emitter

วงจรมูลฐานของ Hartley Oscillator แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งทั้ง Hartley และ Colpits Oscillator นั้นจะมีหลักการเหมือนกัน เพียงแต่สลับที่กันระหว่าง L กับ C ซึ่งสำหรับ Common emitter นั้นจะขอกว่าเพียง Hartley Oscillator เท่านั้น



รูปที่ 2.6 (a) แสดงวงจร Oscillator แบบ Common emitter

(b) แสดงวงจร Oscillator แบบ Hartley Common emitter

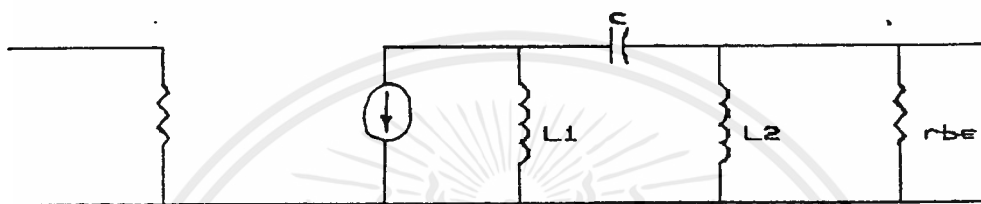
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.6 นั้น สำหรับวงจร Oscillator นั้นจะเป็น Positive Feedback ซึ่งมีอัตราขยายเป็น

$$A = A_1 / (1 - A_1 F)$$

จะเห็นได้ว่ามีเพียงเทอม  $A_1 F$  เท่านั้นที่มี Phase Shift

จากรูปที่ 2.6 (b) นั้นเราสามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลของ รูปที่ 2.6 (b)

จากรูปที่ 2.7 สำหรับวงจร Common emitter Fully Bypass จะได้อัตราขยายเป็น

$$A_1 = \beta Z_L / r_{be} \tag{1}$$

$$Z_L = X_{L1} // (X_{C1} + Z) \tag{2}$$

$$Z = (r_{be} // X_{L2}) \tag{3}$$

นำสมการ (2) แทนลงในสมการ (1)

$$A_1 = \beta / r_{be} \left| \begin{array}{l} X_{L1} (X_{C1} + Z) \\ X_{L2} + (X_{C1} + Z) \end{array} \right| \tag{4}$$

จาก Feedback Network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_f = F \cdot V_o \quad (5)$$

จาก Voltage Divider

$$V_f = V_o \cdot Z / (Z + X_c) \quad (6)$$

จาก (5) = (6) เราจะได้ค่า F โดยที่

$$F = Z / (Z + X_c) \quad (7)$$

ดังนั้น จากสมการ (4) และ (7)

$$A_1 F = \beta / r_{be} \left| \begin{array}{c} X_{L1} * Z \\ X_{L1} + X_c + Z \end{array} \right| \quad (8)$$

$$A_1 F = \beta / r_{be} \left| \begin{array}{c} j\omega L_1 * Z \\ j\omega L_1 + (1/j\omega C) + Z \end{array} \right| \quad (8)$$

$$Z = (r_{be} * j\omega L_2) / (r_{be} + j\omega L_2) \quad (9)$$

จาก (8) และ (9) เราจะได้

$$A_1 F = \beta / r_{be} \left| \begin{array}{c} j\omega L_1 * (r_{be} * j\omega L_2 / r_{be} + j\omega L_2) \\ j\omega L_1 + (1/j\omega C) + (r_{be} * j\omega L_2 / r_{be} + j\omega L_2) \end{array} \right| \quad -$$

$$A_1 F = \frac{\beta}{1 - \omega^2 \{ [ (L_2)^2 - (L_1)^2 ] / 2 \} + (\omega r_{be} L_1 C + \omega r_{be} L_2 C + \omega^3 r_{be}^3) j} \quad (10)$$

Phase Shift ของ Loop = 0 ที่ความถี่ที่ทำให้เกิดการ Oscillate  $\omega = \omega_o$   
 ดังนั้นในสมการ (10) j term = 0 นั่นคือมุมของ  $A_1 F = 0$

$$\text{มุมของ } A_1 F = \tan^{-1} \frac{\text{imaginary part}}{\text{real part}} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 (w r_{b_{\infty}} L_1 C + w r_{b_{\infty}} L_2 C + w^3 r_{b_{\infty}}) &= 0 \\
 w_0 &= 1 / \sqrt{LC} \\
 L &= L_1 + L_2
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

จากสมการ (10) ที่ความถี่ที่ทำให้เกิดการ Oscillate

$$A_1 F = \frac{\beta}{1 - (w_0)^2 \{ [(L_2)^2 - (L_1)^2] / 2 \}}$$

แทนค่าด้วยสมการ (11)

$$\beta_{(w_0)} > L_1 / L_2 \tag{12}$$

ผลจากสมการเหล่านี้สรุปได้ว่า

1. เราสามารถกำหนดความถี่ของการ Oscillate ได้โดยการเปลี่ยนค่า L , C จากสมการ (11)

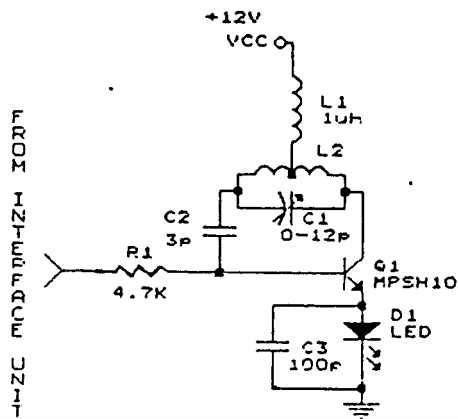
2. อัตราการขยายต่ำสุดของการ Oscillate หาได้จากสมการ (12)

สำหรับวงจร Colpits Oscillator นั้นจะได้สมการ (11) , (12) เหมือนกัน

โดยที่

$$C = C_1 C_2 / C_1 + C_2$$

$$\beta_{(w_0)} > C_1 / C_2$$



รูปที่ 2.8 แสดงรูปแบบของวงจร Oscillator ที่ใช้

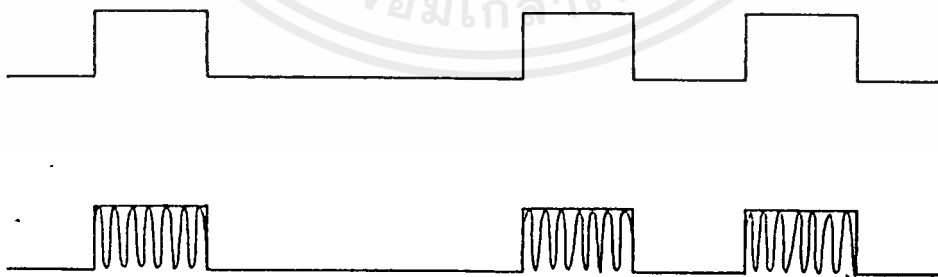
- Pulse Modulator

จากวงจรรูปที่ 2.8 จะเห็นว่า

- เมื่อมีสัญญาณ (Input logic 1) เข้าสู่ วงจร Oscillator Oscillator ก็ จะ Oscillate ที่ความถี่ 300 MHz

- เมื่อไม่มีสัญญาณ (Input logic 0) เข้าสู่ วงจร Oscillator Oscillator ก็ จะหยุดทำงาน

จากการทำงานของวงจร Oscillator ที่กล่าวมานั้นคือหลักการของ Pulse Modulator โดยจะมีตัวอย่างรูปแบบของสัญญาณดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9 (a) แสดงรูปของสัญญาณ Input ของวงจร Oscillator  
(b) แสดงรูปของสัญญาณ Output ของวงจร Oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.8  $L_{RFC} (L_1)$  ในวงจรใส่ไว้เพื่อ

1. เพื่อให้กระแสไหลผ่านสู่วงจรได้สะดวก เพราะว่าคุณค่าความต้านทานของ  $L$  จะต่ำมาก เมื่อความถี่ต่ำ
2. สัญญาณจากวงจรจะไม่สามารถไหลผ่าน  $L$  ขึ้นไปได้ เพราะว่าคุณค่าความต้านทานของ  $L$  จะสูงมากเมื่อความถี่สูง
3. เอาท์พุทโวลเตจจะ swing ได้เป็น 2 เท่าของไฟเลี้ยง เพราะในตัว  $L$  มี Storage energy

$L_{RFC}$  จะไม่มีผลต่อวงจร เพราะว่าคุณค่า  $L_{RFC}$  ที่ใช้ในวงจรใหญ่กว่า  $L$  ที่ทำให้เกิดการ Oscillate มาก

$C_2$  ในวงจรใส่ไว้เพื่อ กันไฟเลี้ยงรบกวนผ่าน  $L$  กลับมา Bias Transistor ทำให้การ Bias ผิด

### การคำนวณค่า $L$ , $C$ ในวงจร Oscillator

กำหนดค่า  $C$  เป็นแบบปรับค่าได้ 2 - 10 PF เพื่อให้ง่ายต่อการปรับความถี่ที่ต้องการ

จากสมการ (11)

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

$$360 * 10^6 = 1 / 2\pi \sqrt{L * (8 * 10^{-12})}$$

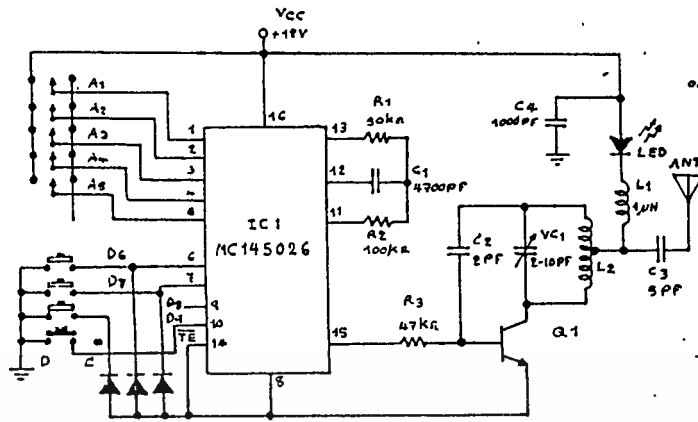
$$L = 18.22 \text{ n}$$

การออกแบบในทางปฏิบัติที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นเป็นการประมาณค่า ดังนั้นในการใช้งานจริงจะต้องมีการปรับแต่งวงจรเพื่อให้ได้ผลตามต้องการ

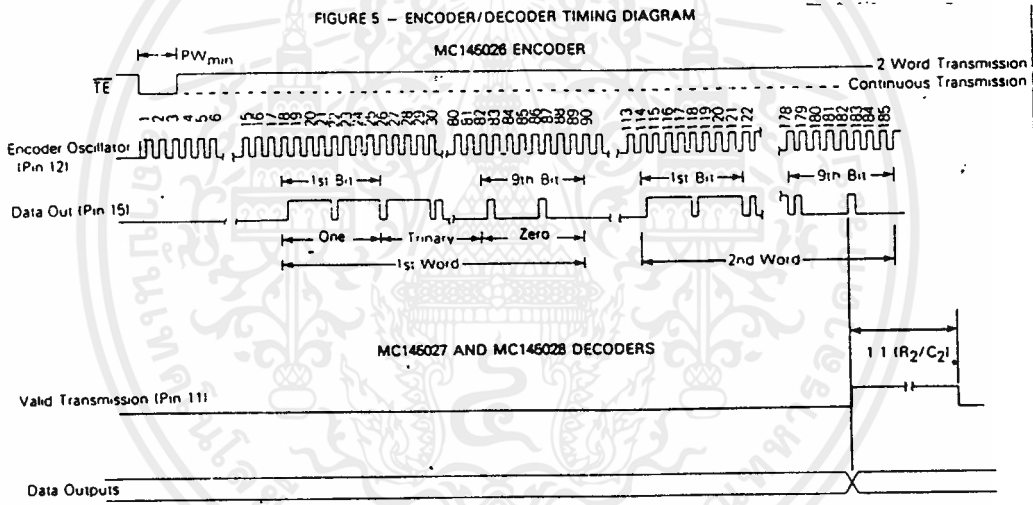
### การทำงานของวงจรเครื่องส่ง

จากวงจรในรูปที่ 2.10 เป็นวงจรเครื่องส่งรีโมทคอลโทรลซึ่งมีไอซี 1 MC145026

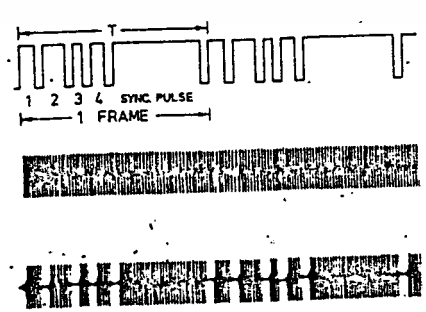
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรเครื่องส่ง



รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณที่ออกจากขา 15 ของ IC<sub>1</sub>



รูปที่ 2.12 สัญญาณที่มอดูเลชันแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่เป็นตัวสร้างรหัสไทรนารี (Trinary Encoder) ส่วน  $Q_1$  และอุปกรณ์ร่วมจะทำหน้าที่เป็นตัวสร้างรหัสไตรนารี (Trinary Encoder) ส่วน  $Q_1$  และอุปกรณ์ร่วมจะทำหน้าที่เป็นตัวออสซิลเลท คลื่นพาห์ความถี่ประมาณ 360 MHz ซึ่งใช้เป็นสัญญาณความถี่ RF ที่ส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ การสร้างรหัสของไอซี 1 สามารถกำหนดรหัสได้จากการจัดสถานะที่ขาแอสเดรท  $A_1$  ถึง  $A_9$  (ขา 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 10) ของไอซี 1 การจัดสถานะของขาแอสเดรทแต่ละขาทำได้ 3 แบบคือ สถานะ 1 (ต่อเข้ากับไฟบวก) , สถานะ 0 (ต่อเข้ากับกราวด์) และสถานะเปิดวงจร (เว้นว่างไว้) จากการจัดสถานะทั้ง 3 แบบให้แก่แต่ละขาแอสเดรททั้ง 9 ขานี้จะทำให้รหัสได้ถึง  $3^9$  เท่ากับ 19,683 รหัสโดยไม่ซ้ำกัน

สัญญาณรหัสของไอซี 1 เป็นสัญญาณขบวนพัลส์ 9 บิต ตามที่ตั้งรหัสไว้ ดังรูปที่ 2.11 จะปรากฏออกทางขา 15 ของไอซี 1 ความถี่พัลส์รหัสที่เป็นสัญญาณออกของไอซี 1 นี้สามารถกำหนดได้จากการจัดค่าของตัวต้านทาน  $R_1, R_2$  และตัวเก็บประจุ  $C_1$  เมื่อมีการกดสวิทช์ตัวใดตัวหนึ่งจะทำให้ครบวงจรเครื่องส่งทำงานชุดรหัส 9 บิตจากขา 15 ของไอซี 1 จะส่งผ่าน  $R_3$  เข้าไปกระตุ้นขา B ของ  $Q_1$  เป็นผลให้  $Q_1$  ทำงานผลิตความถี่ 360 MHz เป็นหัวง ๆ ตามอัตราความถี่ของขบวนพัลส์ที่เข้ามาดังรูปที่ 2.12 โดย  $Q_1$  จะทำงานออสซิลเลทความถี่ 360 MHz ในช่วงที่พัลส์สัญญาณออกที่ขา 15 ของไอซี 1 อยู่ในระดับสูง (High) และจะหยุดออสซิลเลทเมื่อสัญญาณออกที่ขา 15 ของ ไอซี 1 อยู่ในระดับต่ำ (Low)

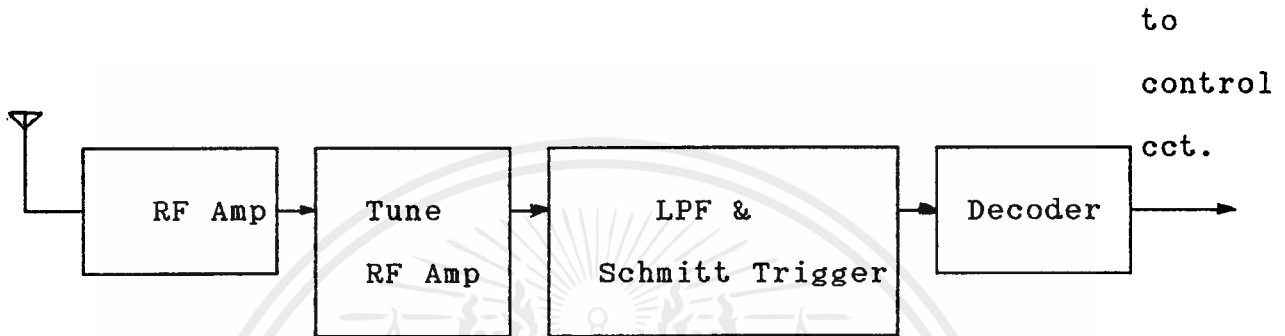
วงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่ผลิตความถี่คลื่นพาห์ 360 MHz มี  $Q_1$  เป็นตัวทำหน้าที่หลักโดยมี  $L_2$  และ  $V_{C_1}$  ทริมเมอร์ที่ต่อक्रमขนานอยู่ด้วยกันทำหน้าที่เป็นตัวจูนความถี่ 360 MHz  $C_2$  เป็นตัวป้อนกลับให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ส่วน RF ใช้อัด  $L_1$  จะเป็นตัวแยกการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากเพาเวอร์ซัพพลาย LED เป็นตัวแสดงผลการทำงานของเครื่อง ซึ่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลทแล้วจะส่งผ่าน  $C_3$  ออกสู่สายอากาศ

### บทที่ 3 เครื่องรับวิทยุ

#### ภาครับของเครื่องรับความถี่วิทยุ

หลักการทํางานพื้นฐานของเครื่องรับวิทยุ สามารถเขียนเป็น Block diagram ได้

ดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1 Block Diagram ของเครื่องรับ

#### -Antenna

เป็นส่วนสำคัญของทั้งเครื่องรับ และเครื่องส่ง ทำหน้าที่แผ่คลื่นจากเครื่องส่งออกสู่อากาศ และรับคลื่นเข้าสู่เครื่องรับ

#### -วงจรขยาย RF

ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่สูง จากสายอากาศ ให้มีขนาดของสัญญาณสูงพอ

#### -วงจร Tune RF Amp

เป็นส่วนเลือกรับสัญญาณที่ได้กำหนดไว้

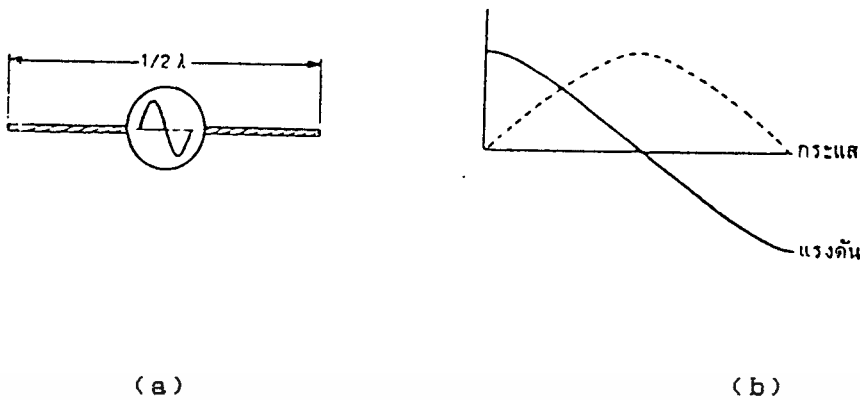
#### -วงจร LPF & Schmitt Trigger

วงจร LPF จะทำหน้าที่ฟิลเตอร์ความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป ส่วนวงจร Schmitt Trigger จะทำหน้าที่ปรับแต่งรูปร่างของสัญญาณให้มีความคมชัด

#### หลักการของสายอากาศ (Antenna)

สายอากาศเสมือนกับวงจรไฟฟ้า ที่ประกอบด้วย L และ C ในทางทฤษฎีแล้ว สายอากาศส่ง และสายอากาศรับ จะมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้นเราสามารถให้สายอากาศทำหน้าที่ได้ทั้งส่ง และ รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 (a) แสดงสายอากาศไดโพลชนิด Half Wave  
(b) แสดงแรงดัน และกระแส บนสายอากาศไดโพลชนิด Half Wave

จากรูป 3.2 (b) จะเห็นว่าปลายทั้งสองของสายอากาศเสมือนเปิดวงจรแรงดันจึงมากที่สุด และที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ (Feed Point) จะมีกระแสมากที่สุด และแรงดันต่ำสุด ดังนั้น Impedance ของไดโพลชนิด Half Wave น่าจะมีค่าเป็น 0 แต่ในความจริงแล้ว Impedance จะมีค่าคงที่ค่าหนึ่งเนื่องจากพลังงานบางส่วนสูญเสียในการแผ่คลื่นออกไปและไม่สะท้อนกลับ

- เนื่องจากปลายสายอากาศทั้งสองข้างมีแรงดันสูง จึงทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่ปลายทั้งสอง

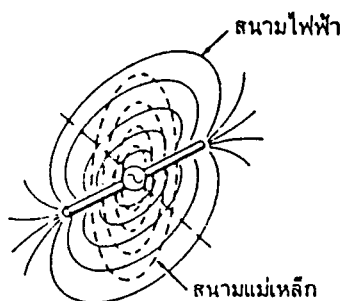
- กระแสที่ไหลในสายอากาศทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ณ บริเวณ Feed Point สนามแม่เหล็กจะแรงที่สุด

โดยที่คลื่นดังกล่าวจะเดินทางไปเรื่อยๆ แม้ว่ากระแส และ แรงดัน จะหยุดป้อนให้สายอากาศแล้วก็ตาม

ความแรงของสนามจะขึ้นอยู่กับระยะห่างจากเครื่องส่ง และ กำลังของเครื่องส่ง

- ความแรงสนามเป็นค่าแรงดันที่เหนี่ยวนำบนสายอากาศ แต่เนื่องจาก  $P = V^2 / R$  ดังนั้นความแรงของสนาม  $\propto$  รากที่ 2 ของกำลังของเครื่องส่ง

- ความแรงของสนามจะลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อเพิ่มระยะทางขึ้น 2 เท่า



รูปที่ 3.3 สนามแม่เหล็ก และ สนามไฟฟ้า ที่ปรากฏรอบ สายอากาศไดโพล ชนิด Half Wave

จากรูป ทิศทางของสนามไฟฟ้าจะเป็นตัวกำหนดทิศทางของ Polarization ซึ่งจะเป็นตัวกำหนด ทิศทางของสายอากาศตัวรับ

#### ความต้านทานการแพร่คลื่น

ความต้านทานในสายอากาศไม่สามารถหาได้โดยใช้โอห์มมิเตอร์วัดคร่อม เนื่องจากโอห์มมิเตอร์นั้นจะวัดความต้านทาน DC

ความต้านทานการแพร่คลื่นของสายอากาศเป็นความต้านทานสมมติ โดยคิดจากกำลังส่งที่สายอากาศสามารถเปลี่ยนเป็นคลื่นส่งออกไป

$$R = P / I^2$$

#### สายอากาศชนิด Quarter Wave

การวางสายอากาศที่มีความยาว  $1/4$  ในแนวตั้ง บนระนาบตัวนำที่เป็นกราวด์ ผลลัพธ์ที่ได้จะเปรียบเสมือนกับใช้สายอากาศไดโพลชนิด Half Wave ตั้งในแนวตั้ง เพราะว่ารนาบกราวด์จะเปรียบเสมือนกระจกที่ทำให้เกิดสายอากาศอีกเส้นหนึ่งยาว  $1/4$  เราจึงสามารถลดความยาวของสายอากาศได้และจะมีค่า Input Impedance ประมาณครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลชนิด Half Wave

#### การคำนวณความยาวของสายอากาศไดโพลชนิด Half Wave

คำนวณได้จากสูตร

$$= 3 * 10^8 / f$$

สำหรับกรณีของสายอากาศ ปลายของเส้นลวดเสมือนมีความยาวทางไฟฟ้ามากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติ เนื่องจากเสมือนมีตัวเก็บประจุต่อที่ปลายสาย ดังนั้นสูตรการคำนวณจึงต้องแก้ไขเป็น

$$\lambda/2 = 142.5 / f \text{ (MHz)} \quad \text{หน่วยเมตร}$$

### การคำนวณความยาวของสายอากาศในวงจรจริง

จากสมการ

$$\lambda/2 = 142.5 / 300 = 0.475 \text{ เมตร}$$

เนื่องจากความยาวของสายอากาศที่ได้มากเกินไป เราจึงใช้สายอากาศชนิด Quarter Wave โดยใช้ระนาบกราวด์ ดังนั้น ความยาวของสายอากาศของวงจรจริง

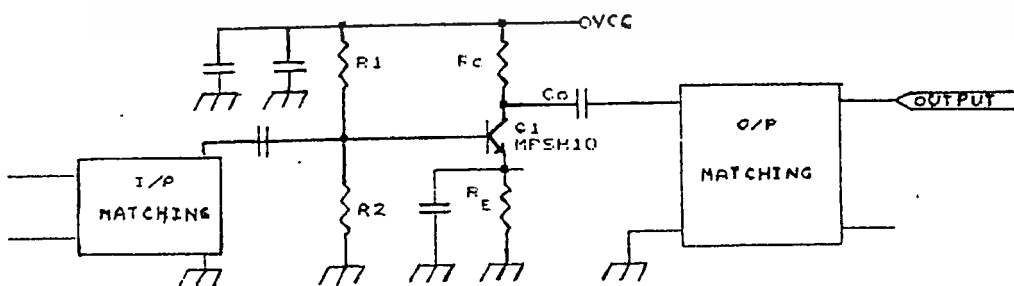
$$\lambda/4 = 0.475/2 = 23.75 \text{ Cm}$$

### - วงจรขยายสัญญาณ RF Amp

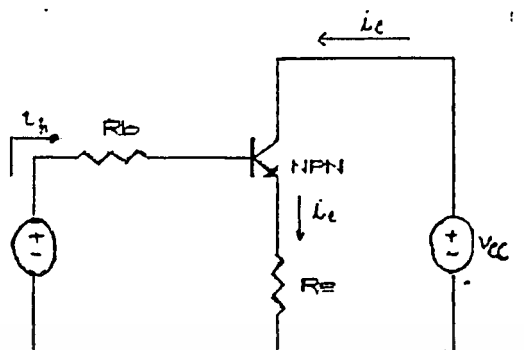
การคำนวณ DC BIAS ของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

การคำนวณ DC BIAS ให้กับวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงจำเป็นต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของวงจรอย่างมาก โดยเฉพาะค่า  $R_{in}$  ในวงจร เพราะอาจทำให้วงจรเกิดการไม่เสถียรภาพขึ้นได้ หรือทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในวงจรมากขึ้น ในการออกแบบจึงต้องพิจารณาช่วงอุณหภูมิที่ใช้งาน วงจรขยายสัญญาณความถี่สูงเป็นหลัก เพราะอุณหภูมิจะมีผลต่อพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์ เช่น ค่า  $\beta$ ,  $V_{be}$  และ  $I_{cbo}$

วงจรที่นำมาใช้งานในที่นี้มีลักษณะดังรูป 3.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4

จากวงจรซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณ Class A จะได้

$$I_c = \beta I_b + (1 + \beta) I_{e0}$$

ดังนั้น

$$I_b = \frac{I_c - (1 + \beta) I_{e0}}{\beta} \quad (1)$$

และ

$$V_{bb} = I_{e0} R_e + I_b (R_b + R_e) + V_{be} \quad (2)$$

แทนค่า  $I_b$  ใน (1) ลงใน (2) แล้วได้

$$I_{e0} = \frac{\beta (V_{bb} - V_{be}) + (1 + \beta) (R_b + R_e) I_{c0}}{[\beta R_b + (1 + \beta) R_e][R_b + (1 + \beta) R_e]}$$

จากสมการจะเห็นว่า เสถียรภาพของการไบอัสขึ้นอยู่กับค่า  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ โดยที่ค่า  $\beta$  มีค่าไม่คงที่ ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และโครงสร้างของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ดังนั้น ถ้าต้องการให้วงจรมีเสถียรภาพดีก็ต้องทำให้การไบอัสวงจรขึ้นกับค่า  $\beta$  น้อยที่สุด ซึ่งจากสมการ (3) จะเห็นได้ว่าทำได้โดยให้  $R_e$  มีค่ามาก ๆ และ  $R_b$  มีค่าน้อย ๆ จึงจะได้  $(1 + \beta) R_e \gg R_b$  และให้  $V_{bb} \gg V_{be}$  เพื่อให้กระแสคอลเลคเตอร์ไม่ขึ้นกับค่า  $V_{be}$  ของทรานซิสเตอร์สมการ (3) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_c = \frac{\beta(V_{be}) + R_b + R_e I_{c0}}{(1 + \beta)R_e + R_b}$$

เพื่อให้ง่ายแก่การคำนวณจึงให้  $I_{c0} = 0$  เพราะค่า  $I_{c0}$  มีค่าน้อยมากและค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่อุณหภูมิต่าง ๆ สามารถหาค่าได้ดังนี้

พารามิเตอร์	ซิลิกอนทรานซิสเตอร์	เจอร์มันเนียมทรานซิสเตอร์
$\beta(25 + \Delta T)$	$\beta(25)(1 + \Delta T/80 \text{ C})$	$\beta(25)(1 + \Delta T/60 \text{ C})$
$V_{be}(25 + \Delta T)$	$(0.60 + 0.002\Delta T)$	$(0.20 + 0.002\Delta T)$

โดยให้  $\Delta T = T_2 - T_1$  และค่ากระแสคอลเลคเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงในช่วง  $I_{c1}$  ถึง  $I_{c2}$  โดยมีค่าเท่ากับ  $I_{c1}$  ที่อุณหภูมิ  $T_1$  และมีค่า  $I_{c2}$  ที่อุณหภูมิ  $T_2$  และให้  $T_2 > T_1$

ค่า  $I_c$  สามารถกำหนดได้โดยดูจาก Data Sheet ของทรานซิสเตอร์โดยพิจารณาจากค่าสูงสุดของกระแสคอลเลคเตอร์ และค่า Dissipation Rating ของทรานซิสเตอร์ และถ้าต้องการให้มี Noise Figure ต่ำ ก็พิจารณาได้จากกราฟระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรถ่าย และค่ากระแสคอลเลคเตอร์ที่ Noise figure ค่าต่าง ๆ ส่วนค่า  $I_{c2}$  ก็กำหนดได้โดยให้มีค่าต่างจาก  $I_{c1}$  ประมาณ 10 - 20 % ของ  $I_{c1}$  ขึ้นอยู่กับว่าเราต้องการให้วงจรมเสถียรภาพมากน้อยแค่ไหน ส่วนค่า  $\beta(25)$  เป็นค่า  $\beta$  ที่อุณหภูมิ 25 C ซึ่งสามารถดูได้จาก Data Sheet ของทรานซิสเตอร์เช่นกัน

จากค่า  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  นำมาหาค่าเฉลี่ยของกระแสคอลเลคเตอร์ ( $I_{cn}$ ) และค่าเปอร์เซ็นต์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ (P) โดย

$$I_{cn} = (I_{c1} + I_{c2}) / 2 \quad (4)$$

$$I_c = I_{cn} + P \% / I_{cn} / 100 \quad (5)$$

เมื่อ  $I_{c1} > I_{c2}$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{c1} = I_{cn} (1-P)$$

และ  $I_{c2} = I_{cn} (1+P)$

ให้  $I_{c1}/I_{c2} = N$

จะได้  $N = \frac{1+P}{1-P}$

และ  $P = \frac{N-1}{N+1}$

จากสมการ (3) จะได้

$$V_{bb} = \frac{V_{bn} + I_c [R_b + (1+\beta)R_n]}{\beta}$$

ที่อุณหภูมิสูงสุด  $T_2$  จะได้

$$V_{bb} = \frac{V_{bn2} + I_{c2} [R_b + (1+\beta_2)R_n]}{\beta} \quad (6)$$

และที่อุณหภูมิต่ำสุด  $T_1$  จะได้

$$V_{bb} = \frac{V_{bn1} + I_{c1} [R_b + (1+\beta_1)R_n]}{\beta} \quad (7)$$

(7)-(6) และหาค่า  $R_b$  จะได้

$$R_b = \frac{R_n \{ [(1+\beta_2)/\beta_2] I_{c2} - [(1-\beta_1)/\beta_1] I_{c1} \} - (V_{bn1} - V_{bn2})}{I_{c1}/\beta_1 - I_{c2}/\beta_2} \quad (8)$$

จากสมการจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้

$$R_b = AR_n - B \quad (9)$$

โดยที่

$$A = \frac{[(1+\beta_2)/\beta_2] I_{c2} - [(1-\beta_1)/\beta_1] I_{c1}}{I_{c1}/\beta_1 - I_{c2}/\beta_2} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = \frac{V_{b=1} - V_{b=2}}{I_{c1}/\beta_1 - I_{c2}/\beta_2} \quad (11)$$

หรือ

$$A = \frac{N(1+\beta_2) - (\beta_2/\beta_1)(1+\beta_1)}{\beta_2/\beta_1 - N}$$

$$B = \frac{\beta_2 (V_{b=1} - V_{b=2})}{I_{c1} (\beta_2/\beta_1 - N)}$$

แทนค่าสมการ (9) - (10) ลงในสมการ (6) หรือ (7) จะได้

$$V_{bb} = F + GR_{min} \quad (14)$$

$$F = \frac{I_{c1} V_{b=2}/\beta_1 - I_{c2} V_{b=1}/\beta_2}{I_{c1}/\beta_1 - I_{c2}/\beta_2} \quad (15)$$

$$G = \frac{I_{c1} I_{c2} (\beta_2 - \beta_1)}{\beta_1 \beta_2 (I_{c1}/\beta_1 - I_{c2}/\beta_2)} \quad (16)$$

เสถียรภาพของวงจรจะดีที่สุดเมื่อ  $R_{min} = B/A$  มีค่าเป็นบวก  
จากสมการ (8) แทนค่า  $I_{c2} = NI_{c1}$  จะได้

$$N = \frac{[R_b + (1+\beta_1)R_{min}]/\beta_1 + (V_{b=1} - V_{b=2})/I_{c1}}{[R_b + (1+\beta_2)R_{min}]/\beta_2} \quad (17)$$

จากสมการ (17) ทำให้เราทราบว่าเสถียรภาพของวงจรเปลี่ยนไปอย่างไรเมื่อเราใช้  $R_b$  และ  $R_{min}$  ค่าต่าง ๆ เมื่อ  $I_{c1}$  คงที่ โดยถ้า  $N > N_{min}$  ก็แสดงว่าวงจรจะมีเสถียรภาพได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{(V_{cc} - V_{bb})R_2}{V_{bb} + I_b R_2}$$

$$R_{bb} = R_1 // R_2 = (R_1 R_2) / (R_1 + R_2)$$

$$R_1 = R_{bb} (1 + R_1 / R_2)$$

แทนค่า  $R_1$

$$\frac{(V_{cc} - V_{bb})R_2}{V_{bb} + I_b R_2} = \frac{R_{bb} [1 + (V_{cc} - V_{bb})R_2]}{(V_{bb} + I_b R_2)R_2}$$

$$(V_{cc} - V_{bb})R_2 = (V_{bb} + I_b R_2)R_{bb} + R_{bb}(V_{cc} - V_{bb})$$

$$= (V_{cc} + I_b R_2)R_{bb}$$

$$(V_{cc} - V_{bb} - I_b R_{bb})R_2 = R_{bb} V_{cc}$$

ดังนั้น

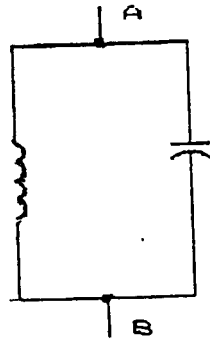
$$R_2 = \frac{R_{bb} V_{cc}}{V_{cc} - V_{bb} - I_b R_{bb}} \quad (19)$$

$$R_1 = R_{bb} R_2 / (R_2 - R_{bb}) \quad (20)$$

### -วงจร Tune RF Amp

วงจรนี้ประกอบด้วย Tank Circuit ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5

จากวงจรในรูปที่ 3.5 ที่ความถี่ Resonance จะทำให้  $X_C = X_L$  ซึ่งเราสามารถหาค่าความถี่นี้ได้จากสมการ

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (9)$$

ณ ที่ความถี่นี้จะทำให้ Impedance ระหว่างจุด A กับ B มีค่าสูงสุดทำให้กระแสไหลผ่านน้อยที่สุด

**การคำนวณวงจรเลือกความถี่**

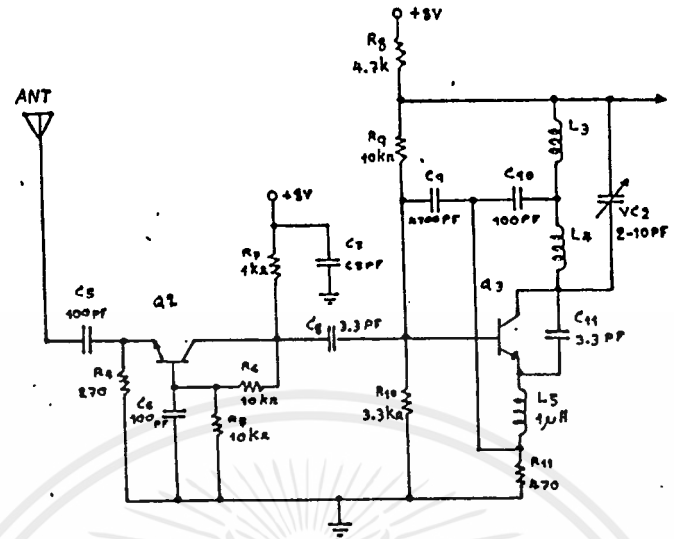
จากสมการ (9)

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

เราสามารถคำนวณหาค่า L ได้โดย

$$L = 1/(4 \times 10^{-12}) (2\pi \times 360 \times 10^6)^2 = 70 \text{ nH}$$

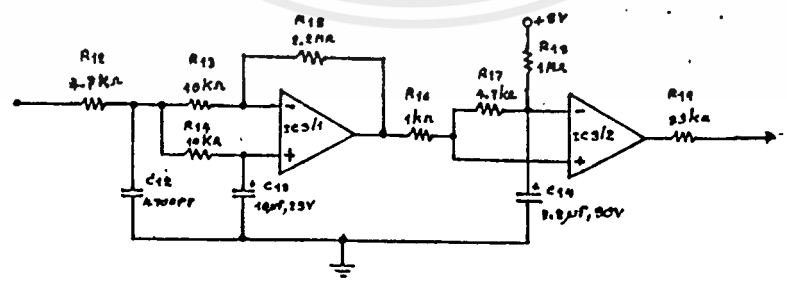
ในวงจรจริงเราใช้ การปรับค่า L ไปจนได้ค่าตามต้องการ



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Tune RF Amp

จากวงจรจะเห็นได้ว่า Tank Circuit จะเป็นตัวเลือกความถี่ และกำหนดกระแสเข้าสู่ Transistor Q<sub>2</sub>

-วงจร LPF & Schmitt Trigger



รูปที่ 3.7 แสดงวงจร LPF & Schmitt Trigger

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

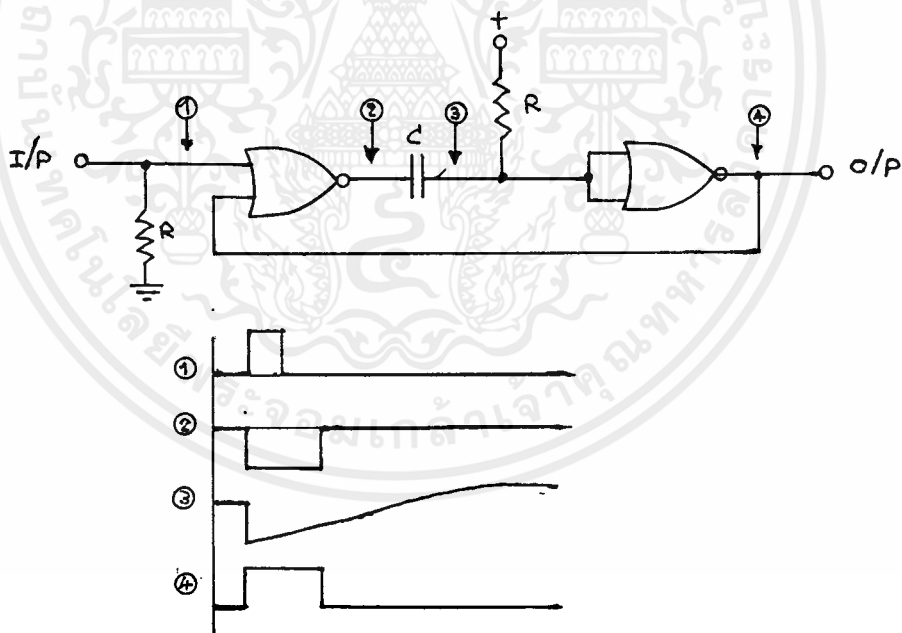
## บทที่ 4

### วงจรควบคุม

วงจรควบคุมจะแยกออกเป็นสองส่วนคือชุดควบคุมภายในรถยนต์ และชุดควบคุมประตูบ้านโดยวงจรควบคุมทั้งสองส่วนจะประกอบไปด้วย วงจร Monostable วงจรสวิตช์ Transistor วงจรฟลิปฟลอป เป็นต้น

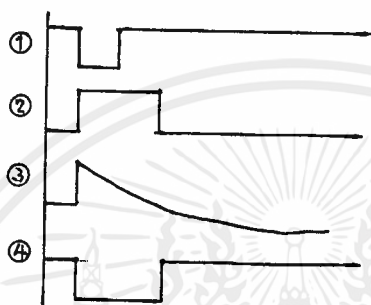
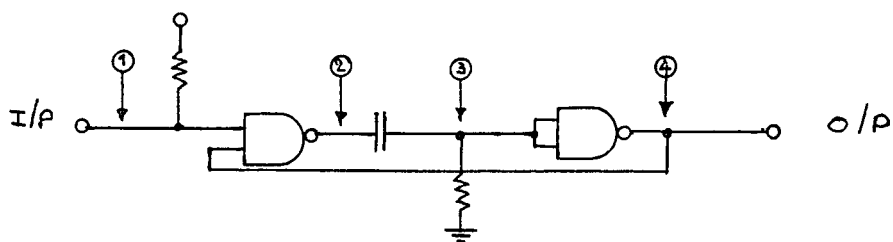
#### วงจร Monostable

วงจรโมโนสเตเบิล เป็นวงจรที่ให้คลื่นสี่เหลี่ยมออกมาที่เอาต์พุทในแต่ละครั้งที่มีการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ซึ่งสัญญาณกระตุ้นภายนอกในที่นี้ใช้โลจิกเกตมาทำเป็นวงจรโมโนสเตเบิลดังรูปที่ 4.1



( a )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 4.1 (a) แสดงวงจร Monostable ที่ใช้ NOR Gate  
(b) แสดงวงจร Monostable ที่ใช้ NAND Gate

จากรูปที่ 4.1 (a) เป็นวงจร Monostable แบบใช้ NOR Gate คือเมื่อมีสัญญาณทรigger เข้ามาทางอินพุต ซึ่งปกติเอาต์พุตจะเป็น "0" ทำให้ที่จุด 2 เปลี่ยนจาก "1" ไปเป็น "0" ทำให้กระแสไหลผ่าน R และ C ทำให้ช่วงแรกที่จุด 3 เป็น "0" ที่จุด 4 ก็จะเป็น "1" ตลอด จนกระทั่ง C ชาร์จประจุจนถึงแรงดัน  $1/2 V_{CC}$  จะทำให้จุด 3 ถือว่าเป็น "1" ทำให้จุดที่ 4 เปลี่ยนจาก "1" ไปเป็น "0" เพื่อรอสัญญาณทรigger ใหม่ ซึ่งระยะเวลาพัลส์เอาต์พุตคำนวณได้ดังนี้

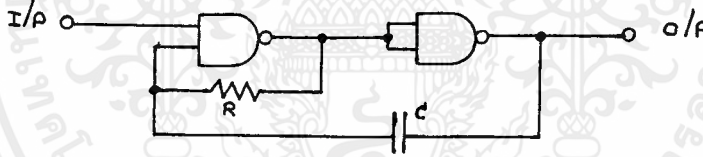
$$T = 1.4RC$$

จากรูปที่ 4.1 (b) เป็นวงจรโมนอสเตเบิลเช่นเดียวกัน แต่ใช้ NAND Gate คือ สภาวะปกติอินพุตจะมีลอจิก "1" และเอาต์พุตก็มีลอจิก "1" เช่นเดียวกันเมื่อมีสัญญาณทริก เข้ามาทางอินพุตเป็น "0" จะทำให้จุด 2 ซึ่งปกติอยู่ในสภาวะ "0" เปลี่ยนไปเป็น "1" ทำให้จุด 3 เป็น "1" ด้วย และจุด 4 ก็จะเป็นสภาวะ "0" ตลอดจนกระทั่งกระแสที่ไหล ผ่าน R และ C ชาร์จประจุเต็มจะทำให้ที่จุด 3 เปลี่ยนสภาวะจาก "1" เป็น "0" ทำให้ จุด 4 เปลี่ยนสภาวะกลับมาเป็น "1" ตามเดิม ระยะเวลาที่เอาต์พุตที่จุด 4 สามารถหา ได้จากสมการนี้

$$T = 1.4RC$$

### วงจร Astable

วงจรอสเตเบิลเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม โดยใช้ NAND Gate ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจร Astable ที่ใช้ NAND Gate

เมื่ออินพุตเป็น "1" จะทำให้เอาต์พุตผลิตสัญญาณสี่เหลี่ยม

เมื่ออินพุตเป็น "0" จะทำให้เอาต์พุตไม่ผลิตสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งเอาต์พุตจะเป็น "0" ตลอด ซึ่งความถี่สามารถคำนวณได้จาก

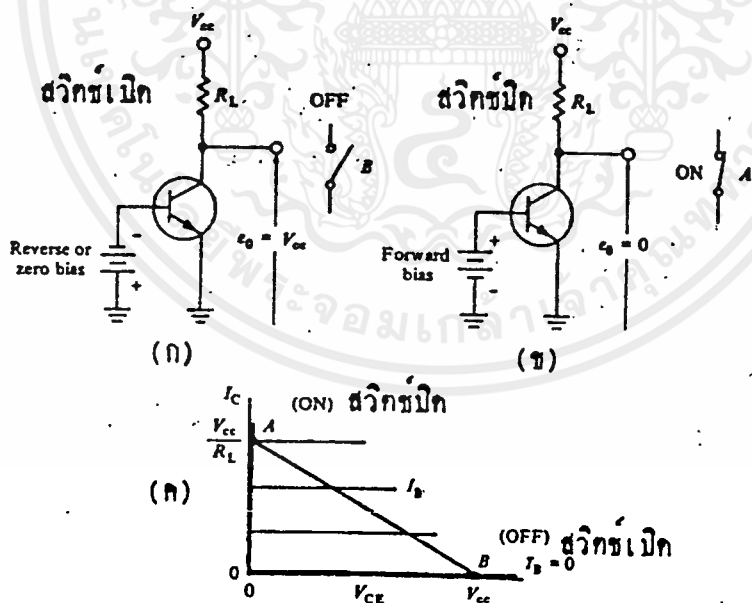
$$f = 1/2.2RC$$

$$T = 2.2RC$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สวิตช์ทรานซิสเตอร์ (Transistor Switch)

ทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้แทนสวิตช์ได้ กล่าวคือขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะที่ไม่ทำงาน (ได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ) ซึ่งจะไม่ยอมให้กระแสไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ก็คล้ายกับเป็นสวิตช์ซึ่งเปิดออก ดังรูปที่ 4.3 (ก) ในภาวะนี้จะตรงกับตำแหน่ง B ในกราฟคุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (ค) ภาวะนี้เกิดขึ้นได้ เนื่องจากรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบสของทรานซิสเตอร์ ได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับจากภายนอก ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ (ไม่มีกระแสผ่านทรานซิสเตอร์) แต่เมื่อรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์ และเบสของทรานซิสเตอร์ได้รับแรงดันไบอัสตรงแล้ว จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ กล่าวคือยอมให้กระแสไหลผ่านได้ และถ้าหากขนาดของแรงดันไบอัสนี้มีค่ามากพอ ทรานซิสเตอร์ก็จะยอมให้กระแสไหลผ่านได้มากขึ้นกระทั่งอยู่ในภาวะอิ่มตัวดังแสดงในรูปที่ 4.3 (ข) นั่นคือกระแสคอลเลกเตอร์จะถูกกำหนดได้ด้วยขนาดค่าความต้านทานภายนอก  $R_L$  เนื่องจากในภาวะนี้ค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ (หรือน้อยมากกระทั่งพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์) ดังนั้นทรานซิสเตอร์จึงกระทำตัวคล้ายกับเป็นสวิตช์ที่ปิด เพื่อให้กระแสไหลผ่านได้ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (ค)



รูปที่ 4.3 (ก) ขณะ Transistor OFF

(ข) ขณะ Transistor ON

(ค) แสดง Load Line ของ Transistor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในกรณีทรานซิสเตอร์ (ประเภทรอยต่อ) ถูกต่ออยู่ในวงจรลักษณะอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter) กระแส  $I_b$  จะทำหน้าที่ควบคุมขนาดของกระแสคอลเลคเตอร์  $I_c$  ทั้งนี้โดยที่  $I_c = \beta I_b$  ( $\beta$ : อัตราการขยายของทรานซิสเตอร์นี้) ดังนั้นในทางอุดมคติ อาจกล่าวได้ว่า กระแสเบสขนาดเล็กน้อยอาจควบคุมให้ได้กระแสคอลเลคเตอร์จำนวนมากได้ ขนาดของกระแสเบส กำหนดได้โดยแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบสเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ หรือทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบสอยู่ในลักษณะไบอัสย้อนกลับ (Reverse Biased) กระแสคอลเลคเตอร์  $I_c$  จะมีค่าเป็นศูนย์ และเมื่อแรงดันอินพุตทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์ และเบสอยู่ในลักษณะไบอัสตรง (Forward Biased) (จะต้องมีค่าราว 0.7 โวลต์ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ทำจากซิลิกอน) แล้ว ทรานซิสเตอร์จะทำงานและอยู่ในภาวะอิ่มตัว (Saturation) ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตเพียงเล็กน้อย (จาก 0-0.7 โวลต์ ในซิลิกอนทรานซิสเตอร์) จะมีผลทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ที่เอาท์พุทมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากมาได้

จากรูปที่ 4.3 (ค) ที่จุด A บนเส้นโหลด (Load Line) กระแสคอลเลคเตอร์จะมีค่าสูง โดยที่แรงดันซึ่งตกคร่อมระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียกำลังงานใดๆในทรานซิสเตอร์เลย และเมื่อพิจารณาที่จุด B บนเส้นโหลดจะเห็นว่ากระแสคอลเลคเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ แต่แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์มีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  ดังนั้นจึงไม่มีการสูญเสียกำลังงานใด ๆ ในทรานซิสเตอร์อีกเช่นกัน ซึ่งสำหรับทรานซิสเตอร์ในอุดมคติเมื่อกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังงานส่วนใหญ่จะปรากฏที่โหลด  $R_L$  และทรานซิสเตอร์จะมีการสูญเสียกำลังงานเพียงเล็กน้อย และกำลังงานจะสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ เฉพาะช่วงของการเปลี่ยนแปลงภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ จากลักษณะของสวิตช์ปิด (ON) ไปเป็นลักษณะของสวิตช์เปิด (OFF) เท่านั้น

**สวิตช์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน**

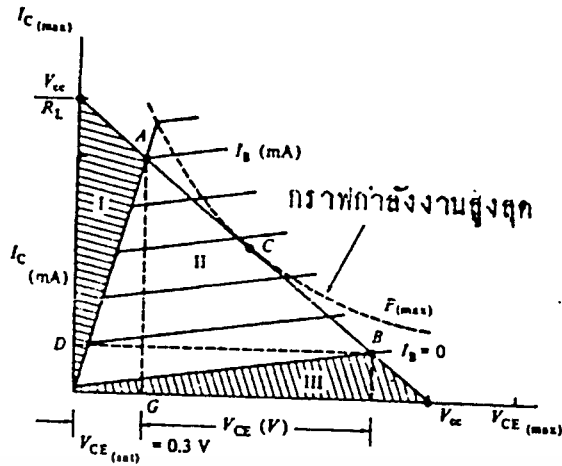
รูปที่ - 4.4 เป็นรูปที่แสดงคุณสมบัติลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานจริงๆ ในวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม ซึ่งจะเห็นได้ว่าแตกต่างจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ กล่าวคือพื้นที่ส่วนที่ 1 แสดงย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะอิ่มตัว (Saturation Region) ซึ่งในย่านนี้ทั้งรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส และคอลเลคเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันไบอัสตรง ในพื้นที่ในส่วนที่ 2 แสดงย่านที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะแอคทีฟ (Active Region) ซึ่งเป็นย่านการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายสัญญาณประเภท A โดยทั่วไป ซึ่งรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันไบอัสตรง แต่รอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันย้อนกลับ และในส่วนที่ 3 ของรูปที่ 4.3 แสดงย่านคัทออฟ (cut off region) ทรานซิสเตอร์ในย่านนี้ รอยต่ออิมิตเตอร์กับเบส และคอลเลคเตอร์กับเบสจะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ

นอกจากนี้เส้นกราฟ ซึ่งแสดงค่าสูงสุดที่จะสูญเสียในทรานซิสเตอร์ได้ (Maximum Power Dissipation) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 และเขียนแทนด้วย  $P_{max}$  นั่นก็คือค่าสูงสุดของกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ ซึ่งก็คือผลคูณของแรงดันสูงสุดระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์  $V_{ce\ max}$  ที่ทรานซิสเตอร์จะทนได้ กับค่าของกระแสสูงสุดของคอลเลคเตอร์  $I_{c\ max}$  ที่สามารถไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกนำไปใช้งานใด ๆ ก็ตาม เช่นตัวขยายสัญญาณหรือทำหน้าที่เป็นสวิทช์ที่ดี ค่าของกระแสหรือแรงดัน หรือกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์ได้รับจะต้องมีค่าไม่เกินกว่าค่าสูงสุดเหล่านี้

ในรูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นกราฟความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานจริงและถูกต่ออยู่ในวงจรแบบอิมิตเตอร์รวมจะเห็นว่าที่จุด A บนเส้นโหลด (load line) แรงดันระหว่างอิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะไม่เป็นศูนย์เหมือนในรูปที่ 4.3 แต่จะมีค่าราว 0.3 โวลต์ แรงดันนี้เรียกว่า " แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ในภาวะอิ่มตัว " (Collector-Emitter Voltage at Saturation) และเขียนแทนได้ด้วย  $V_{ce\ sat}$  สำหรับซิลิกอนทรานซิสเตอร์ มีค่าราว 0.3 โวลต์ ซึ่งค่าที่แท้จริงของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น จะขึ้นอยู่กับกระแสคอลเลคเตอร์และอาจมีค่าอยู่ในช่วง 0.1 - 0.5 โวลต์ และในเยอรมันเนียมปกติมีค่าราว 0.1 โวลต์ ที่จุด B ของเส้นโหลดของรูปที่ 4.3 ก็เช่นเดียวกัน ถึงแม้ว่ากระแสเบสซึ่งเป็นกระแสอินพุทจะมีค่าเป็นศูนย์ก็ตาม แต่กระแสคอลเลคเตอร์หรือกระแสเอาท์พุทจะมีเป็นศูนย์ กระแสคอลเลคเตอร์ดังกล่าวนี้เกิดขึ้นจากกระแสอิมิตเตอร์ย้อนกลับ ของรอยต่อคอลเลคเตอร์ซึ่งเขียนแทนได้ด้วย  $I_{cbo}$



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ Transistor ที่ใช้งานจริง ในวงจรแบบ Common Emitter

กระแสคอลเลคเตอร์ซึ่งไหลขณะที่อิมิตเตอร์ถูกเปิดวงจรออก และรอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบสได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับนี้เราเรียกว่า "กระแสย้อนกลับของรอยต่อคอลเลคเตอร์" (Reverse Collector Current) เขียนแทนได้ด้วย  $I_{c0}$  หรือ  $I_{cbo}$  กระแสนี้จะประกอบด้วยกระแสย่อยสองส่วนคือ กระแสรั่วที่เกิดขึ้นบริเวณรอบ ๆ รอยต่อคอลเลคเตอร์ (ไม่ไหลผ่านรอยต่อ) และกระแสอิมิตัว ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากความร้อน สำหรับกระแสรั่วจะขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัส ส่วนขนาดของกระแสอิมิตัวจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ เป็นส่วนใหญ่ ในทางปฏิบัติขนาดของกระแส  $I_{c0}$  จะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าทุกๆ 10 องศาที่เพิ่มขึ้น ในวงจรขณะที่ทรานซิสเตอร์ถูกต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วมและกระแสเบสมีค่า  $I_B$  กระแสคอลเลคเตอร์มีค่า  $I_C$  อัตราการขยายกระแสตรงของทรานซิสเตอร์ในภาวะนี้เขียนแทนด้วย  $h_{FE}$

$$\text{โดยที่ } h_{FE} = I_C / I_B$$

และในช่วงของการเปลี่ยนแปลงของกระแส  $\Delta I_B$  ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์  $\Delta I_C$  อัตราส่วนดังกล่าวนี้จะแสดงอัตราการขยายกระแสกลับของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเขียนแทนได้ด้วย  $h_{FE}$  โดยที่

$$h_{FE} = \Delta I_C / \Delta I_B$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าของ  $h_{FE}$  ที่ตำแหน่งของ  $I_C$  ค่าต่างๆ อาจมีค่าแตกต่างกันได้ เหตุนี้การกำหนดค่า  $h_{FE}$  ของแต่ละวงจรจะต้องคำนึงถึงว่ากระแสคอลเลคเตอร์ในวงจรมีค่าเท่าใด

### การเปิด - ปิดสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ

จากวงจรของทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 4.3 (ก) และ (ข) ซึ่งแสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์คล้ายกับสวิตช์ซึ่งเปิด ปิดตามลำดับ ดังนั้นถ้าหากวงจรทางด้านอินพุต มีแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ดังรูปที่ 4.9 (ก) นี้ก็สามารถที่ควบคุมให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นสวิตช์ซึ่งเปิดและปิดได้

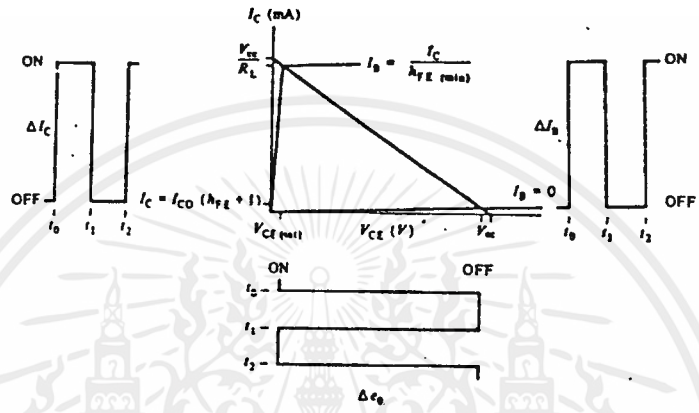
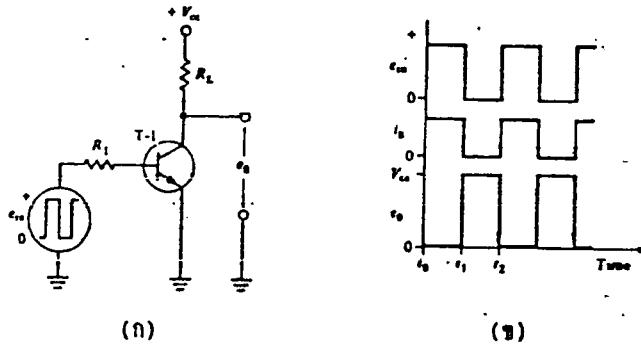
### การวิเคราะห์วงจรสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ

วงจรสวิตช์ทรานซิสเตอร์อย่างง่ายๆ แสดงในรูปที่ 4.5 (ก) ถ้าหากต้องการให้ขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} e_o &= 20 \text{ V} \\ e_{in} &= 5 \text{ V} \\ I_C &= 20 \text{ mA} \end{aligned}$$

และโดยที่สมมุติว่าทรานซิสเตอร์นี้เป็นแบบซิลิกอน NPN ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

$$\begin{aligned} h_{FE} &= 40 \\ V_{BE} &= 0 \text{ (ในทางอุดมคติ)} \\ V_{CE} &= 0 \text{ (ในทางอุดมคติ)} \\ I_{CBO} &= 0 \text{ (ในทางอุดมคติ)} \end{aligned}$$



รูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรสวิทช์ในทางอุดมคติ

**การวิเคราะห์**

เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ดังนั้นค่าของ  $V_{CC}$  จะเป็นตัวกำหนดแรงดันที่เอาท์พุท ดังนั้นค่าของ  $V_{CC}$  จะต้องเป็น + 20 โวลท์

ถ้าหากค่าของกระแสคอลเลคเตอร์  $I_C = 20 \text{ mA}$  ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในภาวะอิ่มตัว ค่าของความต้านทาน  $R_L$  จะต้องมิดังนี้

$$R_L = V_{CC}/I_c = 20/20 \text{ mA} = 1K$$

ในภาวะอิ่มตัวกระแสคอลเลคเตอร์  $I_C = 20 \text{ mA}$  และ  $h_{FE} = 40$  ดังนั้นกระแสเบสที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัวก็คือ

$$I_B = I_C/h_{FE} = 20/20\text{mA} = 0.5 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นที่เวลา  $t+0$  แรงดันของสัญญาณอินพุต = +5 โวลต์ (ไบอัสตรง) จากกฎของแรงดันเคอร์ชอฟฟ์เมื่อพิจารณาวงจรทางด้านอินพุตจะได้ว่า

$$\begin{aligned} e_{in} &= E_{R_1} + V_{BE} \\ &= I_B R_1 + V_{BE} \end{aligned}$$

และสมมติว่าเป็นทรานซิสเตอร์ในอุดมคติ  $V_{BE} = 0$  โวลต์

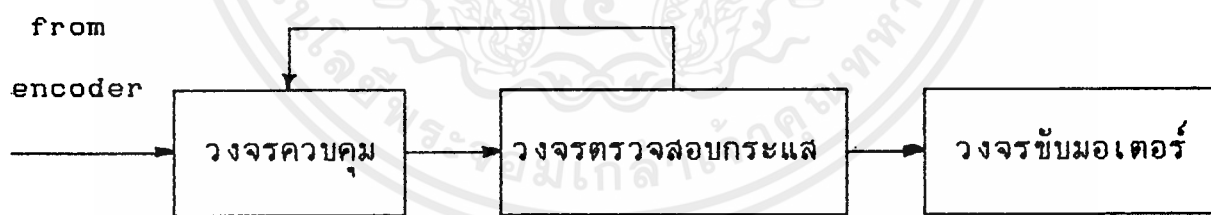
$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad e_{in} &= I_B R_1 \\ \text{หรือ} \quad R_1 &= e_{in} / I_B = 5 / 5 \text{ mA} = 10 \text{ K} \end{aligned}$$

นั่นคือค่า  $VCC = +20$  โวลต์ ,  $R_L = 1\text{K}$  ,  $R_1 = 10 \text{ K}$

เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่า +5 โวลต์ ทรานซิสเตอร์จะทำงานในภาวะอิ่มตัวมีกระแสไหลเต็มที่ 20 mA ทรานซิสเตอร์จึงทำหน้าที่คล้ายสวิตช์ปิดเปิด

### วงจรควบคุมประตูบ้าน

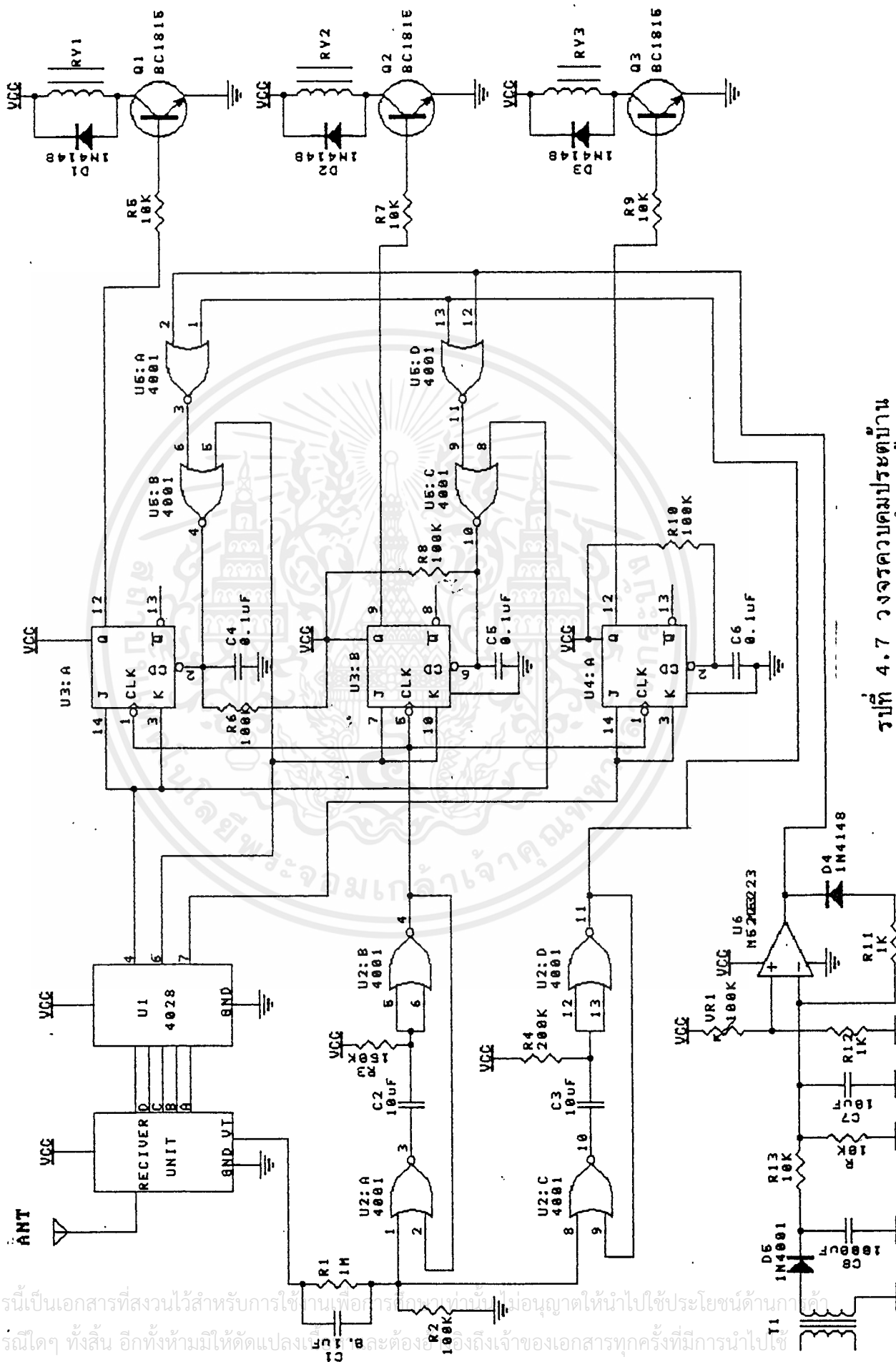
วงจรควบคุมประตูบ้าน สามารถเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 Block Diagram ชุดควบคุมประตูบ้าน

จาก Block Diagram จะประกอบไปด้วย วงจรควบคุม วงจรตรวจสอบกระแสและมอเตอร์ และวงจรขั้วมอเตอร์ โดยวงจรควบคุมจะรับสัญญาณควบคุมจาก encoder ไปทำการควบคุมมอเตอร์ ในส่วนของวงจรตรวจสอบกระแสจะคอยตรวจสอบว่ามอเตอร์เกิดการ กินกระแสมากกว่าปกติหรือไม่ ถ้าผิดปกติก็จะส่งสัญญาณไปทำการรีเซตวงจรควบคุม ทำให้วงจรขั้วมอเตอร์หยุดทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 วงจรสมบูรณของชุดควบคุมประตูบ้านแสดงดังรูปที่ 4.7  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรควบคุมปรอทบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกา  
 ไม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การเปิดประตู

เมื่อเครื่องส่ง ส่งข้อมูลคือ 7 มา IC1 ก็จะแปลงข้อมูล 7 ให้เป็นฐาน 10 ซึ่งทำให้ขา 4 ของ IC1 เป็น "1" ขณะเดียวกัน VT ก็จะเป็น "1" ด้วยซึ่งขณะที่ขา 14 และขา 3 ของ IC3/1 เป็น "1" และที่ขา 8 ของ IC 5/3 ก็เป็น "1" ด้วย ซึ่งจะรอสัญญาณ clock จากโมโนสเตเบิล IC2/1, IC2/2 โดยประมาณ 2 วินาทีหลังจากกดปุ่ม ถ้าสัญญาณเกิดขึ้นที่ขา 1,5 ของ IC3/1 จะทำให้ Q ของ IC3/1 เปลี่ยนจาก "0" ไปเป็น "1" ทำให้ Tr1 ทำงาน Ry1 ก็จะทำงานด้วย มอเตอร์ก็จะหมุน ซึ่งขณะเดียวกันก็จะรีเซ็ต IC3/2 เข้าด้วย ซึ่งขณะที่มอเตอร์ไม่เดินจะมีวงจรมอนอสเตเบิลอีกชุดคือ IC2/3, IC2/4 เป็นตัวป้องกันการตรวจสอบกระแสของวงจร ซึ่งเวลาโมโนสเตเบิลชุดนี้จะมีเวลายาวกว่าโมโนสเตเบิลอีกชุดหนึ่งที่เป็น clock ให้กับ IC3/1, IC3/2, IC4/1

### การเปิดประตู

เมื่อกดปุ่มปิดประตูเครื่องส่งก็จะส่งข้อมูล 5 มายังเครื่องรับ IC1 ก็จะแปลงเป็นฐาน 10 จะได้เอาท์พุทที่ขา 6 จะเป็น "1" ขา 7, 10 ของ IC3/2 ก็จะเป็น "1" ขา 6 ของ IC5/2 ก็เป็น "1" เช่นกัน ขณะเดียวกัน VT ก็จะเป็น "1" จะทำให้โมโนสเตเบิล IC2/1, IC2/2 และโมโนสเตเบิล IC2/3, IC2/4 ทำงาน ทำให้มีสัญญาณ clock เข้าขา clock ของ IC3, IC4 Q ของ IC3/2 ก็จะเปลี่ยนจาก "0" เป็น "1" ทำให้ Tr2 ทำงาน Ry2 ก็ทำงานเช่นกัน มอเตอร์ก็จะหมุนปิด ขณะเดียวกันก็จะรีเซ็ต IC3/1 ทำให้ Q เปลี่ยนจาก "1" เป็น "0" ก็จะมีการป้องกันการตรวจสอบช่วงเริ่มต้นของมอเตอร์เช่นกัน

### การเปิด-ปิดไหลดอื่น

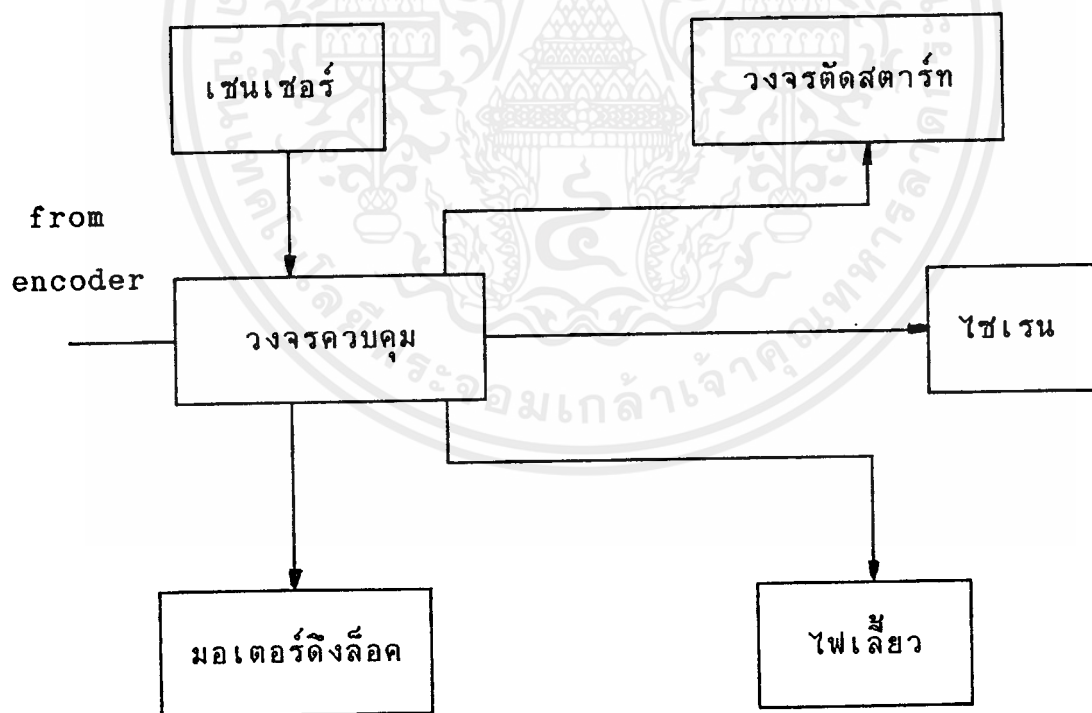
จากวงจรจะเหลือชุดควบคุม Relay อีกชุดหนึ่งเพื่อใช้ประโยชน์อื่นๆ ได้ โดยใช้ปุ่มอะลาม เมื่อกดปุ่มอะลามจะทำให้ขา 7 ของ IC1 เป็น "1" ป้อนมาให้ IC4/1 ขา 3, 14 ซึ่งเป็นการต่อแบบ T Flip-flop ซึ่งขณะเดียวกับ VT ก็เป็น "1" โมโนสเตเบิลทั้ง 2 ชุดทำงานจะได้สัญญาณจาก "0" เป็น "1" ถ้ามีการกดมาใหม่ก็จะทำให้ Q ของ IC4/1 เปลี่ยนจาก "1" ไปเป็น "0" เป็นอย่างนี้เรื่อยๆ ซึ่งเป็นการเปิด-ปิด ไหลด ที่เราจะนำไปต่อใช้งานนั่นเอง

### ชุดตรวจจับกระแส

จะใช้แกนเหล็กพันด้วยลวดที่มีอัตราส่วน 1: 2000 กระแสที่ไหลในมอเตอร์จะเหนี่ยวนำจาก Primary มาทาง Secondary ทำให้เกิดแรงดัน AC ผ่านวงจร HalfWave Rectifier นำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ขา 3 ของ IC 6 ซึ่งในขณะปกติ แรงดันที่ขา 3 จะมากกว่าที่ขา 2 ทำให้เอาต์พุตของ IC 6 เป็น "1" แต่เมื่อมอเตอร์มีการกินกระแสมากกว่าปกติ เช่นเมื่อประตูได้เปิดหรือปิดจนสุดแล้ว หรือในขณะที่เปิดหรือปิดนั้น อาจไปทับสิ่งของหรือชนเด็ก เป็นต้น ก็จะทำให้แรงดันที่ขา 2 มากกว่าที่ขา 3 จึงทำให้ขา 1 ของ IC 6 เป็น "0" ก็จะเป็นการรีเซ็ตมอเตอร์ทำให้มอเตอร์หยุดหมุนทันที

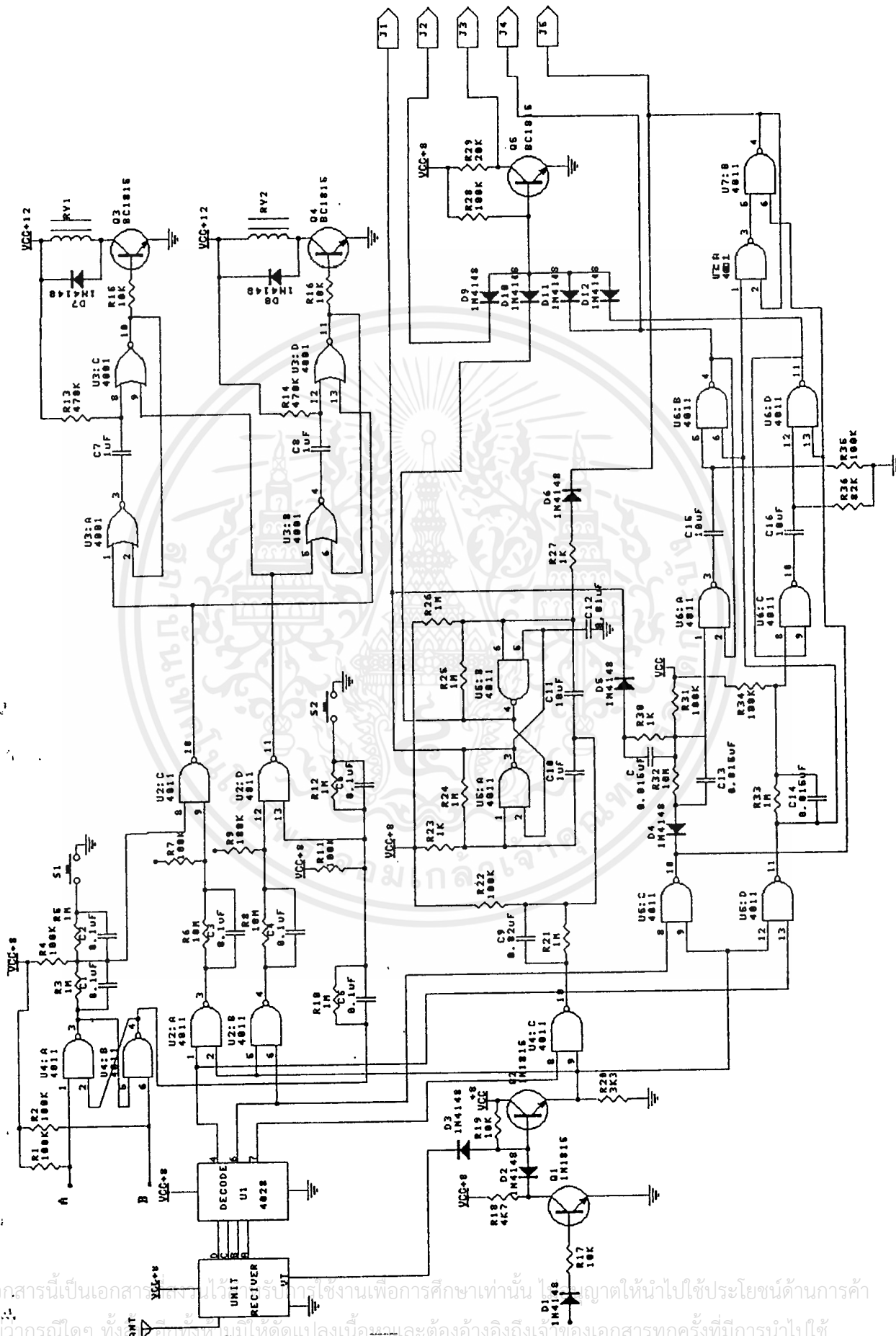
### วงจรควบคุมภายในรถยนต์

ในส่วนของวงจรควบคุมภายในรถยนต์ จะประกอบไปด้วยวงจรควบคุมหลาย ๆ ส่วน โดยสามารถเขียนเป็น Block Diagram ได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 Block Diagram วงจรควบคุมภายในรถยนต์

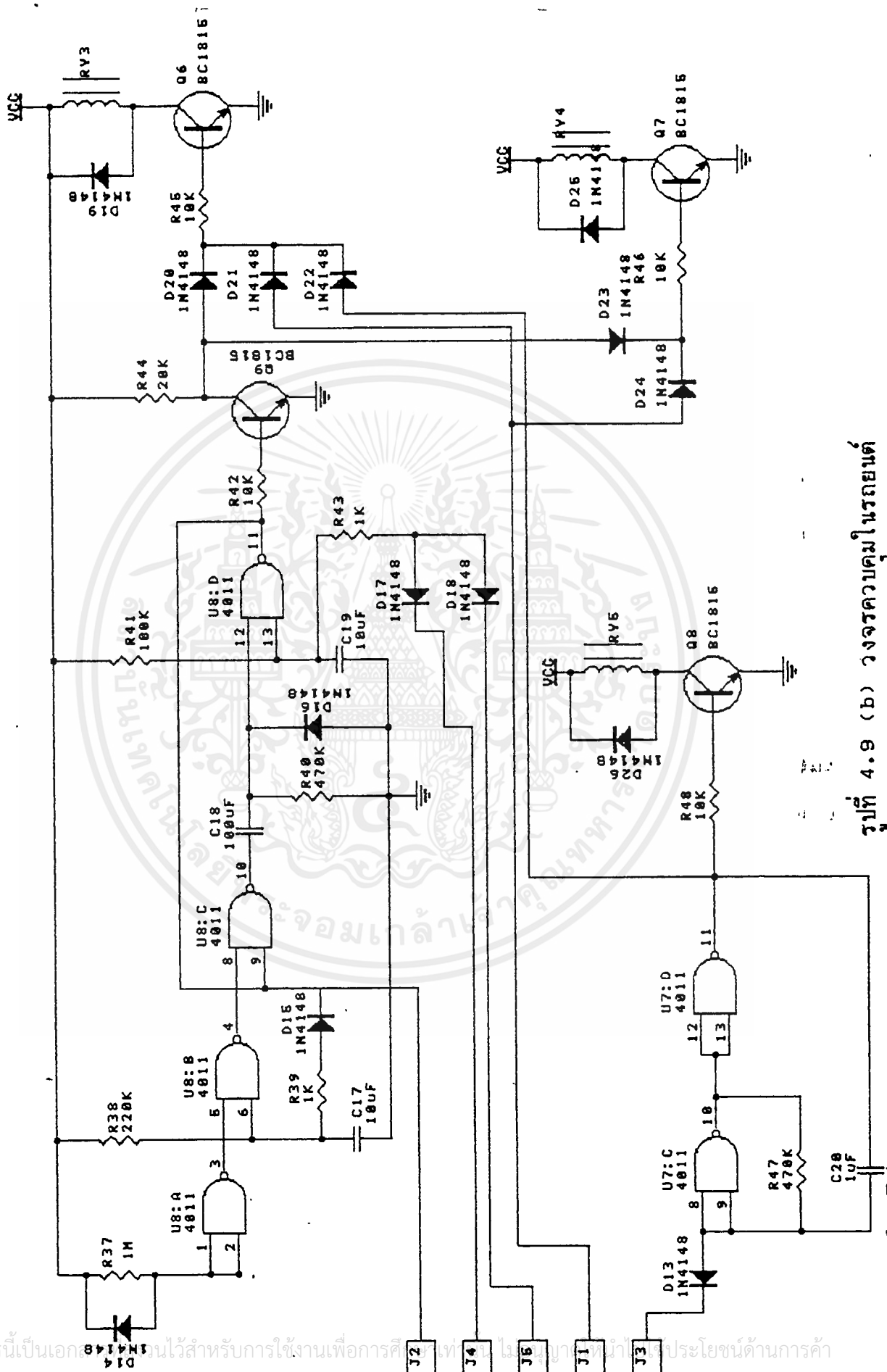
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 (a) วงจรควบคุมในรถยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ใช้เพื่อการเรียนการสอนและการทำวิจัยเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งนี้หากมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 (b) วงจรความถี่ในรถยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่อนุญาตให้มีการนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.9 (a) และ รูปที่ 4.9 (b) เป็นวงจรควบคุมในรถยนต์ ในที่นี้จะใช้ภาครับจาก PROJECT 1 โดยข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะส่งเข้า IC14028 ซึ่งทำหน้าที่ BCD-TO-DECIMAL DECODER ซึ่งในที่นี้เครื่องส่งจะมีการส่งข้อมูล 3 ตัว คือ 5, 6, 7 โดยที่จะใช้ข้อมูล 7 ในการเปิด และ 5 ในการปิด ส่วน 6 จะใช้ อดลาม โดย  $V_1, V_7$  จะเป็นสัญญาณควบคุม ซึ่งจะผ่านเข้าวงจร AND Gate ซึ่งประกอบด้วย  $T_{11}, D_2, D_3$  และ R19, R20 โดยจะ AND กับสถานะของ SW ON ซึ่งผ่านวงจร NOT GATE ซึ่งประกอบด้วย Tr1, D1, R17, R18 คือตัวสวิตช์ยังไม่บิดมาที่ ON จะใช้รีโมทในการควบคุมระบบควบคุมในรถยนต์ได้ แต่ถ้าสวิตช์บิดมาที่ ON จะไม่สามารถควบคุมระบบควบคุมในรถยนต์ได้ ซึ่งประโยชน์จะเห็นได้ว่าใช้ป้องกันการกดรีโมทในขณะที่ขั้วรถยนต์อยู่ได้ ถ้าดูจากวงจรรวมๆ จะเห็นว่าประกอบด้วยส่วนของวงจรควบคุมมอเตอร์ IC2 และ IC3 วงจรควบคุมอดลาม IC5/1, IC5/2 วงจรควบคุมไฟกระพริบ IC6, IC7 และวงจรกันขโมย IC8 ซึ่งจะอธิบายละเอียดทีละขั้นตอนดังนี้

### การทำงานช่วงเปิด

เมื่อเครื่องส่ง ส่งข้อมูล 7 มา จะทำให้ IC1 Decode ทำให้ขา "4" ของ IC1 มีสถานะเป็น "1" ในขณะเดียวกัน VT ก็จะเป็น "1" ทำให้เอาท์พุท IC2/1 เป็น "0" ส่งให้ขา 5 ของ IC 2/3 ซึ่งขณะที่ขา 6 เป็น "1" ทำให้เอาท์พุท IC2/3 เป็น "1" ไปทำให้วงจรโมโนสเทเบิลทำงาน ซึ่งประกอบด้วย IC3/1, IC3/2, C7, R13 ไปขับ Tr3 ทำให้ Ry1 ทำงานมอเตอร์ดึงล้อค จะดันล้อคขึ้น ขณะเดียวกันเอาท์พุท IC5/4 จะเป็น "0" ทำให้ IC 6/3 และ IC6/4 ต่อเป็นวงจรโมโนสเทเบิลทำงาน ทำให้เอาท์พุท IC6/4 เป็น "0" นานขึ้นอยู่กับค่าของ R36 และ C16 ผ่าน Tr5 ซึ่งต่อเป็นวงจร NAND GATE ที่จะทำให้ที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Tr5 เป็น "1" ทำให้วงจร Astable ซึ่งประกอบด้วย IC7/3, IC7/4, R47, C20 ทำงานซึ่งไฟจะกระพริบ 2 ครั้ง และจะส่งผ่าน D22 ไปขับ Tr7 ทำงาน Ry3 ทำงาน ซึ่งไซเรนก็จะดัง 2 ครั้ง ตามจังหวะของไฟที่กระพริบ โดยขณะเดียวกัน IC7/1 และ IC7/2 ซึ่งต่อเป็นวงจร Latch ซึ่งเอาท์พุท IC7/2 จะเป็น "0" ทำให้ r1/3 ของ IC8/4 เป็น "0" ทำให้วงจรกันขโมยไม่ทำงาน ไม่ว่าจะเซนเซอร์จะตรวจสอบพบอะไรก็ตาม

### การทำงานช่วงปิด

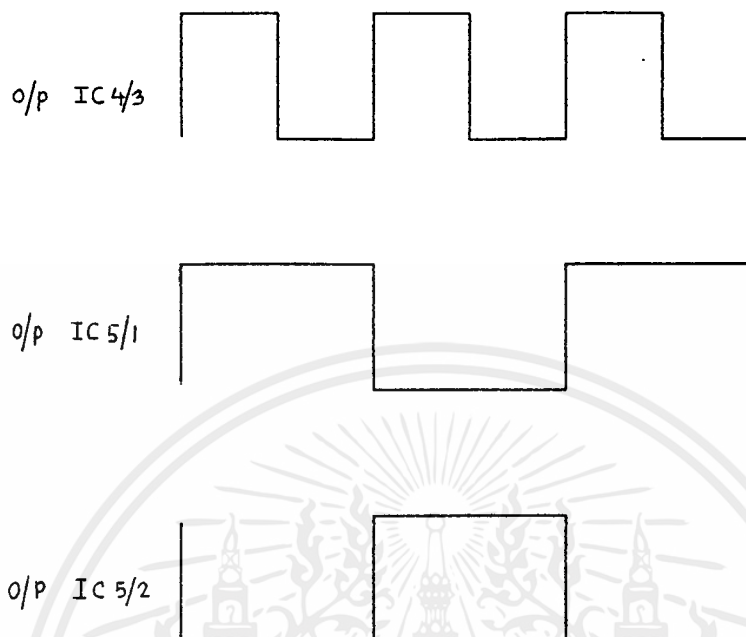
เมื่อเครื่องส่ง ส่งข้อมูล 6 ขา IC1 จะ Decode ทำให้ขา "6" ของ IC1 มีสถานะเป็น "1" ในขณะเดียวกัน VT ก็จะเป็น "1" ทำให้เอาต์พุต IC2/2 เป็น "0" ส่งให้ขา 9 IC2/4 ซึ่งขณะที่ r18 เป็น "1" ทำให้เอาต์พุต IC2/4 เป็น "1" ไปทำให้วงจรมอนอสเตเบิลทำงานซึ่งประกอบด้วย IC3/3, IC3/4, C8, R14 ไปขับ Tr4 ทำให้ Ry2 ทำงาน มอเตอร์ดึงล้อจะดึงล้อคลง ขณะเดียวกันเอาต์พุต IC5/3 ก็จะเป็น "0" ด้วย ทำให้ IC6/1 และ IC6/4 ซึ่งต่อเป็นวงจรมอนอสเตเบิลทำงานทำให้วงจร Astable ทำงานซึ่งประกอบด้วย IC7/3, IC7/4, R47, C20 ก็จะทำให้ไฟกระพริบ 1 ครั้ง ไชเรนก็จะดังขึ้น 1 ครั้ง ตามจังหวะของไฟกระพริบ โดยขณะเดียวกัน เอาต์พุต IC7/2 ที่ต่อเป็นวงจร LATCH จะเป็น "1" ทำให้ r13 ของ IC8/4 เป็น "1" จะทำให้วงจรถักขโมยเริ่มทำงาน ซึ่งจะคอยตรวจสอบเซนเซอร์ที่ตรวจสอบเข้ามา ถ้ามีเราตรวจจับได้ก็จะทำให้วงจรถักขโมยไปขับ Ry3 ทำงาน ไชเรดังและอีกส่วนส่งไปวงจร Astable ทำให้ Astable ทำงานไปขับ Ry5 ทำให้ Ry5 ทำงาน ไฟก็จะกระพริบตลอด

### การทำงานในช่วงอะลาม

เมื่อเครื่องส่ง ส่งข้อมูล 5 ขา IC1 จะ Decode ทำให้ขา "7" ของ IC1 มีสถานะเป็น "1" ในขณะเดียวกัน VT ก็จะเป็น "1" ด้วยทำให้เอาต์พุต IC4/3 เป็น "0" ทำให้สถานะ IC5/1, IC5/2 ซึ่งต่อเป็นวงจรฟลิป-ฟลอปเปลี่ยนไปตามจังหวะเอาต์พุตของ IC4/3 เข้ามา ("0") การต่อ IC5/1, IC5/2 ต้องเป็นวงจรไบสเตเบิลแลทช์ (bistable latch) สมมติว่าเริ่มแรกให้เอาต์พุตของ IC5/1 (r13) มีลอจิก "0" เอาต์พุตของ IC5/2 จะมีสถานะเป็นตรงข้ามคือลอจิก "1" และให้เอาต์พุตของ IC5/2 (r14) มีสถานะลอจิกเป็น "0" ซึ่งจะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเอาต์พุต IC4/3 เป็น "0" จะนำทั้ง C10, C11 จะคายประจุ ทำให้แรงดันที่ขา 1 และขา 5 ตกลงมาเป็น "0" ในช่วงเวลาแคบๆ เนื่องจากขา 3 เป็น "0" อยู่ก่อนทำให้ขา 1 ตกลงเป็น "0" เร็วกว่าขา 5 เล็กน้อย ขา 3 จึงเปลี่ยนแปลงเป็นลอจิก "1" เป็นผลทำให้เอาต์พุตของ IC5/2 ซึ่งเคยเป็น "1" จะตกลงเป็น "0" เมื่อเอาต์พุตของ IC4/3 ขึ้นเป็น "1" ครั้งต่อไป เอาต์พุตของ IC5/1 และ IC5/2 จะไม่เปลี่ยน ตอนที่เปลี่ยนกลับไปเป็น "0" ใหม่ IC5/2 จะทำงานก่อน IC5/1 ทำให้เอาต์พุตของตัวเองกลับสถานะเป็น "1" ใหม่ และส่งผลให้เอาต์พุตของ IC5/1 ตกกลับไปเป็น "0" อีกครั้งหนึ่ง จะเห็นว่าทุกๆ ครั้งที่ขาเอาต์พุตของ IC4/3 ตกลงเป็น "0" จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

"1", "0" ที่เอาท์พุทของ IC5/1 ทุกครั้ง อันนี้ก็คือลักษณะของ ฟลิป-ฟลอปนั่นเอง ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10

จากลักษณะการทำงานดังนี้จะได้นำมาใช้ในการเปิดปิดสัญญาณกันขโมย เมื่อกดปุ่มอะลาม เอาท์พุท IC5/1 จะเป็น "1" ส่งไปขับ Tr7 และ Tr8 โดยผ่าน D21 และ D24 ตามลำดับ ทำให้ Ry3 และ Ry4 ทำงาน ไชเรนก็จะดังขึ้น และตัดสตาร์ทก็จะทำงาน ขณะเดียวกันเอาท์พุท IC5/2 ก็จะส่งไปควบคุมให้วงจร Astable IC7/2, IC7/4 ทำงานขับ Tr9 Ry5 ทำงานซึ่งจะทำงานตามจังหวะวงจร Astable ไฟจะกระพริบตลอด

แต่เมื่อกดปุ่มอะลามอีกครั้งก็จะทำให้เอาท์พุท IC5/1 เป็น "0" และเอาท์พุท IC5/2 เป็น "1" จะทำให้ Tr7, Tr8, Tr9 หยุดทำงานทุกอย่างก็จะปกติเช่นเดิม ซึ่งประโยชน์อันนี้จะใช้ในการค้นหารถในที่กว้างและมีด

### วงจรกันขโมย

วงจรกันขโมยจะรวมอยู่ในวงจร รูปที่ 4.9 ซึ่งเมื่อเหตุการณ์ปกติอินพุทของ IC8/1 ที่ขา 1, 2 ยังไม่ถูกกระตุ้นก็จะเป็น "1" และเอาท์พุท IC8/3 ก็จะเป็น "0" จึงทำให้เอาท์พุท IC8/4 เป็น "1" ส่งผ่าน R42 ทำให้ Tr6 ทำงาน ทำให้ไม่มีแรงดันไปจ่ายให้ Tr7 Ry3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

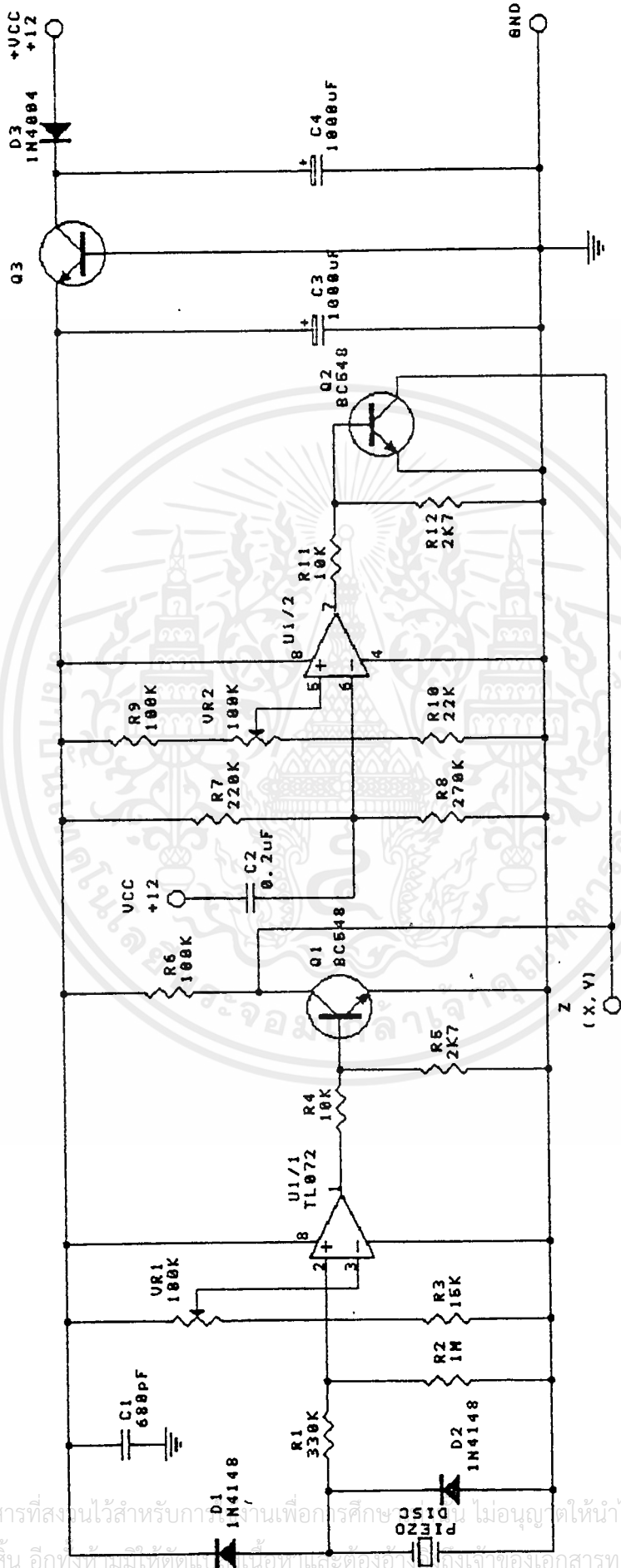
จึงไม่ทำงาน ไชเรนจึงไม่ดัง แต่เมื่ออินพุทของ IC8/1 ที่ขา 1,2 เป็น "0" เมื่อใดไม่ว่าจะได้จากเซนเซอร์ตัวใดก็จะทำให้ขา 3 ของ IC8/1 เป็น "1" ทำให้เอาท์พุทของ IC8/2 ขา 4 เป็น "0" และเอาท์พุทจากขา 4 นี้จะไปกระตุ้นชุด IC8/3, IC8/4 (r18) ซึ่งเป็นตัวตั้งเวลา ทำให้เอาท์พุทที่ขา 10 ของ IC8/3 เป็น "1" และ C18 ก็จะเริ่มชาร์จประจุผ่าน R40 และทำให้เอาท์พุทของ IC8/4 ขา 11 เป็น "0" ทำให้ Tr6 ไม่ทำงานที่คอลเล็กเตอร์ Tr6 จะเป็น "1" ซึ่งไปขับ Tr7 ทำให้ Tr7 ทำงาน RY3 ก็จะทำงานด้วย ไชเรนก็จะดังทันทีเป็นการแสดงว่ามีโจรมาขโมยรถยนต์แล้ว ในขณะที่ขา 11 ของ IC8/4 เป็น "0" ก็จะถูกส่งกลับไปที่ IC8/2 โดยผ่านทาง D15, R39 ก็จะทำให้ C17 คายประจุออกมา และทำให้เอาท์พุทของ IC8/3 เป็น "1" สูงขึ้นอีก หลังจากที่ C17 คายประจุหมด ก็จะช่วยป้องกันพัลส์ลุดต่อไปที่จะมากกระตุ้นวงจรตั้งเวลาอีก

ในขณะที่ไชเรนดังอยู่นี้ ที่เอาท์พุทของ IC8/3 ก็ยังเป็น "1" อยู่ เมื่อเวลาผ่านไปประมาณ 45 วินาที C18 จะชาร์จประจุเต็ม อินพุทขา 12 ของ IC8/4 ก็จะลดต่ำลงเป็น "0" เพราะเมื่อ C18 ชาร์จประจุเต็มจะไม่มีกระแสไฟไหลผ่าน R40 และจะมีแรงดันเป็น "0" เป็นผลทำให้เอาท์พุทของ IC8/4 ออกมาเป็น "1" อีก ก็จะทำให้ Tr6 ทำงาน ที่คอลเล็กเตอร์จะเป็น "0" ทำให้ Tr7 หยุดทำงาน RY3 ไม่ทำงาน ไชเรนก็จะหยุดด้วย และเมื่อที่ขา 11 ของ IC8/4 เป็น "1" C17 ก็จะชาร์จประจุผ่านมาจาก R38 จะใช้เวลาประมาณ 2 วินาที และจะคงสภาพอย่างนี้ไปอีกจนกว่าอินพุทของ IC8/1 จะถูกกระตุ้นให้เป็น "0" อีก

### วงจรตรวจจับการสั่นสะเทือน (Shock Sensor)

ตัวตรวจจับการสั่นสะเทือนซึ่งตัวที่ทำหน้าที่นี้ก็คือเปียโซโซ นั่นเอง ซึ่งเราจะนำมาใช้ในทางกลับกัน แทนที่จะเอามาแปลงเสียง แต่กลับเอามารับเสียง เมื่อเปียโซโซดิส ก็เกิดการสั่นสะเทือนขึ้นก็จะสร้างแรงดันขึ้นมา ซึ่งจะ เป็นสัดส่วนกันกับความแรงในการสั่นสะเทือนและแรงดันนี้ก็จะผ่านจุดไบอัส

วงจรตรวจจับการสั่นสะเทือน แสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรตรวจจับการสั่นสะเทือน (Shock Sensor)

แรงดัน  $R_1, R_2$  เข้าขาอินอินเวอร์ตอินพุท (Non - Inverting Input) ขา 2 ของ  $I_{c1/2}$  และแรงดันที่ขา 2 ของ  $I_{c1/2}$  นี้ก็จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 3 ของ  $I_{c1/2}$  (Inverting Input) ซึ่งแรงดันอ้างอิง (Voltage Referencer) โดยแรงดันนี้ได้มาจากวงจรแบ่งผ่านแรงดันโดย  $VR_1, R3$  : ซึ่งถ้าแรงดันที่ขา 2 ของ  $I_{c1/2}$  มีค่าสูงกว่าแรงดันอ้างอิงที่ขา 3 ก็จะทำให้ที่ขา 1 ของ  $I_{c1/2}$  ให้เอาต์พุตออกเป็น "1" ก็จะทำให้  $Q_1$  เกิดการนำกระแสหรือ Switch On ซึ่ง  $Q_1$  ตัวนี้จะทำเป็นตัวอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเมื่อเป็นตัวนี้ก็เท่ากับว่าที่จุด Z นั้น เป็นกราวด์อยู่ เมื่อนำไปเข้าชุดขับไซเรน ก็ต้องนำไปเข้าทาง อินพุทที่ต้องการพัลส์ลบจึงจะทำงานจุดนั้น ก็คือจุด X และ Y ซึ่งจะรับอินพุตด้านลบโดยตรงและ VR1 ยังเป็นตัวปรับตั้งแรงดันอ้างอิงให้กับ  $I_{c1/2}$  ด้วย ซึ่งจะเพิ่มความไวในการตรวจจับมากขึ้นถ้าตั้งแรงดันที่ขา 3 ไว้ต่ำๆ แต่จะต้องไม่มากกว่าขา 2 นิดหน่อย

#### ตรวจจับความคงที่ของแรงดัน (แรงดันตก)

แรงดันที่ใช้ในรถยนต์ในเวลาที่รถยนต์จอดอยู่กับที่นั้น จะคงที่เสมอ ไม่เพิ่มขึ้นหรือลดลง เมื่อมีการใช้ไปหรือเปิดเครื่องใช้ต่างๆ ในรถยนต์ คือแรงดันจะตกหรือกระตุกจากเหตุผลข้อนี้เราจึงเอามาเป็นจุดที่จะใช้ตรวจจับขโมยรถยนต์อีกวิธีหนึ่ง จากวงจรในรูปที่ 4.12 คู่มือ C2 ซึ่งจะต่อกับไฟบวกอยู่ถ้าหากมีการเปิดไฟหรือสตาร์ทรถยนต์จะทำให้ไฟตก เป็นผลทำให้เกิดเป็นพัลส์ลบที่ปลายขั้วของ C2 ทางด้านไฟบวก ทำให้แรงดันที่ขาของ IC1/2 ตกลง และทำให้แรงดันที่ขา 6 นี้ลดลงต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงที่ขา 5 เมื่อเป็นเช่นนี้ก็จะทำให้เอาต์พุทที่ขา 7 ของ IC1/2 เป็น "1" และเป็นผลทำให้  $Q_1$  นำกระแสต่อกับกราวด์ และที่จุด Z ก็จะเป็นพัลส์ลบหรือ "0" เมื่อนำไปต่อกับจุด X ก็จะทำให้เครื่องส่งสัญญาณเตือนภัยออกมาทันที โดยไซเรนและแรงดันที่ขา 5 ของ IC1/2 นั้นสามารถปรับตัวให้มีความไวในการตรวจจับแรงดันตกนี้ได้จาก VR2 ถ้าต้องการความไวมากๆ จะต้องปรับให้แรงดันที่ขา 5 น้อยกว่าที่ขา 6 อยู่เล็กน้อยเท่านั้น

## บทสรุปและวิจารณ์

การดำเนินงานสร้าง REMOTE CONTROL UHF ได้ดำเนินการมาตั้งแต่ภาคเรียนที่ 1 ในปีการศึกษา 2535 โดยเริ่มต้นจากการทดลองวงจรเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งการทดลองได้ก็ักได้พบปัญหาต่าง ๆ มากพอสมควรและได้มีการแก้ไขปรับปรุงวงจรจนได้ผลเป็นที่น่าพอใจคือ สามารถส่งได้ระยะไกลขึ้นและข้อมูลถูกต้อง

ในภาคเรียนที่ 2 ได้ทำการทดลองวงจรควบคุมระบบเซ็นทรัลล็อกและกันชโมย และวงจรควบคุมประตูหน้าบ้าน ซึ่งได้ผลเป็นที่น่าพอใจคือ ได้ผลตามที่ได้ออกแบบไว้ทุกอย่าง ดังนั้นจึงได้ทำการออกแบบลายวงจรพิมพ์ซึ่งนับว่าเป็นปัญหาพอสมควรเพราะถ้าออกแบบให้อุปกรณ์จำพวก รีซีสเตอร์ ไดโอด วางนอนจะทำให้แผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดใหญ่มากจึงได้ทำการออกแบบลายวงจรที่ใช้อุปกรณ์ตั้งทั้งหมดจึงทำให้แผ่นวงจรพิมพ์เล็กลง

จากวงจรที่เสร็จสมบูรณ์แล้วในภาคเรียนที่ 1 และภาคเรียนที่ 2 นำมาประกอบรวมกันแล้วทำการทดสอบปรากฏว่าได้ผลดีมาก

สำหรับโครงการนี้สามารถนำไปใช้งานได้เลย และยังสามารถนำไปประยุกต์ไปควบอย่างอื่นได้อีกมากมาย คณะผู้จัดทำหวังว่าโครงการนี้จะเป็นประโยชน์ และเป็นพื้นฐานสำหรับผู้สนใจในด้าน control และเป็นประโยชน์ในการพัฒนาต่อไป ซึ่งจะเป็นหนทางหนึ่งในการช่วยพัฒนาเทคโนโลยีที่ผลิตขึ้นภายในประเทศได้ต่อไปในอนาคต

## กิตติกรรมประกาศ

ปริิฎณานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้เพราะได้รับความช่วยเหลือจาก  
อาจารย์ สมภพ แก้วมีชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณ  
ท่านอาจารย์ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำและขอบคุณผู้ที่ได้ให้ความช่วยเหลือผู้จัดทำ  
ในการทำปริิฎณานิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

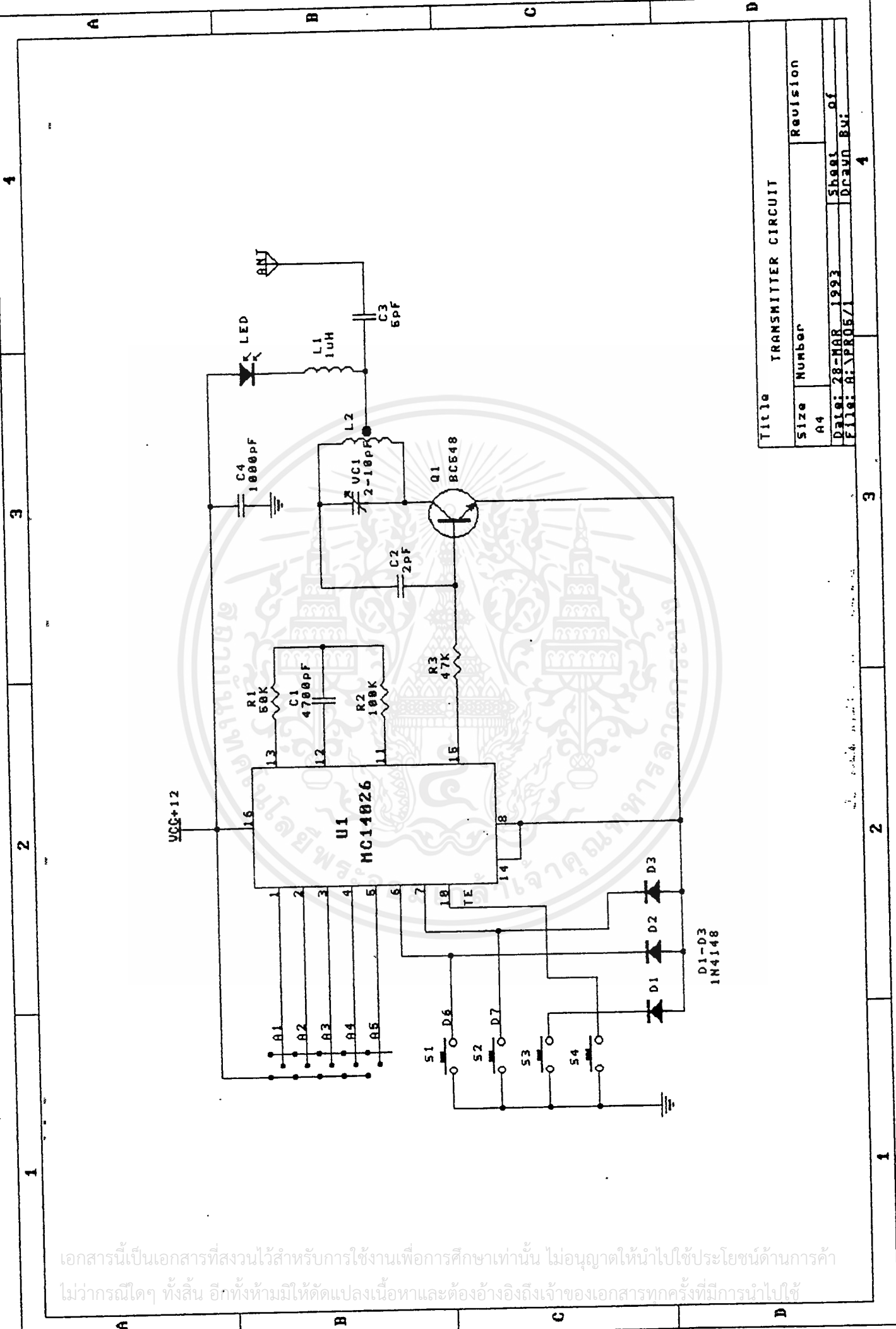
- 1) Chris Bowick "RF circuit design" Howard W.sams & Co., Inc., 1982.
- 2) Millman and taub "pulse, digital and switching waveforms"  
Mcgraw-hill kogakusha, Ltd. 1965.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

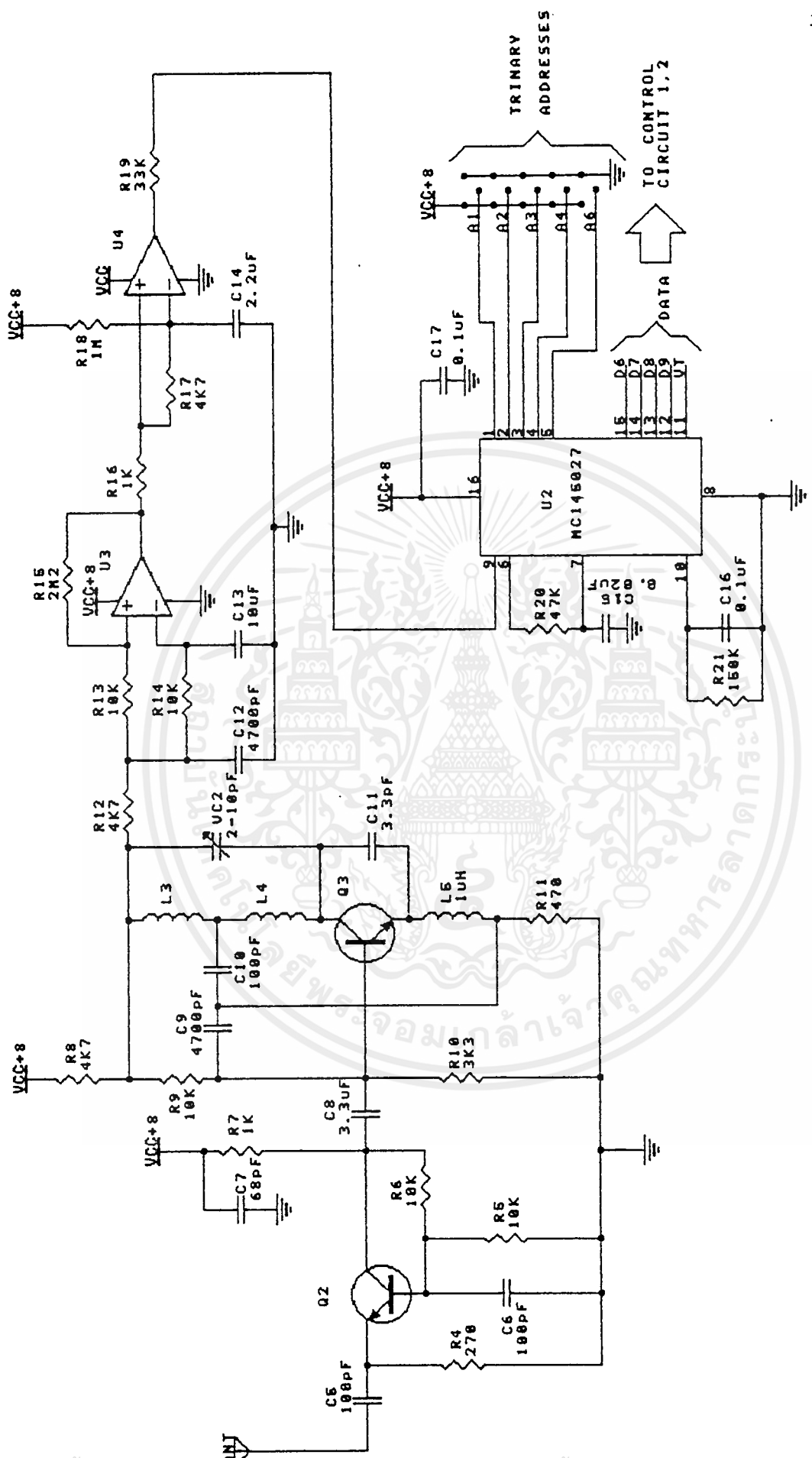


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



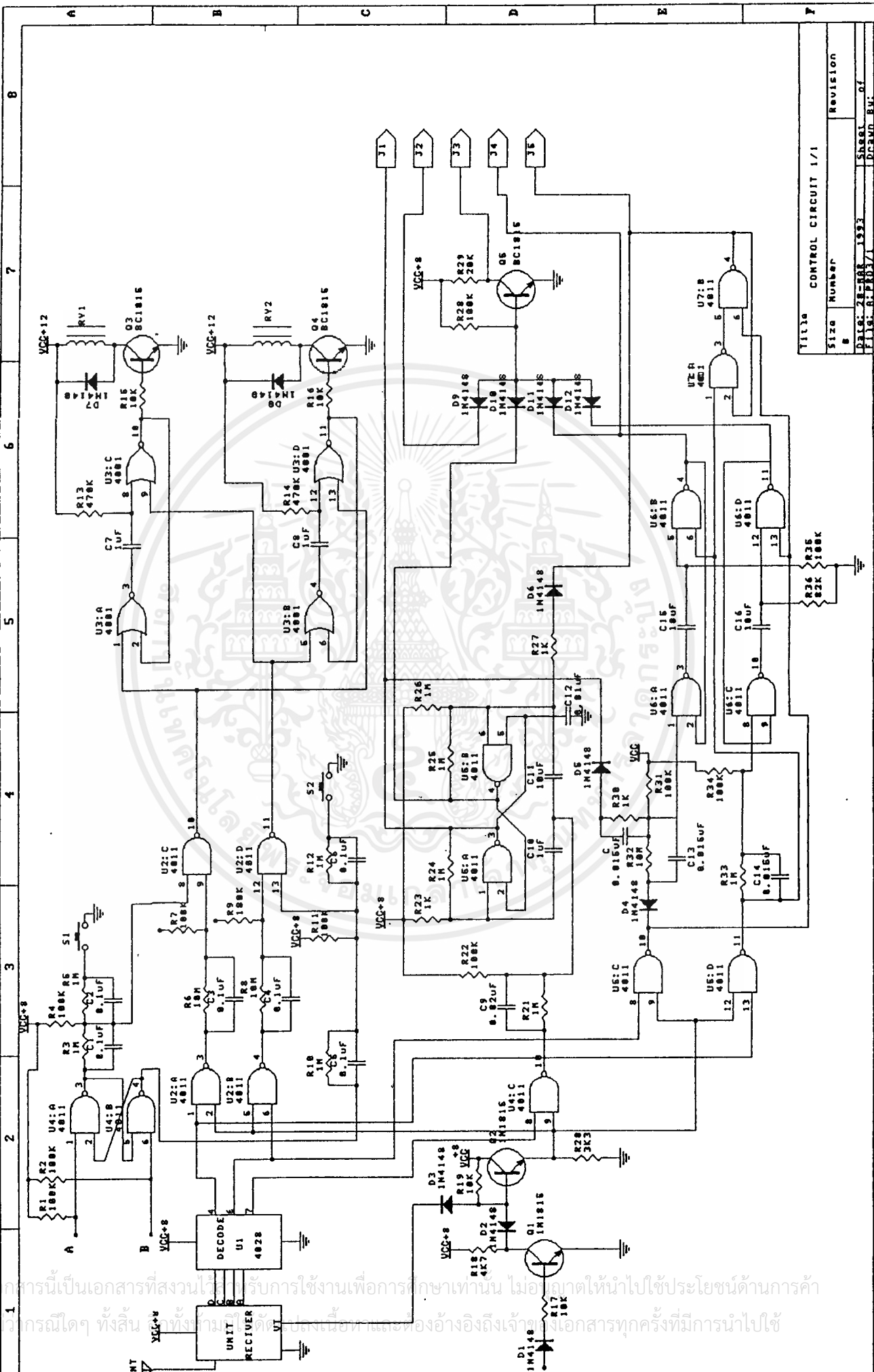
Title		TRANSMITTER CIRCUIT	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	28-MAR-1993	Sheet	of
File:	ALXPRO5/1	Drawn	By:
			4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



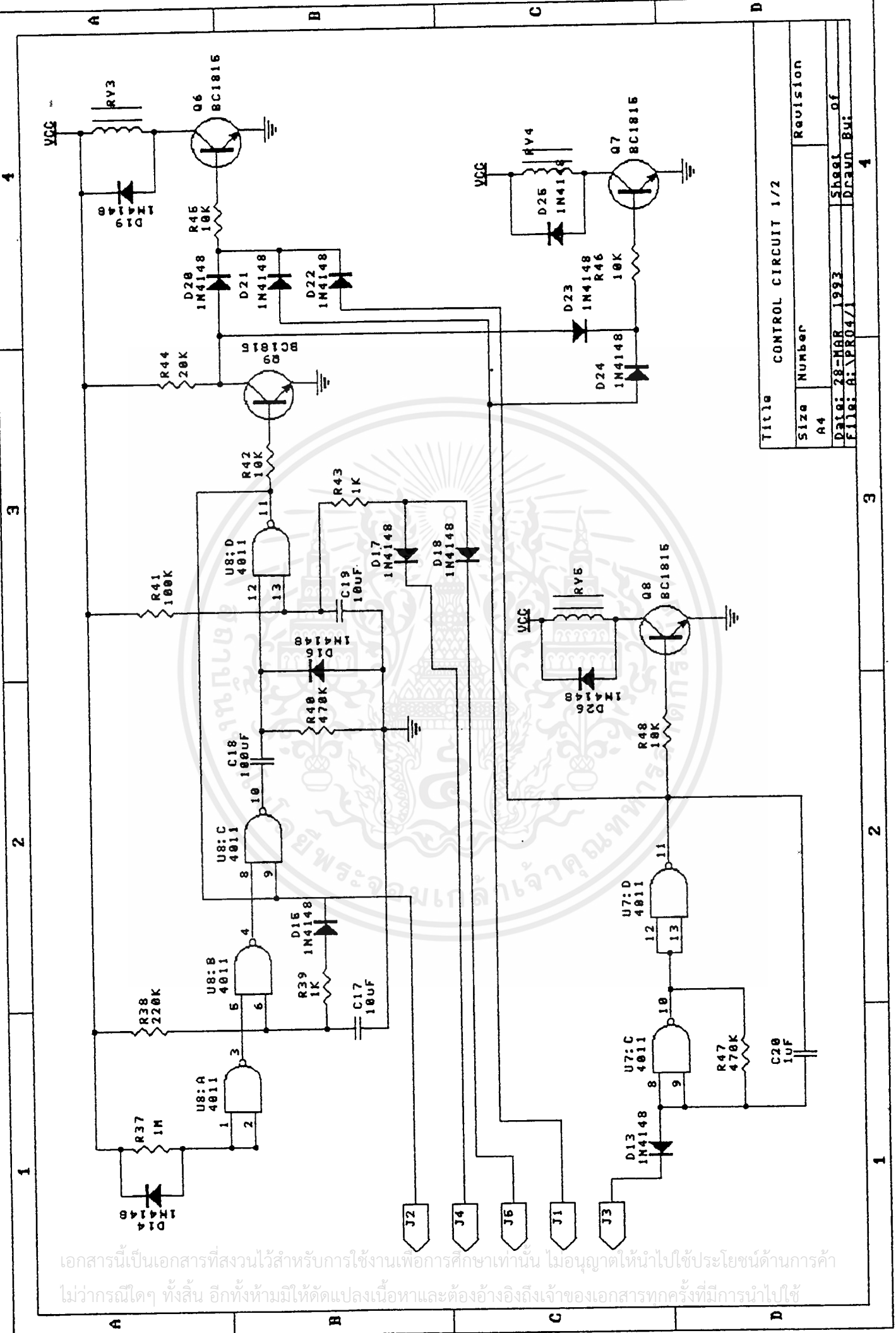
Title		RECEIVER CIRCUIT	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	28-MAR 1993	Sheet	of
File:	AI\PROJ\1	Drawn	By
			4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		CONTROL CIRCUIT 1/1
Size	Number	
Sheet	of	11
File	Number	111618-1-1003
DC	Rev.	0

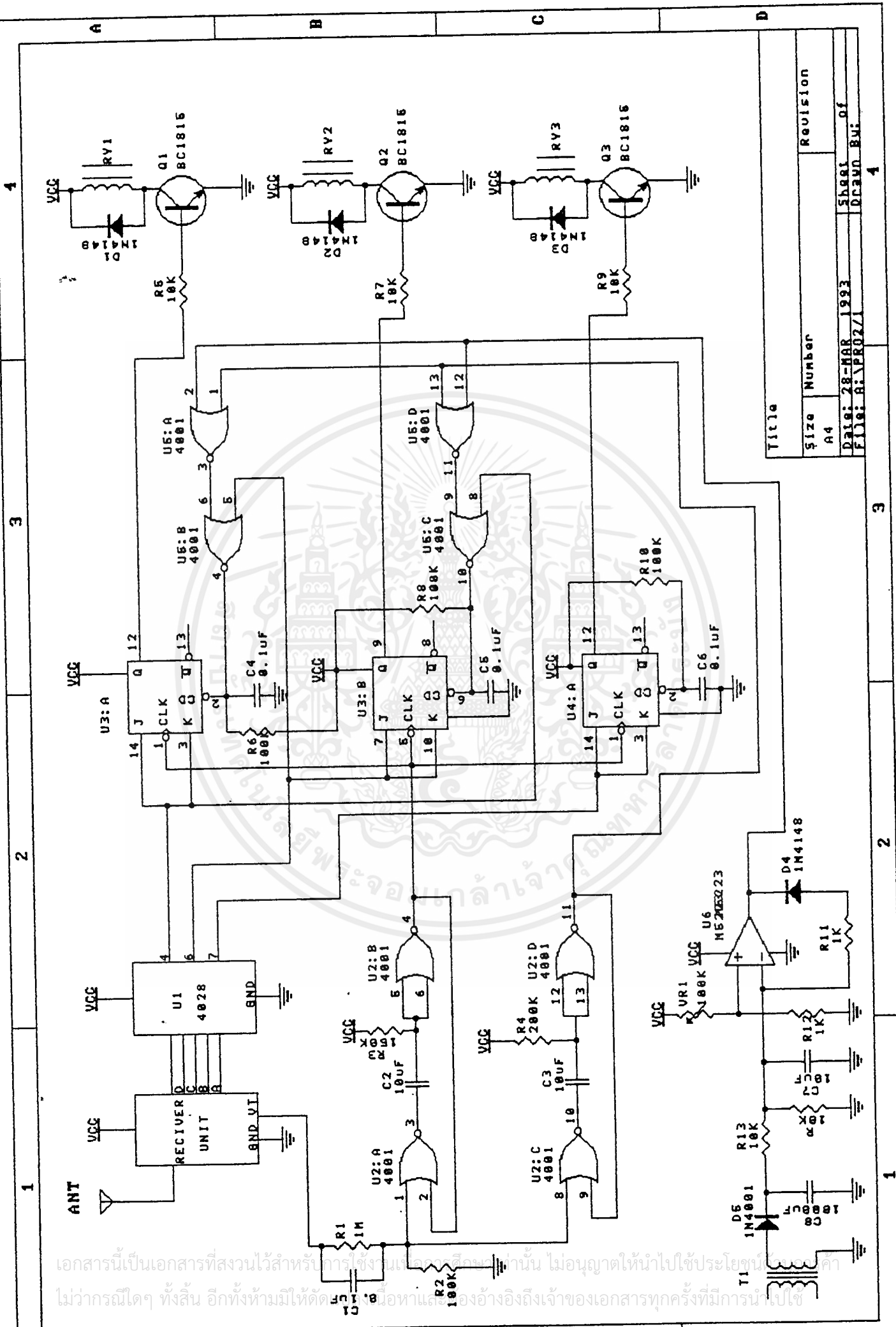
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ใด ๆ หนึ่งอย่าง ทั้งสิ้น หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title CONTROL CIRCUIT 1/2		
Size A4	Number	Revision
Date: 28-MAR-1993	Sheet 1 of 1	
File: AI:PRO4/1	Drawn By:	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

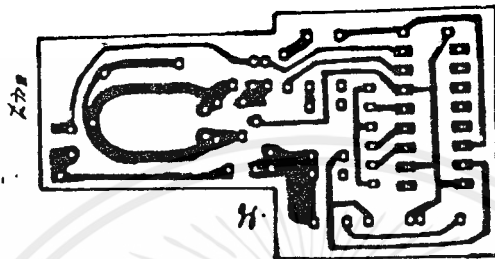




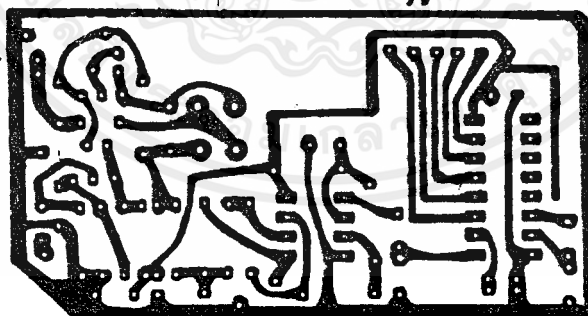
Title	
Size	Number
A4	
DATE:	28-MAR-1993
FILE:	A:\PROJ\1
Revision	Sheet of
	4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในสถานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลายวงจรที่ใช้งานจริง

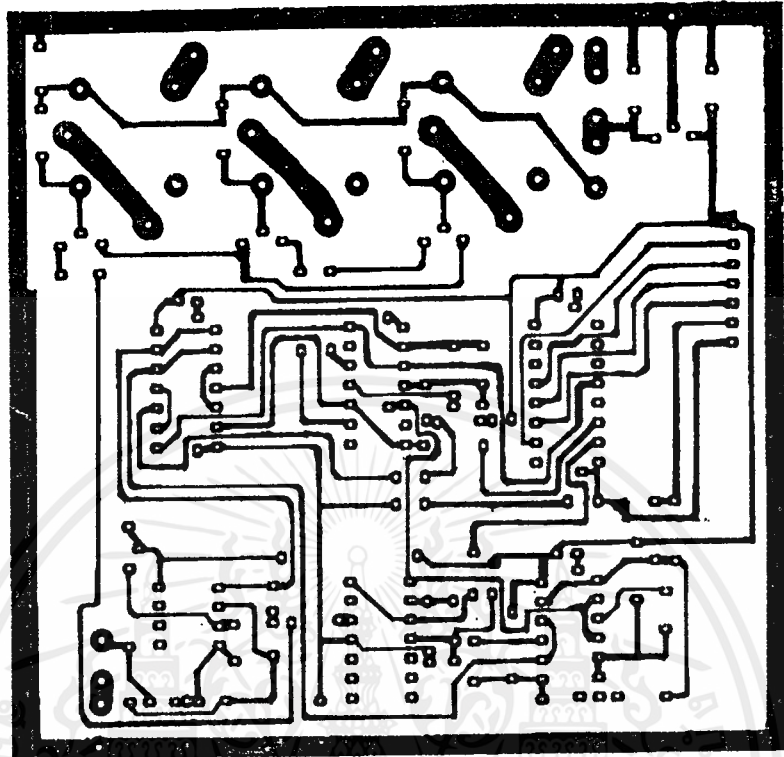


ลายวงจรภาคส่ง

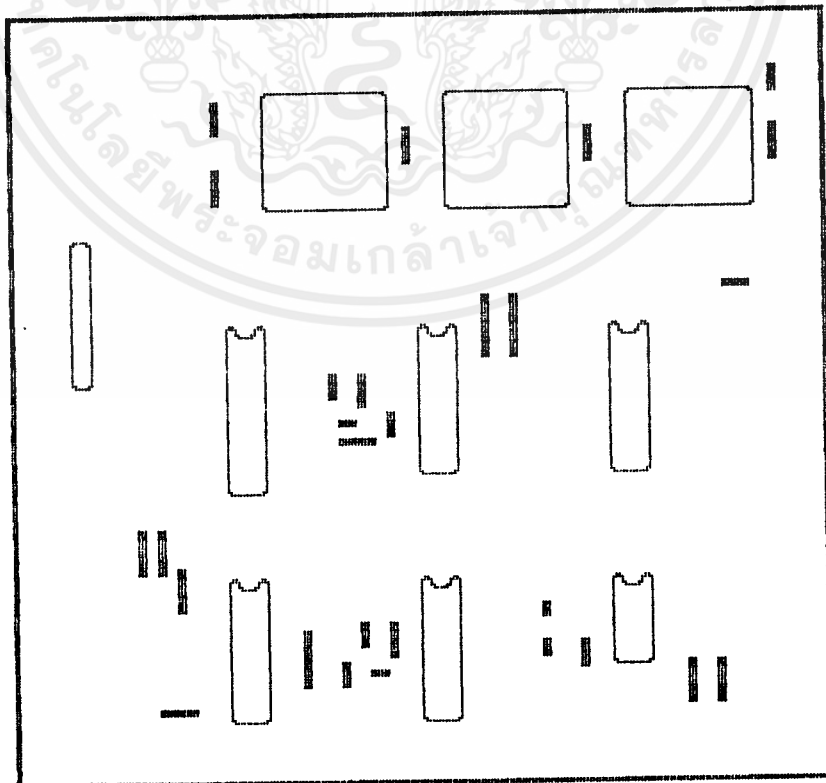


ลายวงจรภาครับและถอดรหัส

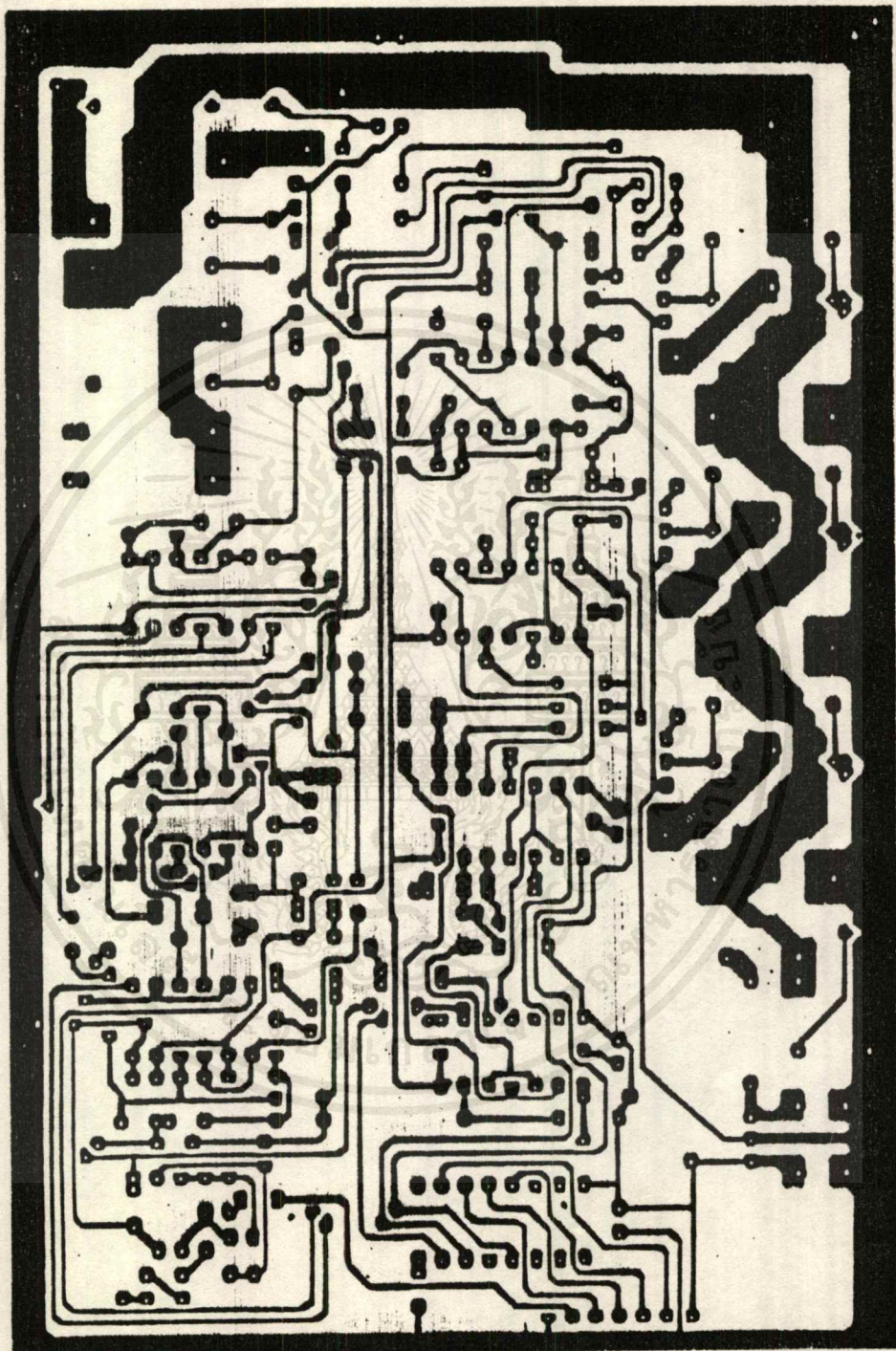
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรควบคุมประตูบ้าน

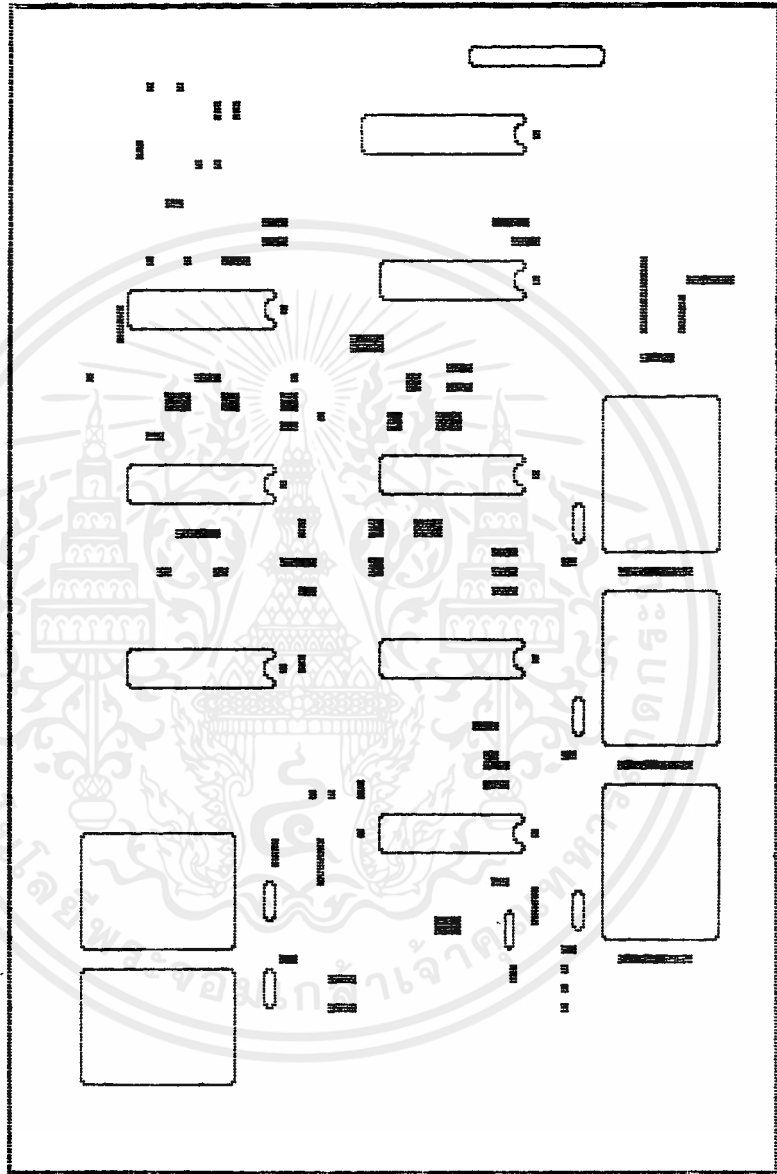


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### ลายวงจรควบคุมในรถยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SCL4001UB



# CMOS NOR GATE (Unbuffered)

### FEATURES

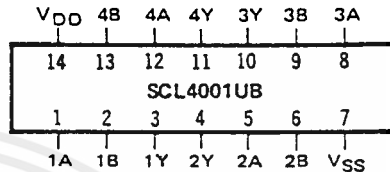
- ◆ Unbuffered Outputs for Quasi-Linear Applications
- ◆ Quad 2-Input NOR Configuration
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Output Drive Current Compatible with "B" Series
- ◆ Pin Compatible with Buffered SCL4001B
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

### DESCRIPTION

The SCL4001UB consists of four positive-logic NOR gates. The outputs are unbuffered, making the device suitable for quasi-linear applications, such as gated oscillators, multivibrators, and pulse shaping circuits.

For digital applications, the buffered SCL4001B is recommended for its higher gain and input pattern insensitivity.

### CONNECTION DIAGRAM (all packages)



#### Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

### TRUTH TABLE

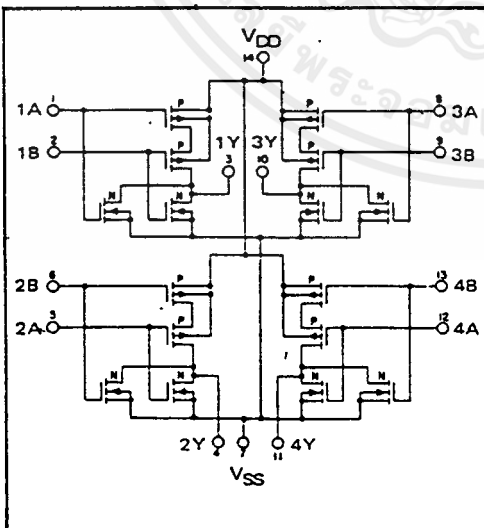
Inputs	Output
0 0	1
All other combinations	0

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

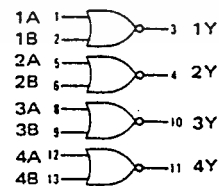
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub> - V <sub>SS</sub>	3 to 15	V <sub>dc</sub>
Operating Temperature	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

### SCHEMATIC DIAGRAM



### LOGIC DIAGRAM



$$Y = \overline{A + B}$$

V<sub>DD</sub> = Pin 14  
V<sub>SS</sub> = Pin 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS <sup>1, 3</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT I <sub>DD</sub>	5	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	—	0.05	—	0.0005	0.05	—	1.5	μA <sub>dc</sub>
	10		—	0.10	—	0.001	0.10	—	3.0	
	15		—	0.20	—	0.002	0.20	—	6.0	

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.

= -40°C for E device.

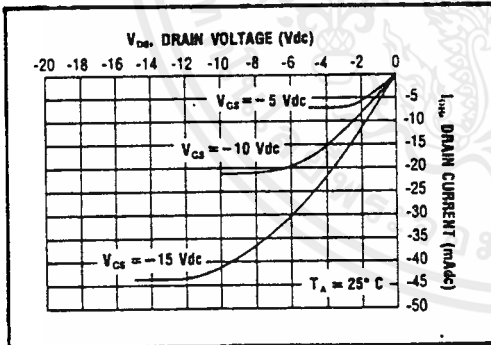
T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.

= + 85°C for E device.

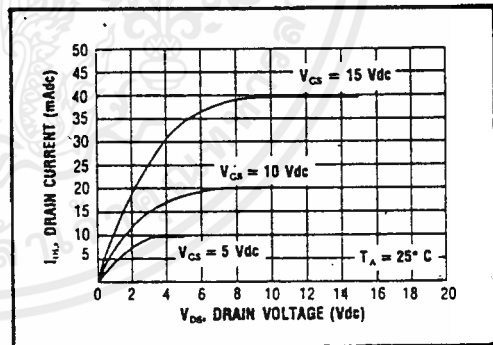
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

### DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER		V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	—	75	150	ns
		10	—	35	70	
		15	—	25	50	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	



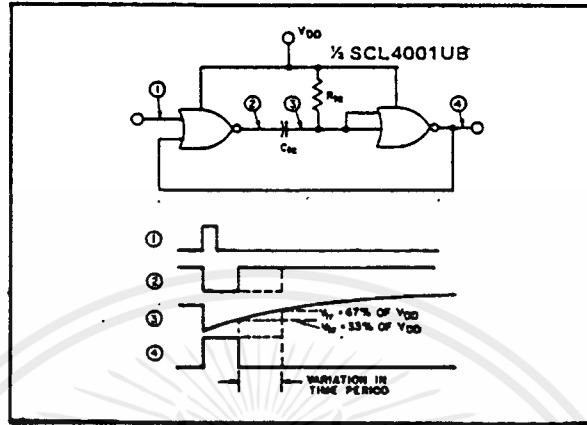
Typical P-Channel  
Source Current Characteristics



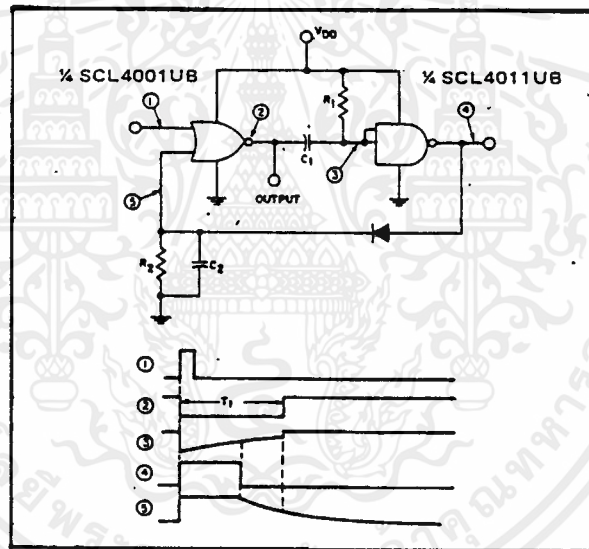
Typical N-Channel  
Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

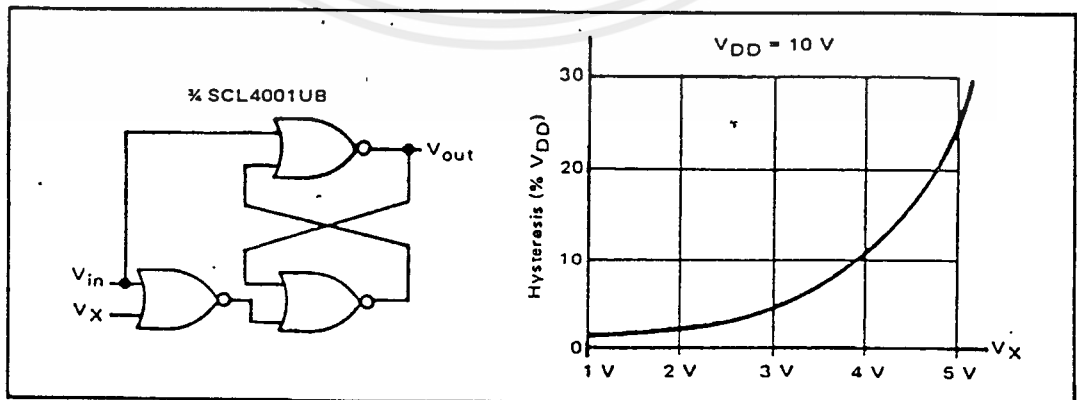
APPLICATIONS INFORMATION



MONOSTABLE MULTIVIBRATOR



COMPENSATED MONOSTABLE MULTIVIBRATOR



SCHMITT TRIGGER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SCL4011UB



# CMOS NAND GATE (Unbuffered)

### FEATURES

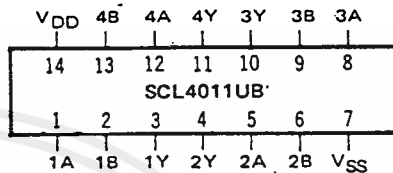
- ◆ Unbuffered Outputs for Quasi-Linear Applications
- ◆ Quad 2-Input NAND Configuration
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Output Drive Current Compatible with "B" Series
- ◆ Pin Compatible with Buffered SCL4011B
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

### DESCRIPTION

The SCL4011UB consists of four positive-logic NAND gates. The outputs are unbuffered, making the device suitable for quasi-linear applications, such as gated oscillators, multivibrators, and pulse shaping circuits.

For digital applications, the buffered SCL4011B is recommended for its higher gain and input pattern insensitivity.

### CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

### TRUTH TABLE

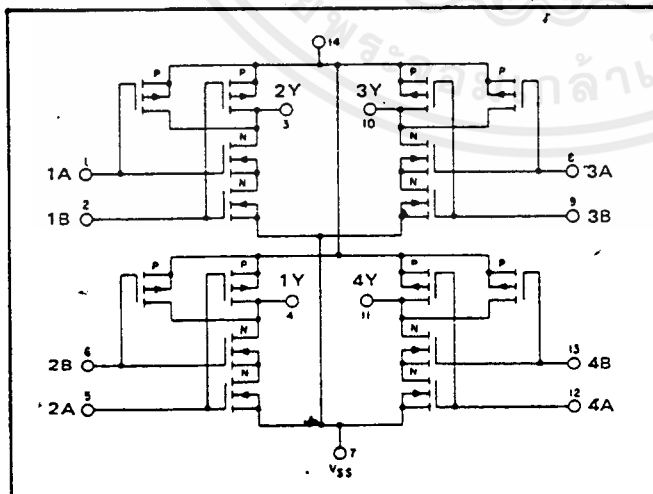
Inputs <sup>†</sup>		Output
1	1	0
All other combinations		1

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

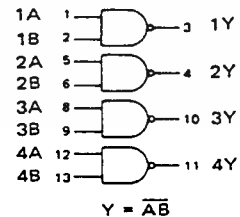
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	$T_A$	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

### SCHEMATIC DIAGRAM



### LOGIC DIAGRAM



$V_{DD}$  = Pin 14  
 $V_{SS}$  = Pin 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4011UB

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

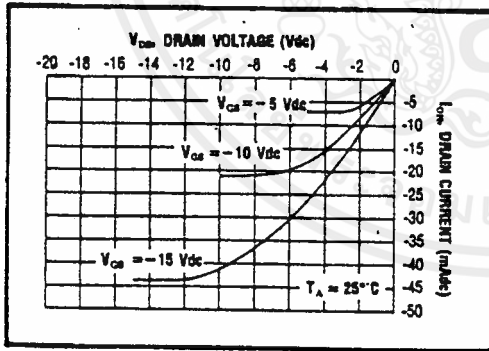
**STATIC CHARACTERISTICS** 1, 3

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	—	0.05	—	0.0005	0.05	—	1.5	μA <sub>dc</sub>
			—	0.10	—	0.001	0.10	—	3.0	
			—	0.20	—	0.002	0.20	—	6.0	

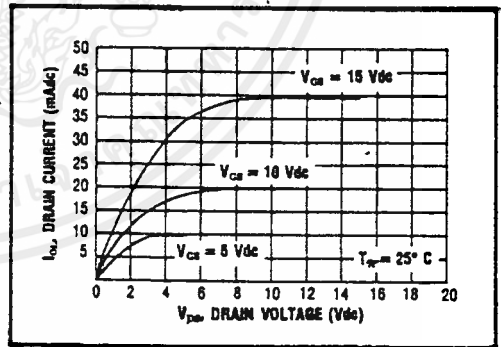
- NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

**DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)**

PARAMETER		V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	—	75	150	ns
		10	—	35	70	
		15	—	25	50	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	



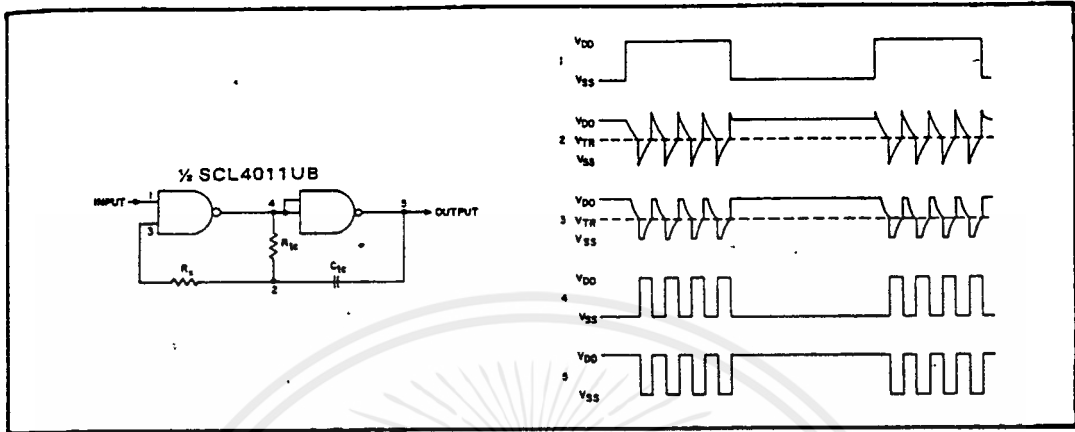
Typical P-Channel Source Current Characteristics



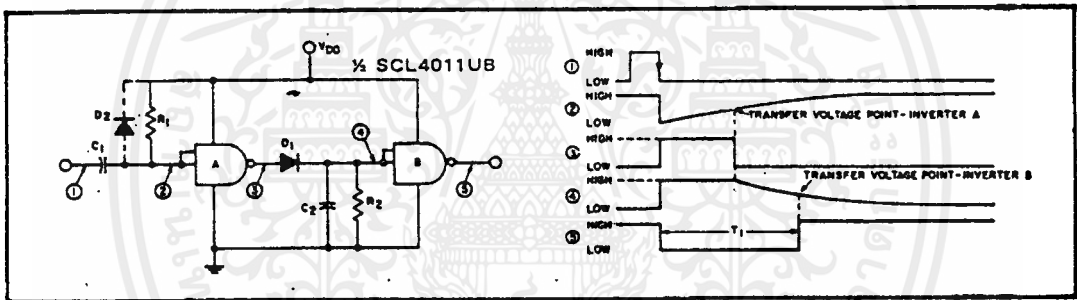
Typical N-Channel Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

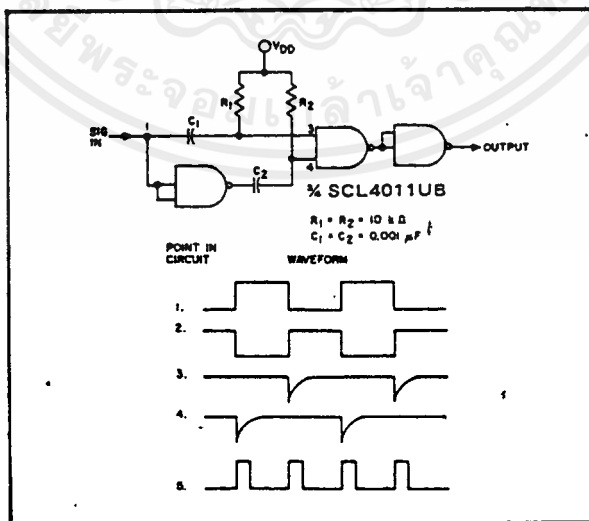
APPLICATIONS INFORMATION



Gated Oscillator



Compensated Monostable Multivibrator  
(Independent of Transfer Voltage)



Frequency Doubler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SCL4028B



# CMOS BCD-TO-DECIMAL DECODER

### FEATURES

- ◆ BCD-to-Decimal or Binary-to-Octal Decoding
- ◆ Buffered Outputs go High on Selection
- ◆ Low Outputs for all Illegal Input Combinations
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

### DESCRIPTION

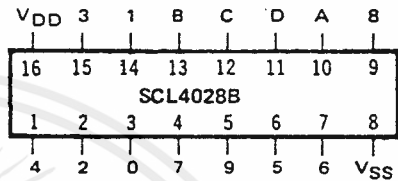
The SCL4028B types are BCD-to-Decimal or Binary-to-Octal Decoders consisting of pulse shaping circuits on all 4 inputs, decoding/logic gates, and 10 output buffers. A BCD code applied to the four inputs, A to D, results in a high level at the selected one of 10 decimal decoded outputs. Similarly, a 3-bit binary code applied to inputs A through C is decoded in octal code at output 0 to 7. A high-level signal at the D input inhibits octal decoding and causes outputs 0 through 7 to go low. If unused, the D input must be connected to V<sub>SS</sub>.

Expanded decoding such as binary-to-hexadecimal (1-of-16), etc., can be achieved by using other SCL4028B devices. This part is useful for code conversion, address decoding, memory selection control, demultiplexing, and readout decoding.

### TRUTH TABLE

Input				Output									
D	C	B	A	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

### CONNECTION DIAGRAM (all packages)



#### Add suffix for package:

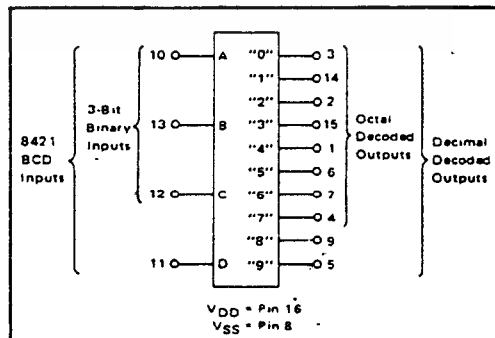
- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub> - V <sub>SS</sub>	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T <sub>A</sub>	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C
E Device			

### BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

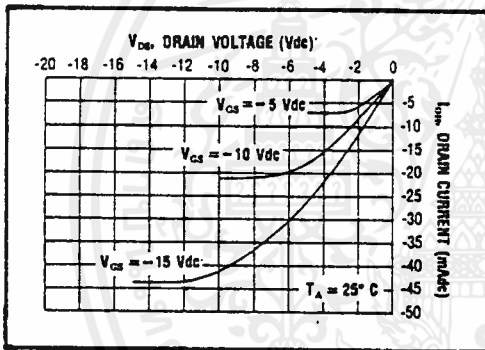
STATIC CHARACTERISTICS <sup>1, 2</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>1</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>1</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	-	5	-	0.05	5	-	150	μA <sub>dc</sub>
			-	10	-	0.1	10	-	300	
			-	15	-	0.2	20	-	600	

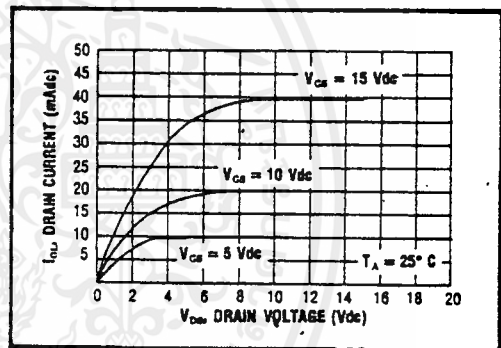
- NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER		V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	-	225	450	ns
		10	-	100	200	
		15	-	70	140	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	

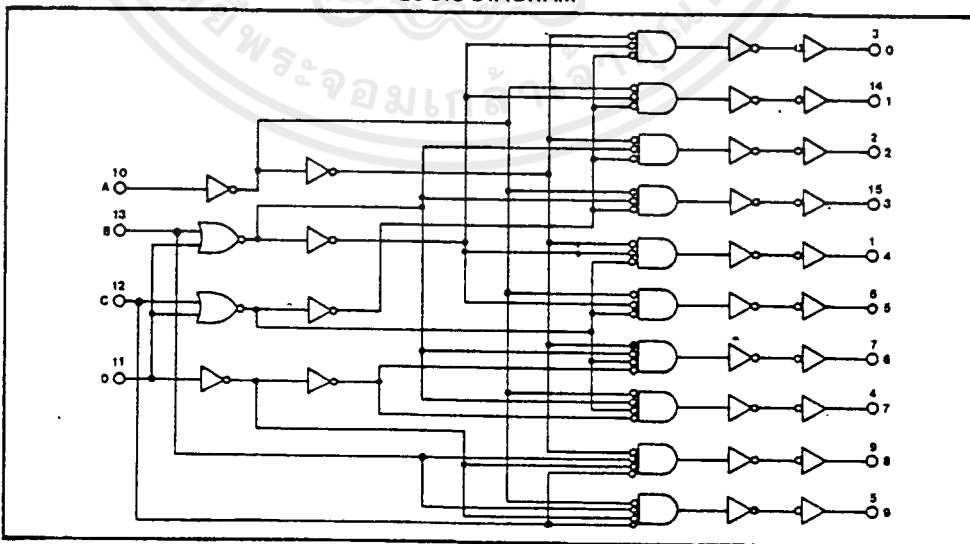


Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics

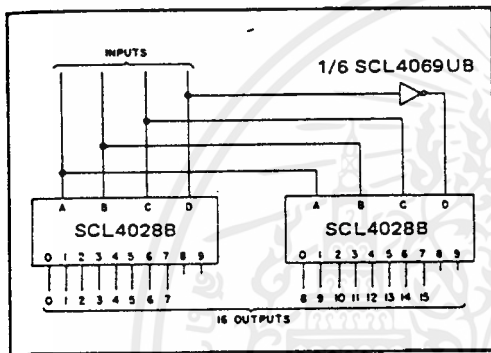
LOGIC DIAGRAM



APPLICATIONS INFORMATION

CODE CONVERSION CIRCUIT

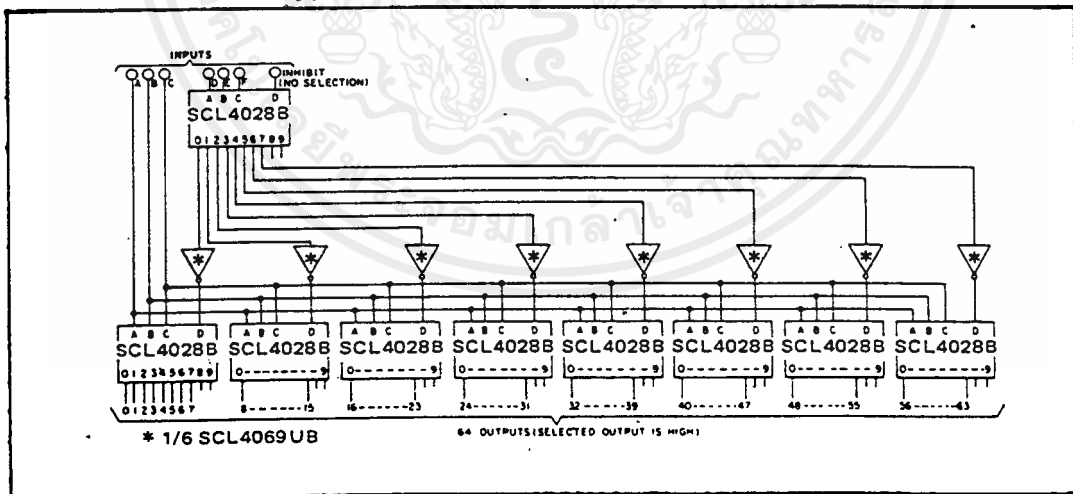
The circuit shown here converts any 4-bit code to a decimal or hexadecimal code. The table shows a number of codes and the decimal or hexadecimal number in these codes which must be applied to the input terminals of the SCL4028B to select a particular output. For example: in order to get a "high" on output No. 8 the input must be either an 8 expressed in 4-Bit Binary code, a 15 expressed in 4-Bit Gray code, or a 5 expressed in Excess-3 code.



INPUTS				INPUT CODES				OUTPUT NUMBER															
D	C	B	A	4-BIT BINARY	Hexa-Decimal	Decimal	Decimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	2	3	6	2	2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	3	7	6	3	3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	4	7	1	4	4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	5	6	2	3	3	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	6	4	3	1	4	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	7	5	4	2	2	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	8	15	8	8	8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	9	14	6	5	5	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	10	12	7	9	9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	1	11	13	8	5	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	0	0	12	8	9	5	5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	1	13	9	6	7	7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	14	11	5	9	9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	1	15	10	7	9	9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Code Conversion Chart

6-BIT BINARY TO 1-OF-64 ADDRESS DECODER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# MM54C73/MM74C73 Dual J-K Flip-Flops with Clear

# MM54C76/MM74C76 Dual J-K Flip-Flops with Clear and Preset

# MM54C107/MM74C107 Dual J-K Flip-Flops with Clear

## general description

These dual J-K flip-flops are monolithic complementary-MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement transistors. Each flip-flop has independent J, K, clock and clear inputs and Q and  $\bar{Q}$  outputs. The MM54C76/MM74C76 flip-flops also include preset inputs and are supplied in 16 pin packages. These flip-flops are edge sensitive to the clock input and change state on the negative going transition of the clock pulses. Clear or preset is independent of the clock and is accomplished by a low level on the respective input.

## features

- Supply voltage range 3V to 15V
- Tenth power TTL drive 2 LPTTL loads compatible

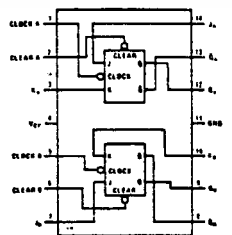
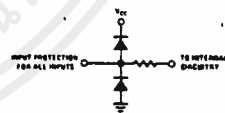
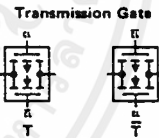
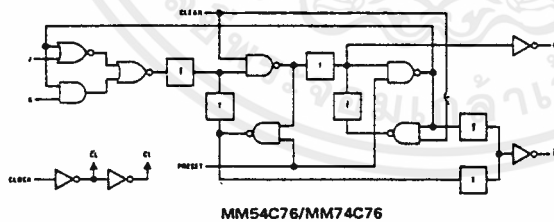
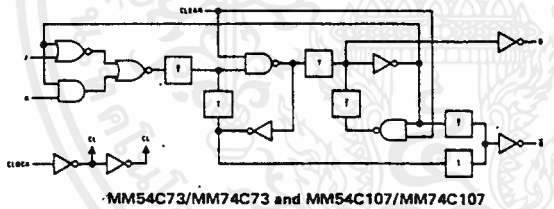
- High noise immunity
- Low power.
- Medium speed operation

0.45  $V_{CC}$  (typ)  
50 nW (typ)  
10 MHz (typ)  
with 10V supply

## applications

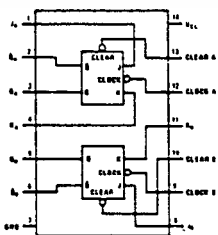
- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm systems
- Industrial electronics
- Remote metering
- Computers

## logic and connection diagrams



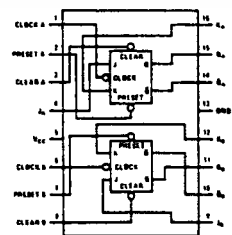
Note: A logic "0" on clear sets Q to logic "0."

MM54C73/MM74C73



Note: A logic "0" on clear sets Q to logic "0."

MM54C107/MM74C107



Note 1: A logic "0" on clear sets Q to a logic "0."

Note 2: A logic "0" on preset sets Q to a logic "1."

MM54C76/MM74C76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### absolute maximum ratings

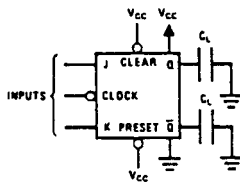
Voltage at any pin (Note 1)	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature MM54CXX	-55°C to 125°C
MM74CXX	-40°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Maximum $V_{CC}$ Voltage	18V
Package Dissipation	500 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Operating $V_{CC}$ Range	+3V to 15V

### electrical characteristics

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CMOS TO CMOS</b>					
Logical "1" Input Voltage $V_{IN(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	3.5 8			V V
Logical "0" Input Voltage $V_{IN(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			1.5 2.0	V V
Logical "1" Output Voltage $V_{OUT(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	4.5 9.0			V V
Logical "0" Output Voltage $V_{OUT(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			0.5 1.0	V V
Logical "1" Input Current $I_{IN(1)}$	$V_{CC} = 15.0V$			1.0	$\mu A$
Logical "0" Input Current $I_{IN(0)}$	$V_{CC} = 15.0V$	-1.0			$\mu A$
Supply Current $I_{CC}$	$V_{CC} = 15.0V$		0.050	60	$\mu A$
Input Capacitance	Any Input		5		pF
Propagation Delay Time to a Logical "0" From Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		180 70	300 110	ns ns
Propagation Delay Time to a Logical "1" From Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		200 80	300 130	ns ns
Propagation Delay Time to a Logical "1" From Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		200 80	300 130	ns ns
Time Prior to Clock Pulse That Data Must be Present, $t_{SETUP}$	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		110 45	175 70	ns ns
Time After Clock Pulse That J and K Must be Held	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		-40 -20	0 0	ns ns
Minimum Clock Pulse Width $t_{WL} = t_{WH}$	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		120 50	190 80	ns ns
Minimum Preset and Clear Pulse Width	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		90 40	130 80	ns ns
Maximum Toggle Frequency	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$	2.5 7.0	4.0 11.0		MHz MHz
Clock Pulse Rise and Fall Time	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$			15 5	$\mu s$ $\mu s$
<b>LOW POWER TTL TO CMOS INTERFACE</b>					
Logical "1" Input Voltage $V_{IN(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$			V
Logical "0" Input Voltage $V_{IN(0)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
Logical "1" Output Voltage $V_{OUT(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360 \mu A$	2.4			V
Logical "0" Output Voltage $V_{OUT(0)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = 360 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 360 \mu A$			0.4	V
<b>OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)</b>					
Output Source Current ( $I_{SOURCE}$ )	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-1.75			mA
Output Source Current ( $I_{SOURCE}$ )	$V_{CC} = 10V, V_{IN(0)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = 0V$	-8.0			mA
Output Sink Current ( $I_{SINK}$ )	$V_{CC} = 5.0V, V_{IN(1)} = 5.0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	1.75			mA
Output Sink Current ( $I_{SINK}$ )	$V_{CC} = 10V, V_{IN(1)} = 10V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	8.0			mA
<p>Notes 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltages may cause permanent damage.</p>					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ac test circuit



### truth table

$t_n$		$t_{n+1}$	
J	K	Q	$\bar{Q}$
0	0	$Q_n$	$\bar{Q}_n$
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	$\bar{Q}_n$	$Q_n$

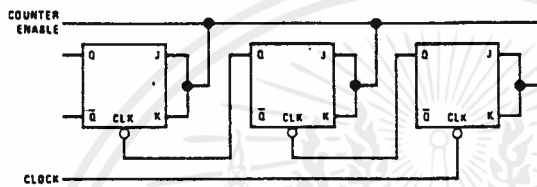
Preset	Clear	$Q_n$	$\bar{Q}_n$
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	1	* $\bar{Q}_n$	* $Q_n$

$t_n$  = bit time before clock pulse.  
 $t_{n+1}$  = bit time after clock pulse.

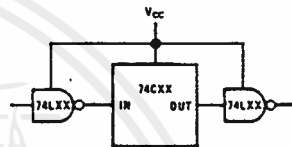
\* No change in output from previous state.

### typical applications

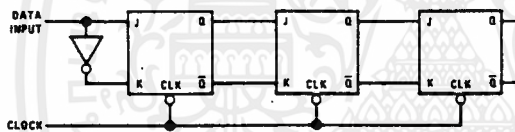
#### Ripple Binary Counters



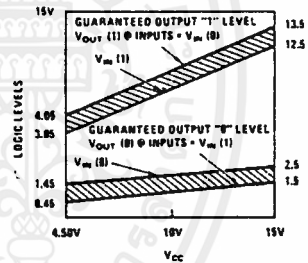
#### 74C Compatibility



#### Shift Registers

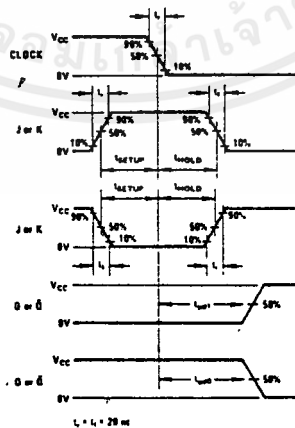


#### Guaranteed Noise Margin as a Function of Vcc



### switching time waveforms

#### CMOS to CMOS



$L = t_r = 20 \text{ ns}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**MC34001, MC35001  
MC34002, MC35002  
MC34004, MC35004**

**JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

These low cost JFET Input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

The Motorola BIFET family offers single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices. The MC35001/35002/35004 series are specified over the military operating temperature range of -55°C to +125°C and the MC34001/34002/34004 series are specified from 0°C to +70°C.

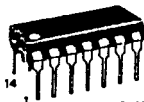
- Input Offset Voltage Options of 2.0, 5.0, and 10 mV Maximum
- Low Input Bias Current — 40 pA
- Low Input Offset Current — 10 pA
- Wide Gain Bandwidth — 4.0 MHz
- High Slew Rate — 13 V/μs
- Low Supply Current — 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance —  $10^{12} \Omega$
- High Common-Mode and Supply Voltage Rejection Ratios — 100 dB
- Industry Standard Pinouts

**ORDERING INFORMATION**

Op Amp Function	Device	Temperature Range	Package
Single	MC34001AD, BD, D	0 to +70	SO-8
	MC34001AG, BG, G		Metal Can
	MC34001AP, BP, P		Plastic DIP
	MC34001AU, BU, U	-55 to +125°C	Ceramic DIP
	MC35001AG, BG, G		Metal Can
	MC35001AU, BU, U		Ceramic DIP
Dual	MC34002AD, BD, D	0 to +70°C	SO-8
	MC34002AG, BG, G		Metal Can
	MC34002AP, BP, P		Plastic DIP
	MC34002AU, BU, U	-55 to +125°C	Ceramic DIP
	MC35002AG, BG, G		Metal Can
	MC35002AU, BU, U		Ceramic DIP
Quad	MC34004BD, D	0 to +70°C	SO-14
	MC34004BL, L		Ceramic DIP
	MC34004BP, P	-55 to +125°C	Plastic DIP
	MC35004BL, L		Ceramic DIP



**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 632-08**



**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646-06**



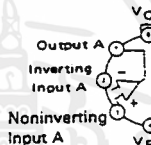
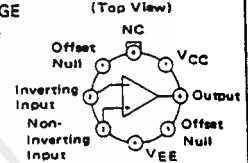
**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A-02  
SO-14**

**JFET INPUT  
OPERATIONAL AMPLIFIERS  
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS**

**G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 601-04**



**MC34001, MC35001  
(Top View)**



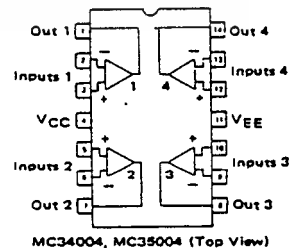
**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626-05**



**U SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 693-02**



**D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751-02  
SO-8**



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MC35001	MC34001	Unit
		MC35002 MC35004	MC34002 MC34004	
Supply Voltage	V <sub>CC</sub> V <sub>EE</sub>	-22 -22	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V <sub>ID</sub>	±40	±30	V
Input Voltage Range	V <sub>IDR</sub>	±20	±16	V
Output Short-Circuit Duration	t <sub>S</sub>	Continuous		
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to +125	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Metal and Ceramic Packages	T <sub>J</sub>	150	115	°C
Plastic Packages		—	115	
Storage Temperature Range Metal and Ceramic Packages	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	-65 to +150	°C
Plastic Packages		—	-55 to -125	

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = -15 V, V<sub>EE</sub> = -15 V, T<sub>A</sub> = 25° unless otherwise noted).**

Characteristic	Symbol	MC35001/35002/35004			MC34001/34002/34004			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> ≤ 10 k) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	V <sub>IO</sub>	—	1.0 3.0 5.0	2.0 5.0 10	—	1.0 3.0 5.0	2.0 5.0 10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage R <sub>S</sub> ≤ 10 k, T <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> (Note 1)	ΔV <sub>IO</sub> /ΔT	—	10	—	—	10	—	μV/°C
Input Offset Current (V <sub>CM</sub> = 0) (Note 2) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	I <sub>IO</sub>	—	10 10 25	25 50 100	—	25 25 25	50 100 100	pA
Input Bias Current (V <sub>CM</sub> = 0) (Note 2) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	I <sub>IB</sub>	—	40 40 50	75 100 200	—	50 50 50	100 200 200	pA
Input Resistance	r <sub>i</sub>	—	10 <sup>12</sup>	—	—	10 <sup>12</sup>	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V <sub>ICR</sub>	±11	-15 -12	—	±11	+15 -12	—	V
Large Signal Voltage Gain (V <sub>O</sub> = ±10 V, R <sub>L</sub> = 2.0 k) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	A <sub>VOL</sub>	50 50 25	150 150 100	— — —	50 50 25	150 150 100	— — —	V/mV
Output Voltage Swing (R <sub>L</sub> ≥ 10 k) (R <sub>L</sub> ≥ 2.0 k)	V <sub>O</sub>	±12 ±10	±14 ±13	— —	±12 ±10	±14 ±13	— —	V
Common Mode Rejection Ratio (R <sub>S</sub> ≤ 10 k) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	CMRR	80 80 —	100 100 —	— — —	80 80 70	100 100 100	— — —	dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>S</sub> ≤ 10 k) (Note 3) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	PSRR	80 80 70	100 100 100	— — —	80 80 70	100 100 100	— — —	dB
Supply Current (Each Amplifier) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	I <sub>D</sub>	— — —	1.4 1.4 1.4	2.5 2.5 2.7	— — —	1.4 1.4 1.4	2.5 2.5 2.7	mA
Slew Rate (A <sub>V</sub> = 1)	SR	—	13	—	—	13	—	V/μs
Gain-Bandwidth Product	GBW	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage (R <sub>S</sub> = 100 Ω, f = 1000 Hz)	e <sub>n</sub>	—	25	—	—	25	—	nV/√Hz
Equivalent Input Noise Current (f = 1000 Hz)	i <sub>n</sub>	—	0.01	—	—	0.01	—	pA/√Hz

**MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$  (Note 1)).

Characteristic	Symbol	MC35001/35002/35004			MC34001/34002/34004			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ( $R_S \leq 10\text{ k}$ ) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	$V_{IO}$	—	—	4.0	—	—	4.0	mV
Input Offset Current ( $V_{CM} = 0$ ) (Note 2) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	$I_{IO}$	—	—	20	—	—	2.0	nA
Input Bias Current ( $V_{CM} = 0$ ) (Note 2) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	$I_{IB}$	—	—	50	—	—	4.0	nA
Common Mode Input Voltage Range	$V_{ICR}$	$\approx 11$	—	—	$\approx 11$	—	—	V
Large Signal ( $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}$ ) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	$AV_{OL}$	25	—	—	25	—	—	V/mV
Output Voltage Swing ( $R_L \geq 10\text{ k}$ ) ( $R_L \geq 2.0\text{ k}$ )	$V_O$	$\approx 12$	—	—	$\approx 12$	—	—	V
Common Mode Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ ) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	CMRR	80	—	—	80	—	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}$ ) (Note 3) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	PSRR	80	—	—	80	—	—	dB
Supply Current (Each Amplifier) MC3500XA, MC3400XA MC3500XB, MC3400XB MC3500X, MC3400X	$I_D$	—	—	2.8	—	—	2.8	mA

NOTES: (1)  $T_{low} = -55^\circ\text{C}$  for MC35001/MC35001A/35001B  
MC35002/MC35002A/35002B  
MC35004/35004B  
 $= 0^\circ\text{C}$  for MC34001/34001A/34001B  
MC34002/34002A/34002B  
MC34004/34004B  
 $T_{high} = +125^\circ\text{C}$  for MC35001/MC35001A/35001B  
MC35002/MC35002A/35002B  
MC35004/35004B  
 $= -70^\circ\text{C}$  for MC34001/34001A/34001B  
MC34002/34002A/34002B  
MC34004/34004B

(2) The input bias currents approximately double for every  $10^\circ\text{C}$  rise in junction temperature,  $T_J$ . Due to limited test time, the input bias currents are correlated to junction temperature. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

(3) Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously, in accordance with common practice.

(4) Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 1 — INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

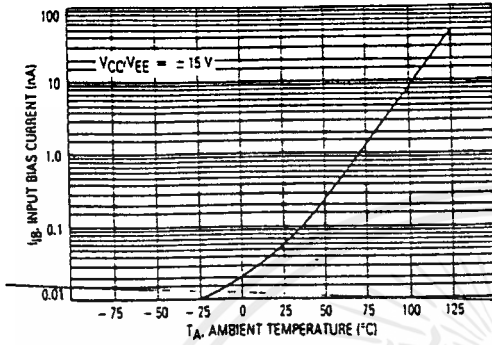


FIGURE 2 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus FREQUENCY

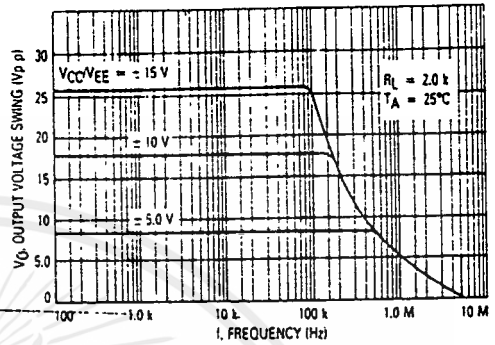


FIGURE 3 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus LOAD RESISTANCE

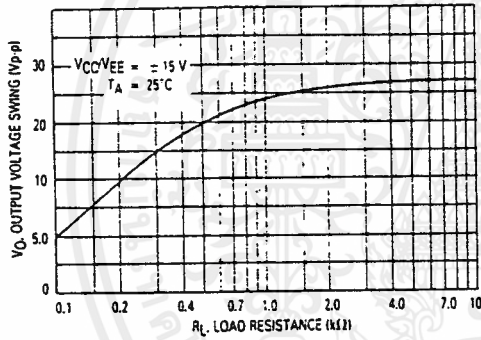


FIGURE 4 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus SUPPLY VOLTAGE

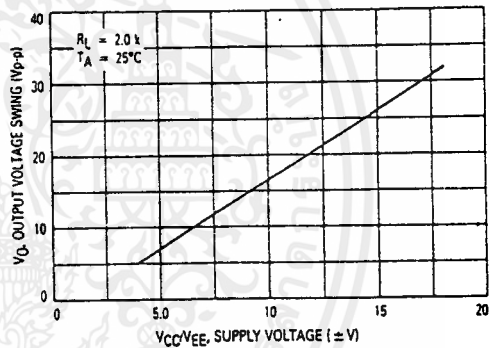


FIGURE 5 — OUTPUT VOLTAGE SWING versus TEMPERATURE

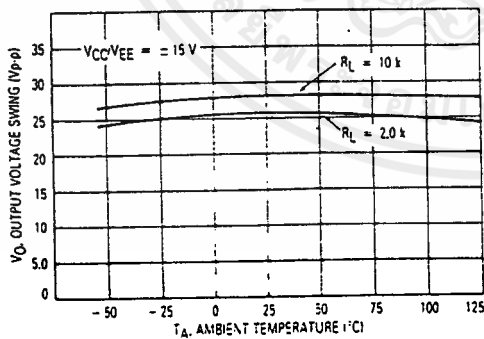
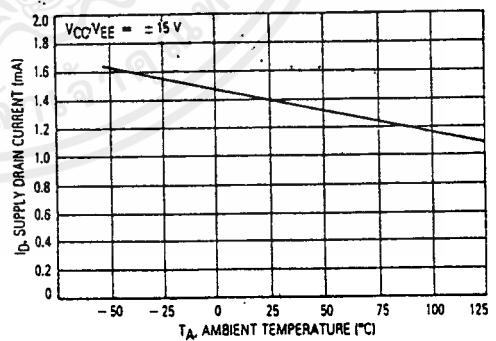


FIGURE 6 — SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus TEMPERATURE



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 — LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY

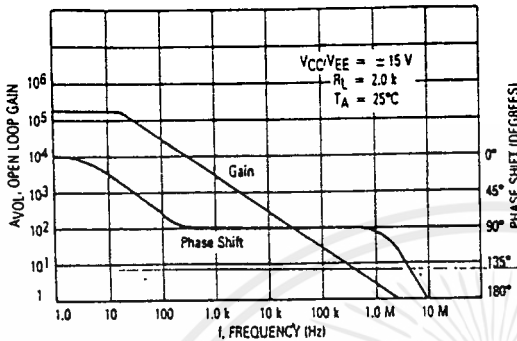


FIGURE 8 — LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN versus TEMPERATURE

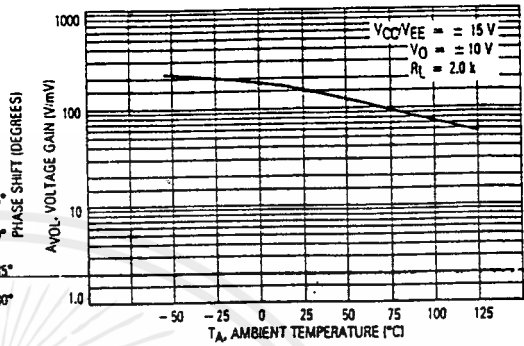


FIGURE 9 — NORMALIZED SLEW RATE versus TEMPERATURE

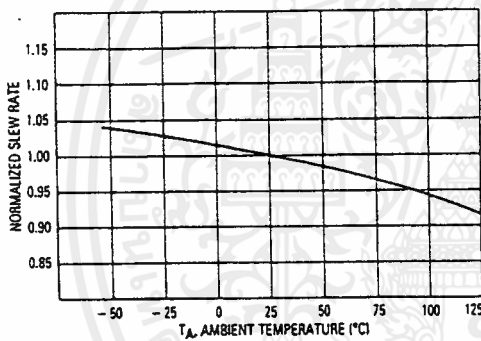


FIGURE 10 — EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY

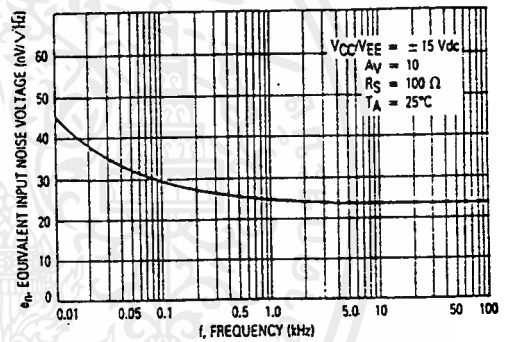
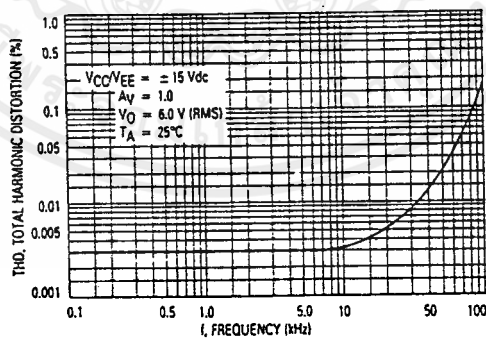
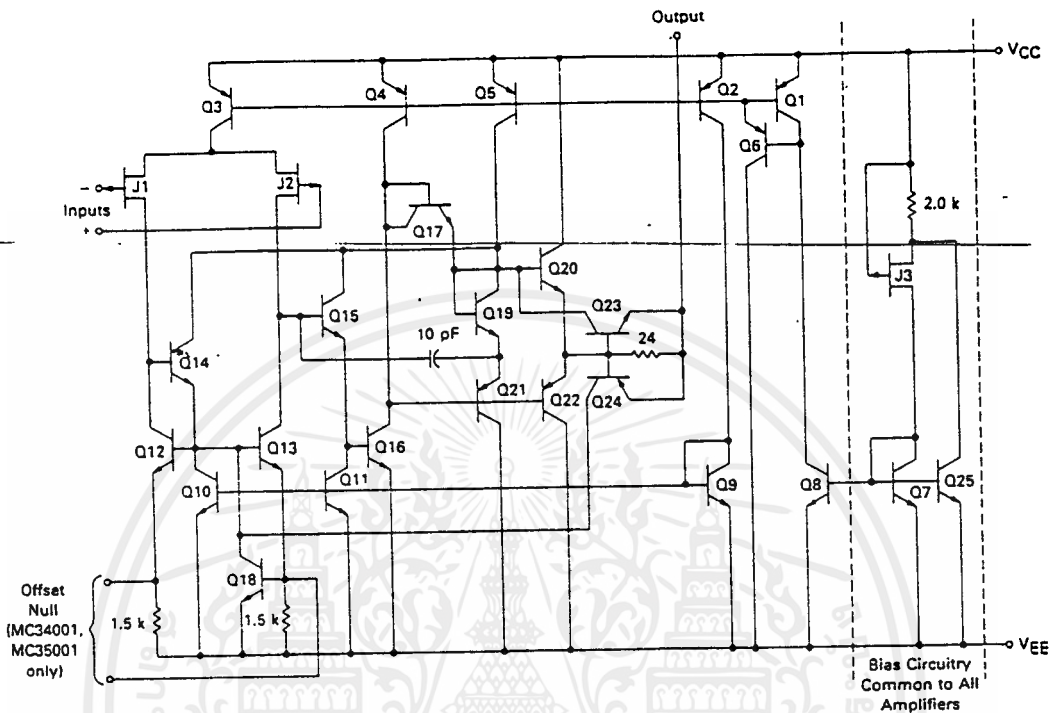


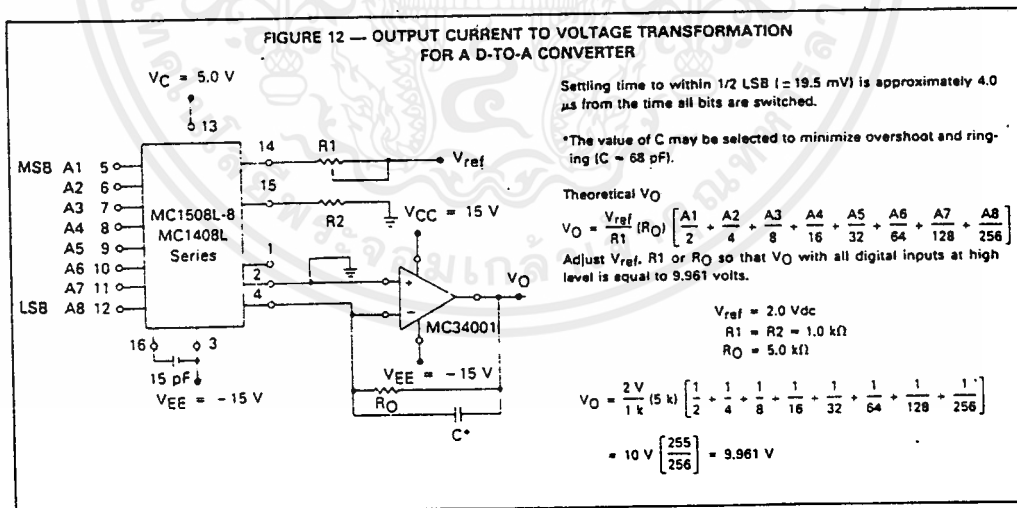
FIGURE 11 — TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC  
(Each Amplifier)



TYPICAL APPLICATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 13 — POSITIVE PEAK DETECTOR

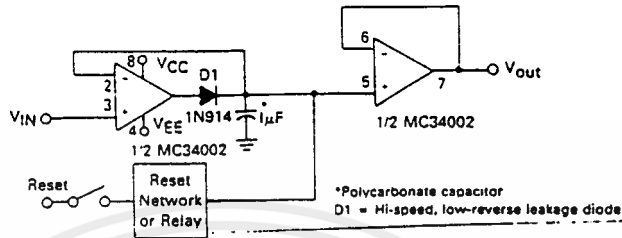
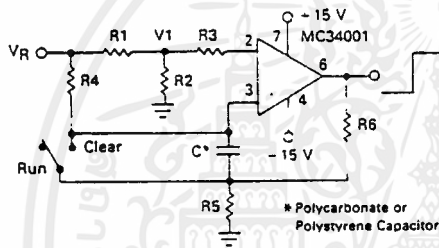


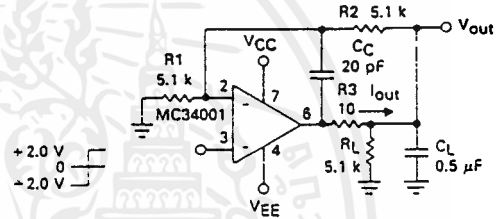
FIGURE 14 — LONG INTERVAL RC TIMER



Time (t) = R4 C ln (VR/VR - V1), R3 = R4, R5 = 0.1 R6,  
If R1 = R2: t = 0.693 R4C

Design Example: 100 Second Timer  
VR = 10 v C = 1.0 μF R3 = R4 = 144 M  
R6 = 20 k R5 = 2.0 k R1 = R2 = 1.0 k

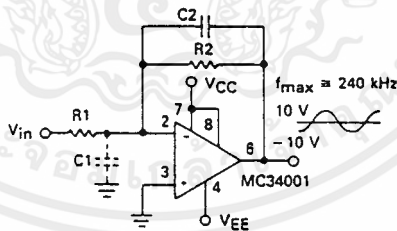
FIGURE 15 — ISOLATING LARGE CAPACITIVE LOADS



- Overshoot < 10%
- ts = 10 μs
- When driving large CL, the Vout slow rate is determined by CL and Iout(max):

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = \frac{I_{out}}{C_L} = \frac{0.02}{0.5} \text{ V}/\mu\text{s} = 0.04 \text{ V}/\mu\text{s} \text{ (with } C_L \text{ shown)}$$

FIGURE 16 — WIDE BW, LOW NOISE, LOW DRIFT AMPLIFIER



• Power BW:  $f_{max} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \approx 240 \text{ kHz}$

- Parasitic input capacitance (C1 ≈ 3 pF plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high-frequency pole. To compensate add C2 such that: R2C2 ≈ R1C1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**MC145026  
MC145027  
MC145028**

**Advance Information**

**MC145026 ENCODER, MC145027/MC145028 DECODERS**

The MC145026 will encode nine bits of information and serially transmit this information upon receipt of a transmit enable,  $\overline{TE}$ , (active low) signal. Nine inputs may be encoded with trinary data (0, 1, open) to allow  $3^9$  (19,683) different codes.

Two decoders are presently available. Both use the same transmitter — the MC145026. The decoders will receive the 9-bit word and will interpret some of the bits as address codes and some as data. The MC145027 will interpret the first five transmitted bits as address and the last four bits as data. The MC145028 will treat all nine bits as address. If no errors are received, the MC145027 will output the four data bits when the transmitter sends address codes that match that of the receiver. A valid transmission output will go high on both decoders when they recognize an address that matches that of the decoder. Other receivers can be produced with different address/data ratios.

- May be Addressed in either Binary or Trinary
- Trinary Addressing Maximizes Number of Codes
- Interfaces with RF, Ultrasonic, or Infrared Transmission Media
- Double Transmissions for Error Checking
- 4.5 V to 18 V Operation
- On-Chip R/C Oscillator; No Crystal Required
- High External Component Tolerance: Can use 5% Components
- Standard 8-Series Input and Output Characteristics

**CMOS MSI**

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

**REMOTE CONTROL  
ENCODER/DECODER PAIRS**



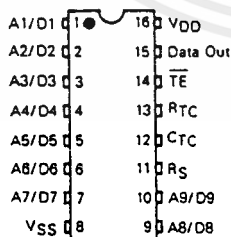
**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620**



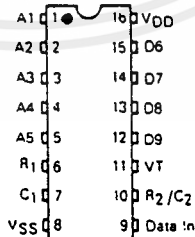
**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648**

MC14XXXX Suffix Denotes  
L Ceramic Package  
P Plastic Package

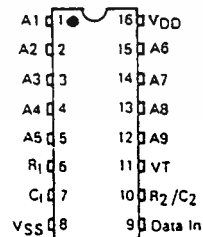
**PIN ASSIGNMENTS**



**MC145026  
Encoder**



**MC145027  
Decoder**



**MC145028  
Decoder**

This is advance information and specifications are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145026 • MC145027 • MC145028

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to VSS)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	-0.5 to +18	V
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	-0.5 to V <sub>DD</sub> +0.5	V
DC Current Drain Per Pin	I	10	mA
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> V	-40°C		25°C			+85°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	"0" Level VOL	5.0	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	V
		10	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
		15	-	0.05	-	0	0.05	-	0.05	
	V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub> VOH	5.0	4.95	-	4.95	5.0	-	4.95	-	V
		10	9.95	-	9.95	10	-	9.95	-	
		15	14.95	-	14.95	15	-	14.95	-	
Input Voltage (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 V) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 V) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 V)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	-	1.5	-	2.25	1.5	-	1.5	V
		10	-	3.0	-	4.50	3.0	-	3.0	
		15	-	4.0	-	6.25	4.0	-	4.0	
	"1" Level V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	-	3.5	2.75	-	3.5	-	V
		10	7.0	-	7.0	5.50	-	7.0	-	
		15	11.0	-	11.0	8.25	-	11.0	-	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 V) (V <sub>OH</sub> = 4.6 V) (V <sub>OH</sub> = 9.5 V) (V <sub>OH</sub> = 13.5 V) (V <sub>OL</sub> = 0.4 V) (V <sub>OL</sub> = 0.5 V) (V <sub>OL</sub> = 1.5 V)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	-2.5	-	-2.1	-4.2	-	-1.7	-	mA
		5.0	-0.52	-	-0.44	-0.88	-	-0.36	-	
		10	-1.3	-	-1.1	-2.25	-	-0.9	-	
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	0.52	-	0.44	0.88	-	0.36	-	mA
		10	1.3	-	1.1	2.25	-	0.9	-	
		15	3.6	-	3.0	8.8	-	2.4	-	
*Input Current - TE (MC145026, Pullup Device)	I <sub>in</sub>	5.0	-	-	3.0	4.0	7.0	-	-	μA
10	-	-	16	20	26	-	-	-	μA	
15	-	-	35	45	55	-	-	-	μA	
Input Current R <sub>S</sub> (MC145026) Data In (MC145027, MC145028)	I <sub>in</sub>	15	-	±0.3	-	±0.00001	±0.3	-	±1.0	μA
Input Current A1/D1-A9/D9 (MC145026) A1-A5 (MC145027) A1-A9 (MC145028)	I <sub>in</sub>	5.0	-	-	-	±55	±80	-	-	μA
		10	-	-	-	±300	±340	-	-	μA
		15	-	-	-	±650	±725	-	-	μA
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	-	-	-	-	5.0	7.5	-	-	pF
Quiescent Current - MC145026	I <sub>DD</sub>	5.0	-	-	-	0.0050	0.10	-	-	μA
		10	-	-	-	0.0100	0.20	-	-	μA
		15	-	-	-	0.0150	0.30	-	-	μA
Quiescent Current - MC145027, MC145028	I <sub>DD</sub>	5.0	-	-	-	30	50	-	-	μA
		10	-	-	-	60	100	-	-	μA
		15	-	-	-	90	150	-	-	μA
Total Supply Current - MC145026 (f <sub>c</sub> = 20 kHz)	I <sub>T</sub>	5.0	-	-	-	100	200	-	-	μA
		10	-	-	-	200	400	-	-	μA
		15	-	-	-	300	600	-	-	μA
Total Supply Current - MC145027, MC145028 (f <sub>c</sub> = 20 kHz)	I <sub>T</sub>	5.0	-	-	-	200	400	-	-	μA
		10	-	-	-	400	800	-	-	μA
		15	-	-	-	600	1200	-	-	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC145026 • MC145027 • MC145028

SWITCHING CHARACTERISTICS ( $C_L = 50$  pF,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub>	Min	Typ	Max	Unit
Output Rise and Fall Time	t <sub>TLH</sub>	5.0	-	100	200	ns
	t <sub>FHL</sub>	10	-	50	100	
	t <sub>FHL</sub>	15	-	40	80	
Data In Rise and Fall Time (MC145027, MC145028)	t <sub>TLH</sub>	5.0	-	-	15	μs
	t <sub>FHL</sub>	10	-	-	15	
	t <sub>FHL</sub>	15	-	-	15	
Encoder Clock Frequency	f <sub>cl</sub>	5.0	0	-	2	MHz
	f <sub>cl</sub>	10	0	-	5	
	f <sub>cl</sub>	15	0	-	10	
Maximum Decoder Frequency (Referenced to Encoder Clock) (See Figure 9)	f <sub>cl</sub>	5.0	-	-	240	kHz
	f <sub>cl</sub>	10	-	-	410	
	f <sub>cl</sub>	15	-	-	450	
TE Pulse Width	t <sub>WL</sub>	5.0	65	-	-	ns
System Propagation Delay (TE to Valid Transmission)	-	-	-	182	-	Clock Cycles
	-	-	-	-	-	
	-	-	-	-	-	
Tolerance on Timing Components (ΔRTC + ΔCTC + ΔR1 + ΔC1) (ΔR2 + ΔC2)	-	-	-	-	± 25	%
	-	-	-	-	± 25	

## OPERATING CHARACTERISTICS

### MC145026

The encoder will serially transmit nine bits of trinary data as defined by the state of the A1/D1-A9/D9 input pins. These pins can be in either of three states (0, 1, open) allowing  $3^9 = 19683$  possible codes. The transmit sequence will be initiated by a low level of the TE input pin. Each time the TE input is forced low the encoder will output two identical data words. This redundant information is used by the receiver to reduce errors. If the TE input is kept low, the encoder will continuously transmit the data words. The transmitted words are self-completing (two words will be transmitted for each TE pulse).

Each transmitted data bit is encoded into two data pulses. A logic zero will be encoded as two consecutive short pulses, a logic one by two consecutive long pulses, and an open as a long pulse followed by a short pulse. The input state is determined by using a weak output device to try to force each input first low, then high. If only a high state results from the two tests, the input is assumed to be hard wired to V<sub>DD</sub>. If only a low state is obtained, the input is assumed to be hard wired to V<sub>SS</sub>. If both a high and a low can be forced at an input, it is assumed to be open and is encoded as such.

The transmit sequence is enabled by a logic zero on the TE input. This input has an internal pullup device so that a simple switch may be used to force the input low. While TE is high the encoder is completely disabled, the oscillator is inhibited and the current drain is reduced to quiescent current. When TE is brought low, the oscillator is started, and an internal reset is generated to initialize the transmit sequence. Each input is then sequentially selected and a determination is made as to input logic state. This information is serially transmitted via the Data Out output pin.

### MC145027

The decoder will receive the serial data from the encoder, check it for errors and output data if valid. The transmitted data consisting of two identical data words is examined bit by bit as it is received. The first five bits are assumed to be

address bits and must be encoded to match the address inputs at the receiver. If the address bits match, the next four (data) bits are stored and compared to the last valid data stored. If this data matches, the VT pin will go high on the 2nd rising edge of the 9th bit of the first word. Between the two data words no signal is sent for three data bit times. As the second encoded word is received, the address must again match, and if it does, the data bits are checked against the previously stored data bits. If the two words of data (four bits each) match, the data is transferred to the output data latches and will remain until new data replaces it. At the same time, the Valid Transmission output pin is brought high and will remain high until an error is received or until no input signal is received for four data bit times.

Although the address information is encoded in trinary fashion, the data information must be either a one or a zero. A trinary (open) will be decoded as a logic one.

### MC145028

This receiver operates in the same manner as the MC145027 except that nine address bits are used and no data output is available. The Valid Transmission output is used to indicate that a valid signal has been received.

Although address information normally is encoded in trinary, the designer should be aware that, for the MC145028, the ninth address bit (A9) must be either a one or a zero. This part, therefore, can accept only  $2 \times 3^8 = 13,122$  different codes. A trinary (open) A9 will be interpreted as a logic 1. However if the transmitter sends a trinary (or logic 1) and the receiver address is a logic 1 (or trinary) respectively, the valid transmission output will be shortened to the  $R1 \times C1$  time constant.

### DOUBLE TRANSMISSION DECODING

Although the encoder sends two words for error checking, a decoder does not necessarily wait for two transmitted words to be received before issuing a valid transmission output. Refer to the flowcharts in Figures 7 and 8.

MC145026 • MC145027 • MC145028

PIN DESCRIPTION

MC145026 Encoder

A1/D1-A9/D9 – These inputs will be encoded and the data serially output from the encoder.

VSS – The most negative supply (usually ground).

RS, CTC, RTC – These pins are part of the oscillator section of the encoder. If an external signal source is used instead of the internal oscillator it should be connected to the RS input and the RTC and CTC pins should be left open.

TE – This Transmit-Enable (active low) input will initiate transmission when forced low. A pullup device will keep this input high normally.

Data Out – This is the output of the encoder that will present the serially encoded signals.

VDD – The most positive supply.

MC145027 Decoder

A1-A5 – These are the address inputs that must match the encoder inputs A1/D1-A5/D5 in order for the decoder to output data.

D6-D9 – These outputs will give the information that is presented to the encoder inputs A6/D6-A9/D9. Note: only binary data will be acknowledged, a trinary open will be decoded as logic one.

R1, C1 – These pins accept a resistor and capacitor that are used to determine whether a narrow pulse or a wide pulse has been encoded. The time constant  $R_1 \times C_1$  should be set to 1.72 transmit clock periods.  $R_1 C_1 = 3.95 RTCTC$ .

R2/C2 – This pin accepts a resistor to VSS and a capacitor to VSS that are used to detect both the end of an encoded word and the end of transmission. The time constant  $R_2 \times C_2$  should be 33.5 transmit clock periods (four data bit periods). This time constant is used to determine that the Data In input has remained low for four data bit times (end of transmission). A separate comparator looks at a voltage equivalent two data bit times ( $0.4 R_2 C_2$ ) to detect the dead time between transmitted words.  $R_2 C_2 = 77 RTCTC$ .

Valid Transmission, VT – This output will go high when the following conditions are satisfied:

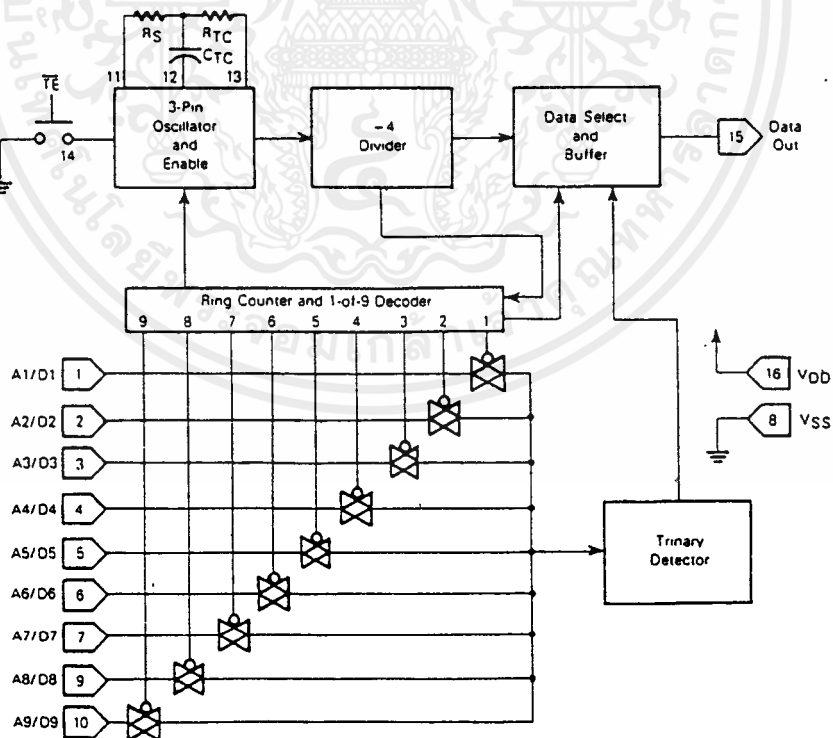
1. the transmitted address matches the receiver address, and
2. the transmitted data matches the last valid data received.

VT will remain high until either a mismatch is received, or no input signal is received for four data bit times.

VDD – The most positive supply

VSS – The most negative supply (usually ground)

FIGURE 1 – ENCODER BLOCK DIAGRAM MC145026



MC145026 • MC145027 • MC145028

FIGURE 2 — DECODER BLOCK DIAGRAM MC145027

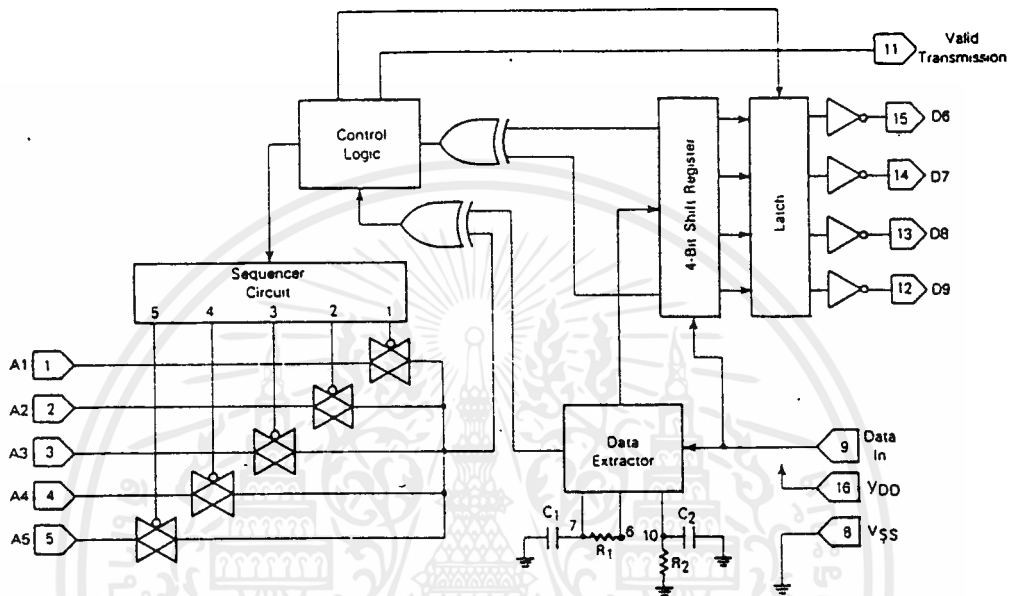
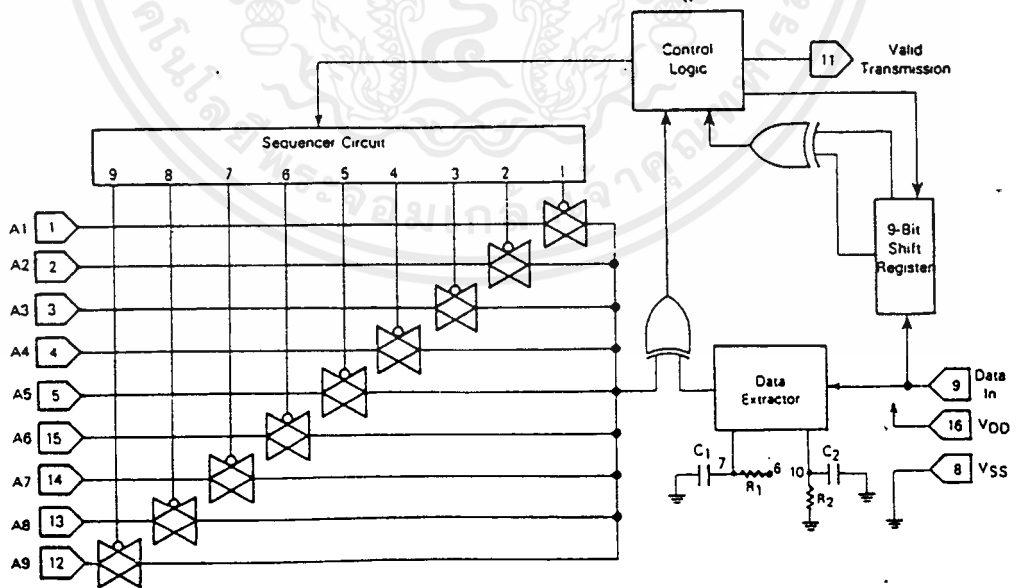


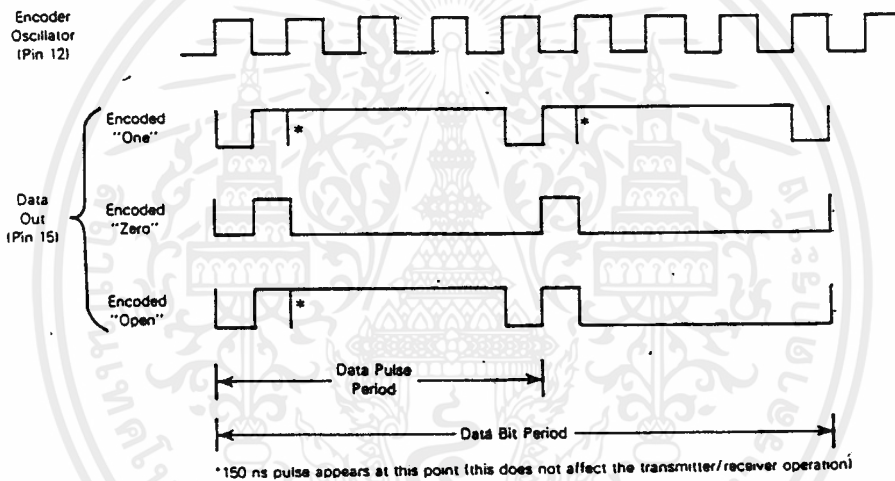
FIGURE 3 — DECODER BLOCK DIAGRAM MC145028



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145026 • MC145027 • MC145028

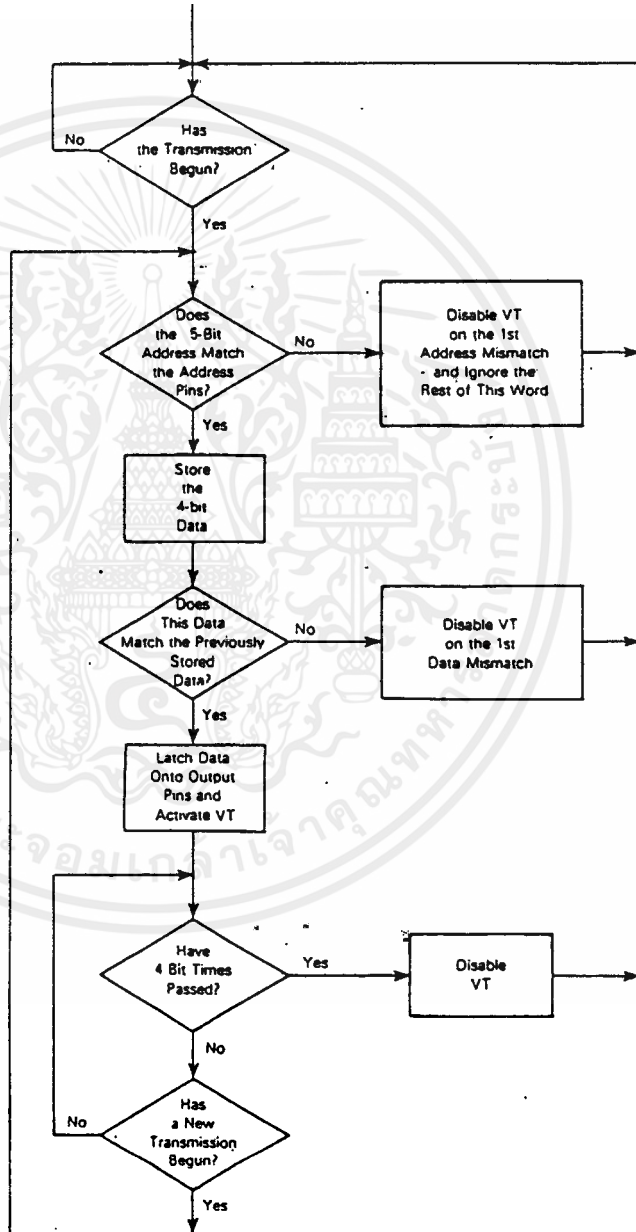
FIGURE 6 – ENCODER DATA WAVEFORMS (MC145026)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145026 • MC145027 • MC145028

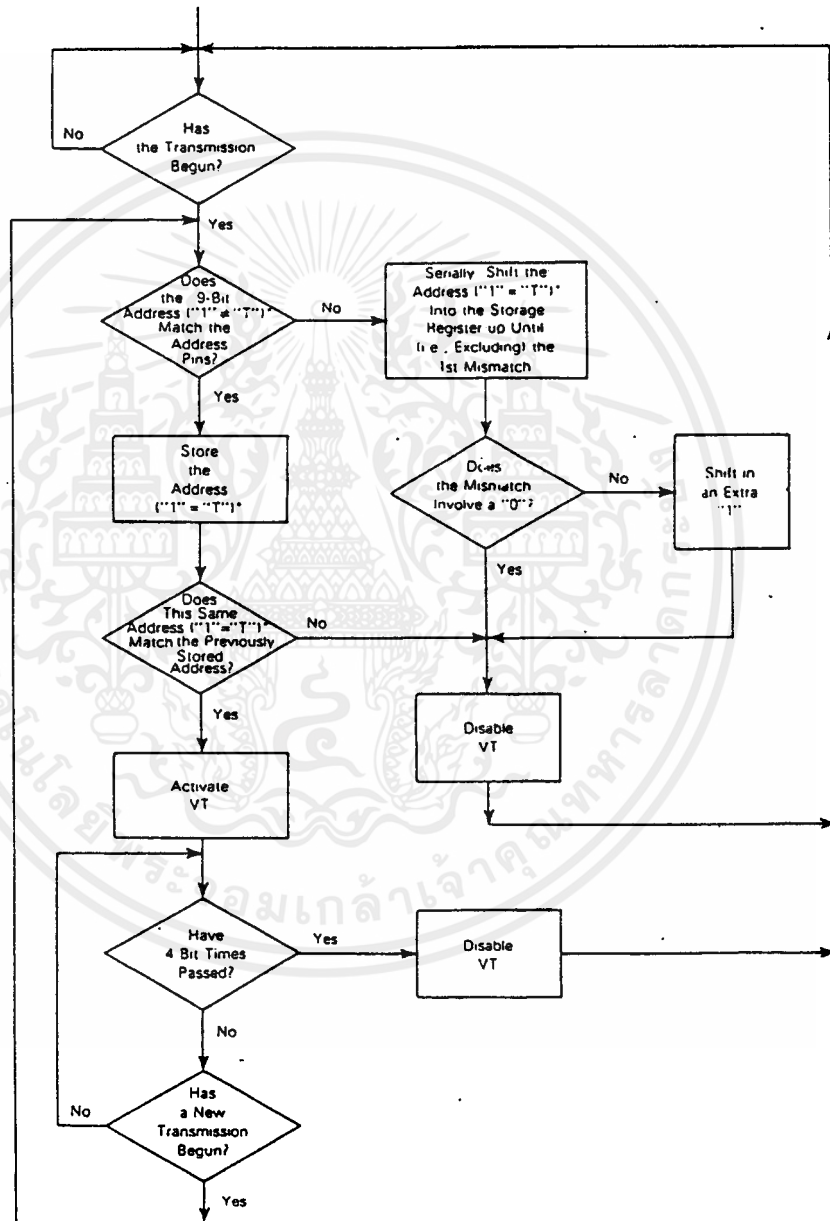
FIGURE 7 – MC145027 FLOWCHART



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145026 • MC145027 • MC145028

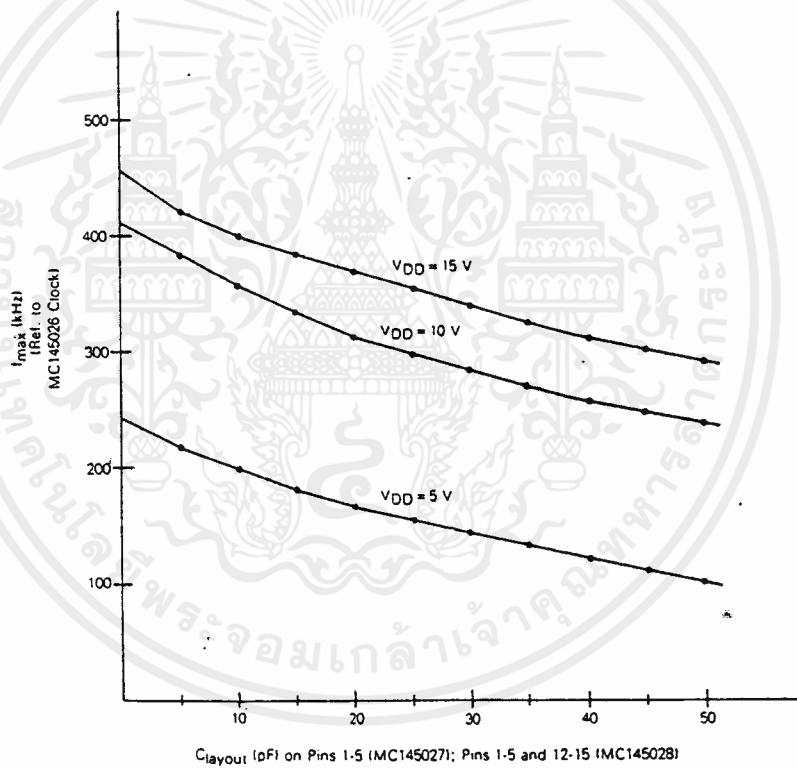
FIGURE 8 - MC145028 FLOWCHART



\*For shift register comparsons, a "T" is stored as a "1"

MC145026 • MC145027 • MC145028

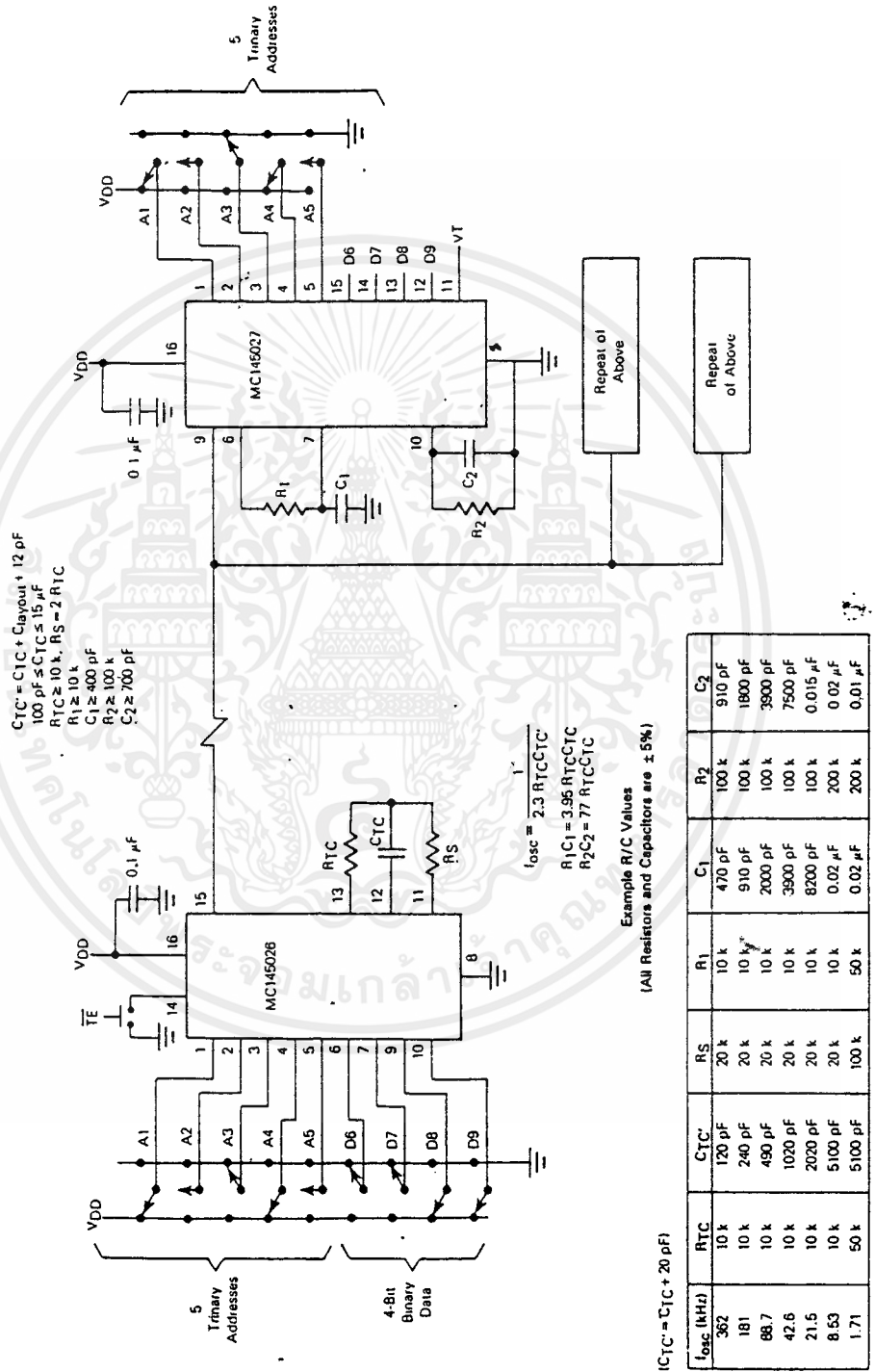
FIGURE 9 — MC145027/MC145028  
 $f_{max}$  vs Clayout



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

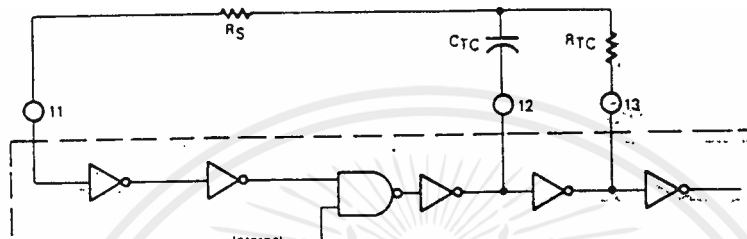
MC145026 • MC145027 • MC145028

FIGURE 10 — TYPICAL APPLICATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 - ENCODER OSCILLATOR INFORMATION



This oscillator will operate at a frequency determined by the external RC network; i.e.,

$$f \approx \frac{1}{2.3 R_{TC} C_{TC}} \text{ (Hz)}$$

for 1 kHz ≤ f ≤ 400 kHz  
where: C<sub>TC</sub> = C<sub>TC</sub> + C<sub>layout</sub> + 12 pF

$$R_S = 2 R_{TC}$$

$$R_S \geq 20 \text{ k}$$

$$R_{TC} \geq 10 \text{ k}$$

$$400 \text{ pF} < C_{TC} < 15 \text{ }\mu\text{F}$$

The value for R<sub>S</sub> should be chosen to be about 2 times R<sub>TC</sub>. This range will ensure that current through R<sub>S</sub> is insignificant compared to current through R<sub>TC</sub>. The upper limit for R<sub>S</sub> must ensure that R<sub>S</sub> × 5 pF (input capacitance) is small compared to R<sub>TC</sub> × C<sub>TC</sub>.

For frequencies outside the indicated range, the formula will be less accurate. The actual oscillation range of this circuit is from less than 1 Hz to over 1 MHz.

FIGURE 5 - ENCODER/DECODER TIMING DIAGRAM

