



ปีการศึกษา 2533

# แขนกลควบคุมด้วยเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ผ่านคลื่นวิทยุ

(ROBOTIC CONTROLLED BY MICROCOMPUTER WITH RADIO WAVE)

|             |                |         |
|-------------|----------------|---------|
| โดย         |                |         |
| นายภุชงค์   | กิตติทัตต์     | 31.3401 |
| นายจิรภัทร์ | ทองบาง         | 31.3409 |
| นายหฤทธิชัย | ปัญญารภศิริ    | 31.3415 |
| นายวิชัย    | มิตรสันติสุข   | 31.3421 |
| นายสมิทธิ์  | ศรีเกษ         | 31.3429 |
| นายสมพล     | วีระดาราพันธุ์ | 31.3433 |
| นายอภิรักษ์ | ภลิน โกสุม     | 31.3436 |

## อาจารย์ที่ปรึกษา

|         |         |                |
|---------|---------|----------------|
| อาจารย์ | ดร. กนก | เจนจิระหงส์เวช |
| อาจารย์ | กฤดากร  | กล่อมการ       |



ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แขนกลควบคุมด้วยเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ผ่านคลื่นวิทยุ

(ROBOTIC CONTROLLED BY MICROCOMPUTER WITH RADIO WAVE)

โดย

|                |                |         |
|----------------|----------------|---------|
| 1. นายกฤษณ์    | กิตติทัตต์     | 31.3401 |
| 2. นายจิรภัทร์ | ทองบาง         | 31.3409 |
| 3. นายพฤทธิชัย | ปัญญาวรรณศิริ  | 31.3415 |
| 4. นายวิชัย    | มิตรสันติสุข   | 31.3421 |
| 5. นายสถิตย์   | ศรีเกษ         | 31.3429 |
| 6. นายสมพล     | วิระดำรงพันธุ์ | 31.3433 |
| 7. นายอภิรักษ์ | กลิ่นโกสุม     | 31.3436 |

.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ)

.....กรรมการ

.....กรรมการ

เลขที่ T 3304774  
เลขทะเบียน 027880  
วัน, เดือน, ปี 12 ก.ค. 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเอกสารเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามทำซ้ำหรือดัดแปลงเอกสารนี้ เจ้าของเอกสาร 027880

## แผนกควบคุมด้วยเครื่อง ไมโครคอมพิวเตอร์ผ่านคลื่นวิทยุ

(ROBOTIC CONTROLLED BY MICROCOMPUTER WITH RADIO WAVE)

นายกฤษณ์ กิตติทัตต์ 31.3401

นายธีรภัทร์ ทองบาง 31.3409

นายพฤทธิชัย ปัญญารณศิริ 31.3415

นายวิชัย มิตรสันติสุข 31.3421

นายสฤติชัย ศรีเกษ 31.3429

นายสมพล วีระดำรงพันธุ์ 31.3433

นายอภิรักษ์ กัลลินโกสม 31.3436

อาจารย์ ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ กฤตดากร กล่อมการ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวถึงเรื่องการออกแบบและสร้างแผนกที่ควบคุมด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ผ่านคลื่นวิทยุย่าน VHF ซึ่งถูกแบ่งแยกออกเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนคอมพิวเตอร์ (MICROCOMPUTER) ส่วนสื่อสารข้อมูล (DATA COMMUNICATION) และส่วนแผนก

ส่วนคอมพิวเตอร์ จะทำหน้าที่เกี่ยวกับโปรแกรมควบคุมแผนก A/D ,D/A ด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ IBM PC แล้วทำการส่งข้อมูลแบบอนุกรม (SERIES) ผ่านคลื่นวิทยุไปยังแผนก ซึ่งมี CPU 8031 ควบคุมอยู่ที่แผนกแบบ CLOSED LOOP ภาษาที่ใช้คือ C

ส่วนสื่อสารข้อมูล จะทำหน้าที่เกี่ยวกับการรับและส่งข้อมูลขนาด 1200 b/s ย่าน VHF แบบ FSK โดยวิธีสังเคราะห์ความถี่ (FREQUENCY SYNTHESIZER) ด้วย PLL (PHASE LOCK LOOP)

ส่วนแผนกและชุดควบคุม จะอธิบายเกี่ยวกับการสร้างและออกแบบแผนก และวงจรควบคุมตำแหน่งและขับ DC MOTOR แบบ CLOSED LOOP และ STEPPING MOTOR แบบ OPEN LOOP

## ROBOTIC CONTROLLED BY MICROCOMPUTER WITH RADIO WAVE

|                          |           |
|--------------------------|-----------|
| KLIZ KITITAT             | 31.3401   |
| TEERAPAT TONGBANG        | 31.3409   |
| PHUTHICHAJ PANYAWANSIRI  | 31.3415   |
| VICHAJ MITSUNTISUK       | 31.3421   |
| SATTI SRIGATE            | 31.3429   |
| SOMPHON WEERADAMRONGPHAN | 31.3433   |
| APIRAK KLINGOSUM         | 31.3436   |
| DR. KANOK JENJIRAPONGWEJ | : ADVISOR |
| KITDAKRON KLOMKARN       | : ADVISOR |

1990

### ABSTRACT

This Thesis explain the designing and construction of Robotic controlled by microprocessor with radio wave that radiation in VHF region. This project consists of three part, microcomputer part, data communication part and robotic part,

The microcomputer part, which operate about program that control robotic, D/A, A/D. This program controlled by microcomputer IBM-PC which sent data in serial. This data will be modulate with radio wave to radiation to robotic that control by CPU 8031.

The communication part operate about transmit and receive data which operate at 1200 b/s at VHF region. Data - 1200b/s modulated in FSK by Frequency Synthesizer and Phase Lock Loop (PLL) methode.

The Robotic and control system will describe about construction, design robotic circuit control position, circuit drive DC motor by closed loops and circuit drive stepping - motor by open loop.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

บทนำ

บทที่ 1

ส่วนระบบคอมพิวเตอร์

ทฤษฎี CPU 8031

1-1

การออกแบบส่วนระบบควบคุมคอมพิวเตอร์

- ส่วนไมโครคอมพิวเตอร์

1-32

- ส่วนซิงเกิลบอร์ด

1-32

การทดลองสร้างส่วนระบบควบคุมคอมพิวเตอร์

- การต่อวงจรและทดสอบ CPU

1-33

- โปรแกรมควบคุมระบบสื่อสารข้อมูล

(Program listing 1.1)

1-35

- โปรแกรม MONITOR SINGLE BOARD

1-37

บทที่ 2

ส่วนระบบสื่อสารข้อมูล

พื้นฐานระบบเฟลลียกควบ

- เฟลลียกควบ

2-14

- ดิจิตอลเฟลลียกควบ

2-21

- การสังเคราะห์ความถี่โดยเฟลลียกควบ

2-27

- วารีแคป

2-36

- วงจรผลิตความถี่

2-43

- วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน

2-47

- สัญญาณรบกวนในวงจรผลิตความถี่

2-50

- การมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม

2-52

- วงจรผลิตความถี่อ้างอิง

2-56

- วงจรหารความถี่

2-59

- 2<sup>nd</sup> ORDER VCVS FILTER

2-65

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งจะถือว่าผิดกฎหมาย

2-66

|  |      |
|--|------|
| -การออกแบบ OSC (VCO) และ FM MODULATION     | 2-69 |
| -การออกแบบภาค HF AMP และสร้างภาค POWER AMP | 2-72 |
| -การออกแบบ MODEM ด้านส่ง และวงจรประกอบ     | 2-75 |
| -การออกแบบ MODEM ด้านรับ และวงจรประกอบ     | 2-77 |

**ผลการทดลอง**

**สรุปผลการทดลอง**

**บทที่ 3 ส่วนระบบแขนกล**

**โครงสร้างทั่วไปของหุ่น**

|   |      |
|---|------|
| -ตัวต้นกำลัง                            | 3-3  |
| -หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์             | 3-8  |
| -การควบคุมดีซีมอเตอร์                   | 3-12 |
| -หลักการทำงานของสเต็ปปีงมอเตอร์         | 3-15 |
| -โครงสร้างและการทำงานของสเต็ปปีงมอเตอร์ | 3-17 |

**การออกแบบแขนกล**

|  |      |
|--|------|
| -ส่วนแขน, ฐานหมุน, ล้อ และระบบขับเคลื่อน | 3-21 |
|--|------|

**การสร้างแขนกล**

|                        |      |
|------------------------|------|
| -ฐานหมุน               | 3-25 |
| -LINK 1                | 3-27 |
| -LINK 2                | 3-28 |
| -มือจับ                | 3-29 |
| -วงจรควบคุมดีซีมอเตอร์ | 3-30 |

**ผลการทดลอง**

**สรุปผลการทดลอง**

**บทที่ 4 บทสรุป และ แนวทางพัฒนา** 4-1

|                |     |
|----------------|-----|
| หนังสืออ้างอิง | 4-4 |
|----------------|-----|

|                 |     |
|-----------------|-----|
| กิตติกรรมประกาศ | 4-5 |
|-----------------|-----|

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสำนักงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ภาคผนวก

-ADC0808

-DS8629

-uA741

-INDUCTOR

-MV2101-MV2115

-2N5486

-L292

-circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยี และความก้าวหน้าทางวิทยาการได้พัฒนาไปอย่างไม่หยุดยั้ง นับเป็นการก้าวกระโดดอันยิ่งใหญ่ของมวลมนุษย์ งานหลายอย่างได้ถูกแทนที่โดยเครื่องจักรกล แนวโน้มของงานที่จะทำโดยมนุษย์จะเป็นงานที่ต้องใช้ความคิด งานที่ต้องตัดสินใจ และ งานประณีตศิลป์ในการออกแบบ

การใช้เครื่องจักรเข้ามาแทนที่มนุษย์ เริ่มเป็นความจริงขึ้นมาในช่วง 20 ปีนี้เอง ซึ่งหมายถึง เครื่องจักรจะต้องตัดสินใจเองได้ มีการเรียนรู้ และประสบการณ์ สามารถนำเอาสิ่งที่เรียนรู้มาก่อนมาตัดสินใจกับปัญหาที่เผชิญได้ แต่กว่าจะถึงขั้นทำงานด้วยตนเองโดยตลอดอย่างสมบูรณ์ จำเป็นต้องใช้เวลาอีกระยะหนึ่ง เพื่อพัฒนาศาสตร์ด้านคอมพิวเตอร์ ทั้งด้านฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ที่เกี่ยวข้องกับปัญญาประดิษฐ์ (ARTIFICIAL INTELLIGENT) สำหรับคอมพิวเตอร์ในยุคที่ 5 (5th generation computer)

สำหรับเครื่องจักรที่ทำงานตามรูปแบบที่ตั้งไว้ก่อน หรือภายใต้โปรแกรมที่เขียนไว้ล่วงหน้า โดยไม่อาจแก้ปัญหาพิเศษที่เกิดขึ้นโดยบังเอิญซึ่งมนุษย์ไม่ได้คาดคิดไว้ก่อนที่จะเขียนโปรแกรมนั้นๆ ได้มีการใช้กันอย่างแพร่หลายในโลกอุตสาหกรรมปัจจุบัน แทบทั้งหมดของเครื่องจักรชนิดนี้จะ เป็นแบบตัดสินใจได้เองเพียงเล็กน้อย แต่เป็นทางด้านความสามารถในการรับภาระ (LOAD) เช่น ยกน้ำหนักได้หนักเท่าไร, ความเร็วเป็นอย่างไร, ความแม่นยำ และความผิดพลาด เพื่อทำงานทางด้านหยิบจับเคลื่อนย้ายวัสดุ ซึ่งจะต้องทำซ้ำซ้ำอีกเป็นระยะเวลานานด้วยความเที่ยงตรง และมีความซับซ้อนกว่าเครื่องจักรธรรมดาหลายเท่า ในการทำงานของหุ่นยนต์นั้นจะแบ่งได้ตามลักษณะในการควบคุม คือ แบบที่ทำงานตามโปรแกรมโดยสิ้นเชิง (computer control robots) และแบบควบคุมโดยมนุษย์ (human control robots)

8031 SINGLE SHIP MICRO CONTROLLER

8031 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์แบบชิพเดี่ยว ซึ่งอยู่ในตระกูล MCS-51

ลักษณะโครงสร้างของ 8031 แสดงอยู่ในรูปที่ 1. ซึ่งสถาปัตยกรรมของ 8031 สร้างขึ้นด้วย HMOS

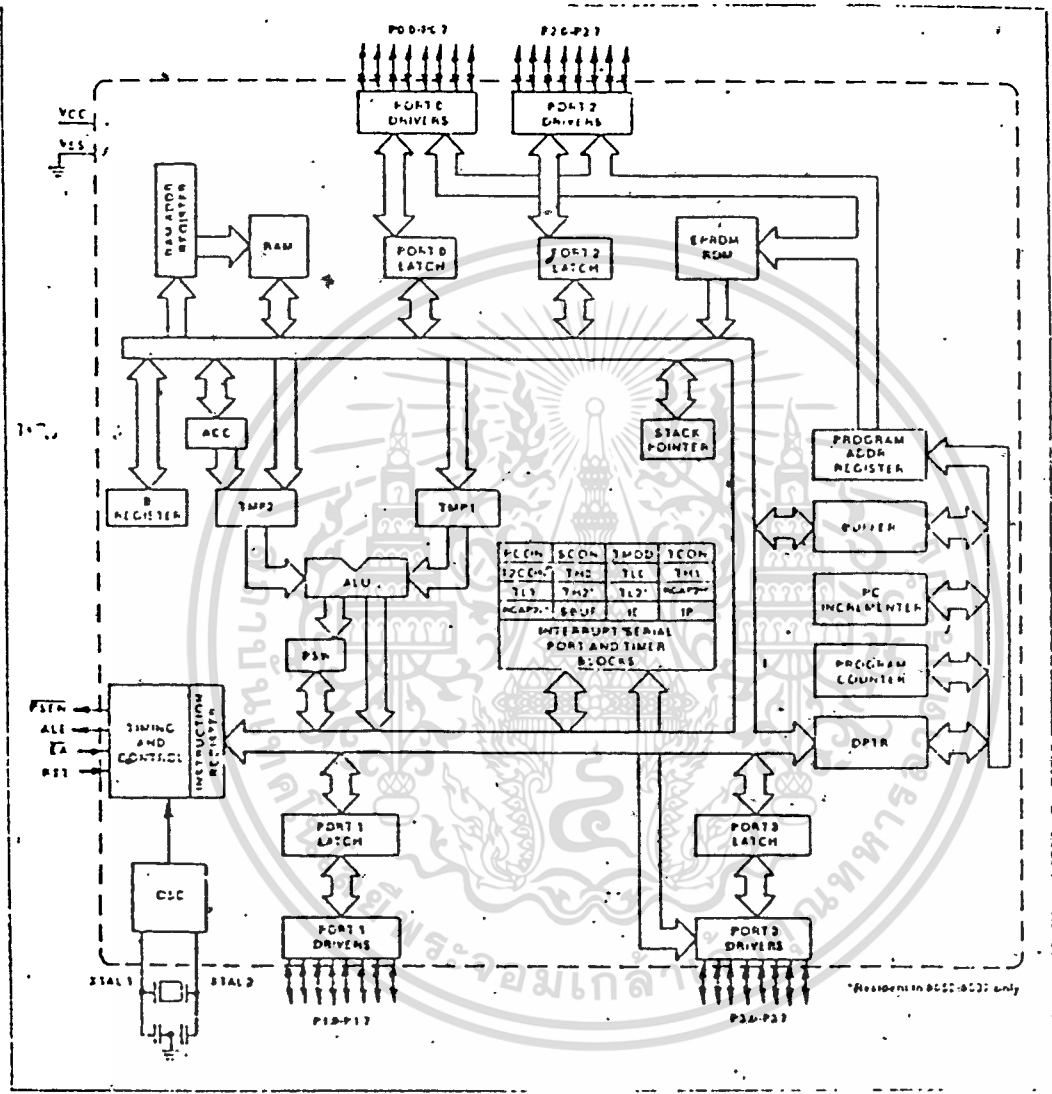
ลักษณะของ 8031

- เป็น CPU แบบ 8 บิต
- มีวงจรถ่ายโอนข้อมูลและ CLOCK อยู่ในตัว
- มีขาสัญญาณเข้าและออก (I/O) 32 ขา
- แยกหน่วยความจำของข้อมูลได้ 64K และหน่วยความจำของโปรแกรมอีก 64K
- มี TIMER และ COUNTER แบบ 16 บิต ถึง 2 ตัว
- สัญญาณอินเทอร์รัพท์ 5 แบบ ซึ่งแบ่งลำดับความสำคัญออกเป็น 2 ระดับ
- การทำงานแบบ FULL DUPLEX ในขณะส่งข้อมูลแบบอนุกรม
- มีการประมวลผลแบบบูลีน (AND, OR, XOR) ฯลฯ

การจัดหน่วยความจำของ 8031

8031 แบ่งหน่วยความจำสำหรับโปรแกรมและข้อมูลอย่างละ 64K และในส่วนของหน่วยความจำของข้อมูลจะเป็น RAM ซึ่งเป็นหน่วยความจำภายนอก 64K และยังมีหน่วยความจำประเภทแรมอีก 128 ไบท์ ซึ่งอยู่ในตัวของ 8031 และบน 8031 ยังประกอบด้วยรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่พิเศษ "SFRS" (SPECIAL FUNCTION REGISTOR) ซึ่งแสดงในตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1. โครงสร้างของ 8031

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.

| SYMBOL   | NAME                               | ADDRESS |
|----------|------------------------------------|---------|
| * ACC    | ACCUMULATOR                        | 0E0H    |
| * B      | B REGISTER                         | 0F0H    |
| * PSW    | PROGRAM STATUS WORD                | 0D0H    |
| SP       | STACK POINTER                      | 81H     |
| DPTR     | DATA POINTER (CONSIST OF DPH, PPL) | 83H     |
|          | DPL                                | 82H     |
| * P0     | PORT 0                             | 80H     |
| * P1     | PORT 1                             | 90H     |
| * P2     | PORT 2                             | 0A0H    |
| * P3     | PORT 3                             | 0B0H    |
| * IP     | INTERUPT PRIORITY CONTROL          | 0B8H    |
| * IE     | INTERUPT ENABLE CONTROL            | 0A8H    |
| TMOD     | TIMER/COUNTER MODE CONTROL         | 89H     |
| * T2CON  | TIMER/COUNTER CONTROL              | 0C8H    |
| TCON     | TIMER/COUNTER 2 CONTROL            | 88H     |
| TH0      | " / " 0 (HIGH BYTE)                | 8CH     |
| TL0      | " / " 0 (LOW BYTE)                 | 8AH     |
| TH1      | " / " 1 (HIGH BYTE)                | 8DH     |
| TL1      | " / " 1 (LOW BYTE)                 | 8BH     |
| * TH2    | " / " 2 (HIGH BYTE)                | 0CDH    |
| * TL2    | " / " 2 (LOW BYTE)                 | 0CCH    |
| * RCAP2H | " / " 2 CAPTURE REG (H1)           | 0CBH    |
| * RCAP2L | " / " 2 CAPTURE REG (LOW)          | 0CAH    |
| * SCON   | SERIAL CONTROL                     | 98H     |
| SBUF     | SERIAL DATA BUFF                   | 99H     |
| PCON     | POWER CONTROL                      | 87H     |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ SFRs ที่มีเครื่องหมายดอกจันอยู่ข้างหน้า หมายความว่า สามารถเข้าถึงได้โดยการอ่านแอดเดรสแบบไบท์ และแบบบิท คือสามารถจะเข้าถึง บิทใดบิทหนึ่งใน SFRs ได้โดยตรง

SFRs ที่มีเครื่องหมายบวกแสดงว่ามีอยู่ใน 8032/8052 เท่านั้น

รายละเอียดของรีจิสเตอร์ที่กำหนดพิเศษ

ACCUMULATOR

ACC เป็นแอดคิวมูเลเตอร์หรือรีจิสเตอร์ A เหมือนกับ Z80

B REGISTER

รีจิสเตอร์ B ใช้ในคำสั่งคูณและหาร ส่วนในคำสั่งอื่นสามารถใช้เหมือนกับรีจิสเตอร์ทั่ว ๆ ในการการพักข้อมูล

PROGRAM STATUS WORD

PSW ประกอบด้วยรายละเอียดดังในรูปที่ 2

|        |          | (MSB)   |    |    |     |     |    | (LSB) |   |
|--------|----------|---|----|----|-----|-----|----|-------|---|
|        |          | CY  | AC | FO | RS1 | RS0 | OV | -     | P |
| SYMBOL | POSITION | NAME AND SIGNIFICANCE   |    |    |     |     |    |       |   |
| CY     | PSW.7    | CARRY FLAG  |    |    |     |     |    |       |   |
| AC     | PSW.6    | AUXILLARY CARRY FLAG<br>(FOR BCD OPERATION)                                     |    |    |     |     |    |       |   |
| FO     | PSW.5    | FLAG 0 (FOR GENERAL PURPOSES)   |    |    |     |     |    |       |   |
| RS1    | PSW.4    | REGISTOR BANK SELECT CONTROL BITS 1 & 0<br>SET/CLEARED BY SOFTWARE TO DETERMINE |    |    |     |     |    |       |   |
| RS0    | PSW.3    | WORKING REGISTOR BANK (SEE NOTE)  |    |    |     |     |    |       |   |
| OV     | PSW.2    | OVERFLOW FLAG   |    |    |     |     |    |       |   |
| -      | PSW.1    | (RESERVED)  |    |    |     |     |    |       |   |

P      PSW.0      PARITY FLAG.

SET/CLEARED BY HARDWARE EACH INSTRUCTION TO INDICATE AN ODD/EVEN NUMBER OF "ONE" BITS IN THE ACCUMULATOR., ic. EVEN PARITY.

NOTE - THE CONSISTS OF (RS1, RS0) ENABLE THE WORKING REGISTOR BANKS AS FOLLOWS.

|       |          |           |
|-------|----------|-----------|
| (0.0) | - BANK 0 | (00H-07H) |
| (0.1) | - BANK 1 | (08H-0FH) |
| (1.0) | - BANK 2 | (10H-17H) |
| (1.1) | - BANK 3 | (18H-1FH) |

### STACK POINTER

SP เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต เมื่อใช้คำสั่ง PUSH และ CALL SP จะเพิ่มขึ้นก่อนที่จะเก็บข้อมูลหรือแอดเดรส ซึ่ง STACK จะอยู่ที่ไหนก็ได้ในหน่วยความจำ (RAM) บน 8031 ภายหลังจากการ RESET แสตทก์จะมาอยู่ที่ 07H นั่นคือ แสตทก์จะเริ่มที่ 80H

### DATA POINTER

Data ประกอบด้วย DPH และ DPL ซึ่งจะรวมกันเป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต การเข้าถึง DPTR สามารถทำได้ทั้งแบบ 16 บิต และ 8 บิต หน้าที่ของ DPTR ถ้าใช้แบบ 16 บิต จะทำหน้าที่เป็นตัวชี้ข้อมูลที่อยู่ในหน่วยความจำภายนอก

### PORT 0-3

พอร์ต 0, พอร์ต 1, พอร์ต 2, และพอร์ต 3 เป็น SFR ตัวหนึ่งที่สามารถแลตซ์ข้อมูลได้สามารถใช้เป็นอินพุทพอร์ต และเอาต์พุทพอร์ตได้ทั้ง 3 พอร์ต

### SERIAL DATA BUFFER

แบ่งเป็นรีจิสเตอร์บัฟเฟอร์ในทางส่งและบัฟเฟอร์ในทางรับ เมื่อมีการส่งข้อมูลภายในให้ SBUF ข้อมูลจะถูกส่งไปที่ บัฟเฟอร์ในทางส่ง ที่ซึ่งจะใช้ทำการส่งข้อมูลออกมา (การส่งข้อมูลให้ SBUF จะเป็นการเริ่มต้นการส่งด้วย) และถ้าอ่านข้อมูลจาก SBUF ข้อมูลจะถูกอ่านจาก บัฟเฟอร์ในทางรับ

### TIMER REGISTORS

รีจิสเตอร์คู่ (TH0, TL0) และ (TH1, TL1) เป็นตัวจับเวลาและตัวนับขนาด 16 บิต จะกล่าวรายละเอียดภายหลัง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### CONTROL REGISTORS

รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ IP, IE, TMOD, TCON, T2CON, SCON และ PCON ประกอบด้วยบิตควบคุมและบิตสถานะสำหรับระบบการอินเตอร์รัพท์

### โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต

8031 มี I/O พอร์ต อยู่ 4 พอร์ต โดยแต่ละพอร์ตจะเป็นพอร์ตแบบ 2 ทิศทาง มีการแลตช์ข้อมูลได้ (SFR. PO-P3) รวมทั้งมีวงจรรับทางด้านเข้าที่ พุท และบัฟเฟอร์ทางด้านอินพุท พอร์ต 0 และพอร์ต 2 ใช้สำหรับติดต่อกับหน่วย ความจำภายนอก ในการใช้ 8031 ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก พอร์ต 0 จะ ให้เข้าที่พุทเป็น LOW BYTE ของแอดเดรสของหน่วยความจำภายนอกและจะทำการ MULTIPLEX กับข้อมูลที่จะเขียนหรืออ่าน สรุปคือ PO จะเป็นทั้ง ADDRESS และ DATA ส่วนพอร์ต 2 จะให้แอดเดรสไบท์สูง (MSB) ของหน่วยความจำ ภายนอก ขาของพอร์ต 3 ทั้งหมดกับอีก 2 บิตของพอร์ต 1 (8052) จะทำงาน หลายหน้าที่ ดังรายละเอียดในรูปที่ 3

|        |   |
|--------|---|
| * P1.0 | T2 (TIMER/COUNTER 2 EXTERNAL INPUT)           |
| * P1.1 | T2EX (TIMER/COUNTER 2 CAPTURE/RELOAD TRIGGER) |
| P3.0   | RXD (SERIAL INPUT PORT)                       |
| P3.1   | TXD (SERIAL OUTPUT PORT)                      |
| P3.2   | INT0 (EXTERNAL INTERRUPT)                     |
| P3.3   | INT1 (EXTERNAL INTERRUPT)                     |
| P3.4   | T0 (TIMER/COUNTER 0 EXTERNAL INPUT)           |
| P3.5   | T1 (TIMER/COUNTER 1 EXTERNAL INPUT)           |
| P3.6   | WR (EXTERNAL DATA MEMORY WRITE STROBE)        |
| P3.7   | RD (EXTERNAL DATA MEMORY READ STROBE)         |

## หมายเหตุ P1.0 และ P1.1 สงวนไว้สำหรับ 8052

### โครงสร้างของพอร์ต

ในรูปที่ 3. แสดงโครงสร้างของ I/O ของแต่ละพอร์ตละบิตส่วนของพอร์ตแลตช์ใช้ D-FLIP FLOP ซึ่งจะรับข้อมูลมาจากพีสภายในโดยสัญญาณ "WRITE TO LATCH" ของ CPU ขา Q ของ D-FLIP FLOP จะถูกป้อนกลับไปพีสภายในเพื่อตอบสนองต่อสัญญาณ "READ LATCH" จาก CPU เมื่อ CPU ต้องการอ่านพอร์ต ส่วนสัญญาณที่ขาภายนอกของพอร์ตจะถูกต่อเข้าขาข้อมูลภายใน และขาพอร์ตภายนอกนี้จะถูกอ่านโดยตอบสนองต่อสัญญาณ "READ PIN" ซึ่งอ่านมาจาก CPU คำสั่งบางคำสั่งจะอ่านพอร์ตโดยอ่านจาก "READLATCH" (ดูรูป 3. ประกอบ) ส่วนคำสั่งอื่น ๆ จะอ่านใช้สัญญาณ "READ PIN" ดูรายละเอียดคำสั่งที่อ่านข้อมูลจาก READ LATCH ในรูปที่ 4.

|                         |  |
|-------------------------|--|
| ANL                     | (LOGIC AND, e.g., ANL P1, A)                           |
| ORL                     | (LOGIC OR, e.g., ORL P2, A)                            |
| XRL                     | (LOGIC EX-OR e.g., XRL P3, A)                          |
| JBC                     | (JUMP IF BIT = 1 AND CLEAR BIT, e.g., JBC P1.1, LABEL) |
| CPL                     | (COMPLEMENT BIT, e.g., CPL P3.0)                       |
| INC                     | (INCREMENT, e.g., INC P2)                              |
| DEC                     | (DECREMENT, e.g., DEC P2)                              |
| DJNZ                    | (DECREMENT AND JUMP IF NOT ZERO, e.g., DJNZ P3, LABEL) |
| MOV P <sub>X</sub> .Y,C | (MOVE CARRY BIT TO BIT Y OF PORT X)                    |
| CLR P <sub>X</sub> .Y   | (CLEAR BIT Y OF PORT X)                                |
| SET P <sub>X</sub> .Y   | (SET BIT Y OF PORT X)                                  |

### รูปที่ 4. คำสั่งที่อ่านจาก READ PIN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เหตุที่บางคำสั่งต้องอ่านพอร์ตจาก "PORT 1" เพราะในบางกรณี CPU อาจเข้าใจสัญญาณที่ขาของพอร์ตผิดพลาด ตัวอย่างเช่น PORT 1 ขาที่ 1 ถูกต่ออยู่กับขา BASE ของ TRANSISTOR และให้สัญญาณทางออกเป็น HIGH แก่ขา BASE ของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะทำให้แรงดันที่ขา BASE เหลือโดยประมาณ 0.6 โวลต์ ซึ่งขา BASE ถูกต่ออยู่กับพอร์ตเมื่อ CPU ทำการอ่านพอร์ตจะทำให้เข้าใจสัญญาณที่ขาของพอร์ตผิดไปทั้ง ๆ ที่ขณะนั้นขาของพอร์ตเป็น HIGH อยู่ จากรูปที่ 3. จะเห็นว่าพอร์ต 0 นอกจากจะเป็น I/O พอร์ตแล้วยังเป็นได้ทั้งแอดเดรสบัสและบัสข้อมูล ส่วนพอร์ต 2 เป็นทั้ง I/O พอร์ตและแอดเดรส ซึ่งควบคุมโดยสัญญาณภายในชิพในขณะที่ทำการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก SFR ของพอร์ต 2 จะไม่เปลี่ยนค่าหลังจากให้แอดเดรสแล้ว แต่ SFR ของพอร์ต 0 จะเปลี่ยนเป็น HIGH ทั้ง 8 บิต เพื่อที่จะรับข้อมูลที่จะส่งมาจากบัสข้อมูลของหน่วยความจำ (เนื่องจาก SFR สามารถแลตช์ข้อมูลได้ถ้าไม่ทำให้เป็น HIGH อาจเกิดการผิดพลาดในการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำภายนอก พอร์ต 1, พอร์ต 2 และพอร์ต 3 มีการ पुलล์อัพภายใน ส่วนในพอร์ต 0 จะเป็นแบบ OPEN DRAIN OUTPUT แต่ในกรณีที่ใช้พอร์ต 1, 2, 3. เป็นอินพุตจะต้องทำให้แต่ละบิตเป็น HIGH ก่อนเพื่อทำให้ FET ที่อยู่ทางด้านทางออกหยุดนำกระแสและรักษาระดับสัญญาณเป็น HIGH จากความต้านทาน पुलล์อัพภายใน (ดูรูป 3. ประกอบ) ข้อแตกต่างของพอร์ต 0 ก็คือ ไม่มีการ पुलล์อัพภายใน (ดูรูป (3A) ประกอบ) FET ตัวที่ทำหน้าที่ पुलล์อัพ (ตัวบน) จะใช้เพียงให้เ้าท์พุทเป็น 1 ในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก ในกรณีอื่น ๆ FET ตัวนี้จะถูกทำให้คัทออฟ ฉะนั้นพอร์ต 0 ที่ใช้เป็นเ้าท์พุทจะเป็น OPENDRAIN การเขียน 1 (FFH) ไปที่พอร์ต 0 จะทำให้ FET ทั้ง 2 ตัวหยุดทำงานผลก็คือทำให้ขา พอร์ต 0 ลอยและสามารถใช้เป็นขาอินพุตแบบความต้านหน้าสูง (HI-Z-INPUT) การรีเซ็ต 8031 จะทำให้ทุกพอร์ตมีระดับสัญญาณเป็น HIGH

การติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก

การติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกกระทำได้ 2 แบบ คือ ติดต่อกับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมภายนอก ก็ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกที่เก็บข้อมูลการติดต่อกับโปรแกรมภายนอกจะใช้สัญญาณ PSEN (PROGRAM STORE ENABLE) เป็นสัญญาณอ่านโปรแกรมภายนอก ส่วนการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกที่เก็บข้อมูลจะใช้ RD (P3.7) และ WR (P3.6) เหมือนกับ CPU ทั่ว ๆ ไป การติดต่อกับข้อมูลภายนอกจะใช้ได้ทั้ง 16 บิต (MOVX DPTR) หรือ เป็นแบบ 8 บิต (MOVX RI) เมื่อไรก็ตามที่ต้องใส่แอดเดรสขนาด 16 บิต แอดเดรสไบท์สูง (A8-A15) จะออกทางพอร์ต 2 เมื่อติดต่อกับหน่วยความจำของข้อมูลภายนอกแบบ 8 บิต (MOVX A, RI) จะไม่มีผลกระทบกับ SFR ของพอร์ต 2 คือ SFR ของพอร์ต 2 จะยังคงแลตซ์ข้อมูลเดิมเอาไว้ ประโยชน์คือ สามารถใช้พอร์ต 2 กำหนดหน้า (PAGE) ของหน่วยความจำ

การที่จะติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกได้ขึ้นอยู่กับสภาวะอยู่ 2 ประการคือ

1. เมื่อต่อขา EA ของ 8031 ลงกราวด์
2. เมื่อไรก็ตามที่โปรแกรมเคิร์กเตอร์ (PC) มีค่ามากกว่า 0FFFH

#### สัญญาณ PSEN

เมื่อมีการเฟลคคำสั่งจากโปรแกรมภายนอก สัญญาณ PSEN จะแอดทิฟ 2 ครั้งทุก ๆ 1 แมกซ์ไซเคิล (ยกเว้นคำสั่ง MOVXX

#### สัญญาณ ALE

จะเป็นขาสีตรปในการแลตซ์แอดเดรสไบท์ต่ำ เมื่อทำการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก ALE จะแอดทิฟ 2 ครั้งทุก ๆ แมกซ์ไซเคิล ยกเว้นขณะทำคำสั่งที่ติดต่อกับข้อมูลในหน่วยความจำภายนอก (MOVX) ฉะนั้นในกรณีที่ระบบไม่ได้ใช้หน่วยความจำภายนอก (MOVX) การแอดทิฟของ ALE จะคงที่ในอัตรา 1/6 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ เพื่อใช้เป็น clock ให้กับวงจรภายนอกได้ การใช้งานบางกรณีต้องการที่จะใช้ทั้งโปรแกรมและข้อมูลอยู่ในเพจเดียวกัน (64K) เราสามารถทำได้โดยการรวมสัญญาณ PSEN และ RD โดยใช้ AND GATE

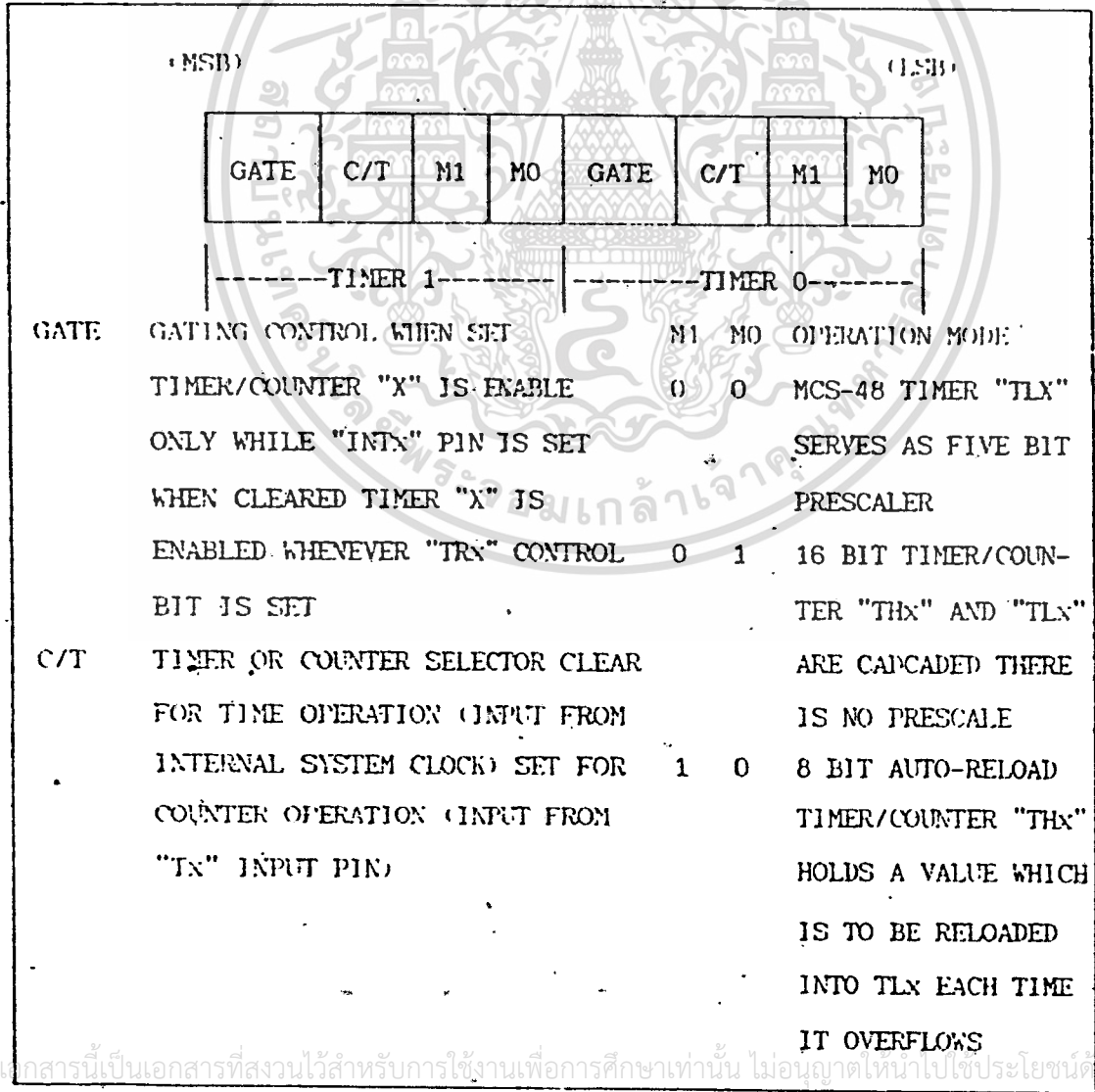
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIMER / COUNTER

8031 มี TIMER / COUNTER อยู่ 2 ตัว คือ T0 และ T1 สัญญาณ INPUT ที่จะป้อนให้ COUNTER นั้นทางานที่ขอบขาลง (1 TO 0) คือ ต้องเป็นพัลส์ HIGH 1 แมนชีนไซเคิลและเป็น LOW 1 แมนชีนไซเคิล ฉะนั้นความถี่สูงสุดที่ COUNTER จะนับได้นั้นประมาณ 1/24 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ การทางานของ TIMER/COUNTER แบ่งเป็น 3 โหมด ดังกล่าวต่อไป

โหมด ๐

การทางานในโหมดนี้รีจิสเตอร์ถูกกำหนดให้เป็นแบบ 13 บิต โดย การนับจากค่าที่ทุกบิตเป็น HIGH ไปจนทุกๆ บิตเป็น 0 เกิด OVERFLOW และจะ ให้สัญญาณอินเตอร่าร์พท์ โดยเซ็ทแฟล็ก TFO หรือ TF1 การที่จะให้ TIMER /COUNTER ตัวใดอยู่ในโหมดใดนั้นกำหนดได้จากรีจิสเตอร์ TMOD (รูปที่ 5)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5. TMOD : TIMER/COUNTER MODE CONTROL REGISTOR

- |   |   |  |
|---|---|--|
| 1 | 1 | (TIMER 0) TLO IS AN EIGHT BIT<br>TIMER/COUNTER CONTROLLED BY<br>STANDARD TIMER 0 CONTROL<br>BITS TH0 IS THE EIGHT BIT<br>TIMER ONLY CONTROLLED BY<br>TIMER 1 CONTROL BIT |
| 1 | 1 | (TIMER 1) TIMER/COUNTER 1<br>STOPPED   |

COUNTER จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อ  $TR1 = 1$  และ  $GATE = 0$  หรือ  $INT1 = 1$  ( ถ้าเซ็ท  $GATE = 1$  TIMER / COUNTER จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณ  $INT1$  จากภายนอก ประโยชน์ในการทำงานแบบนี้คือ ใช้วัดความกว้างของพัลส์จากอินพุทภายนอก  $TR1$  เป็นบิตควบคุมอยู่ใน  $TCON$  ดังในรูปที่ 7. ในโหมด 0 ที่จะแบ่ง  $TH1$  เป็น 8 บิต โดยที่เหลืออีก 3 บิต นั้นไม่ได้ใช้และการใช้งานจะเหมือนกันทั้ง  $TIMER 1$  และ  $TIMER 0$

### โหมด 1

การใช้งานเหมือนกับโหมด 0 ยกเว้นรีจิสเตอร์ที่ใช้จะเป็นแบบ 16 บิต

### โหมด 2

ในโหมด 2 รีจิสเตอร์จะเป็นแบบ 8 บิต โดยที่  $TL1$  จะสามารถโหลดข้อมูลจาก  $TH1$  ได้ใหม่ (AUTO-RELOAD) เมื่อเกิดโอเวอร์โฟลวจาก  $TL1$  (ดูรูปที่ 8) โดยที่ค่าใน  $TH1$  จะไม่ถูกเปลี่ยนการทำงานอื่น ๆ จะเหมือนกับโหมด 0

### โหมด 3

ในโหมด 3 นี้จะแยก  $TLO$  และ  $TH0$  ของ  $TIMER 0$  ใช้อิสระ (ตั้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 9.) TLO จะใช้บิตควบคุมคือ GATE, TRO, INTO, และ TFO ส่วน THO ถูกใช้เป็น TIMER (นับแมชชีนไซเคิล) และรับช่วงการใช้ TR1 และ TF1 ของ TIMER 1. ฉะนั้นโหมด 3 นี้ THO จะควบคุมการอินเตอร์รัพท์ของ TIMER 1 (TF1) เมื่อใช้ TIMER 0 ในโหมด 3 แล้ว TIMER 1 สามารถจะสลับใช้ระหว่างโหมด 3 และ โหมดอื่นได้ หรือใช้เป็น BAUD RATE GENERATOR

### พอร์ตเตอร์อนุกรม

พอร์ตอนุกรมนี้เป็น FULL DUPLEX ที่สามารถรับข้อมูลใน BYTE ที่สองได้โดยที่ BYTE แรกยังไม่ถูกอ่านออกไปจาก BUFFER แต่อย่างไรก็ตามข้อมูล BYTE แรกจะต้องถูกอ่านไปก่อนที่การรับข้อมูลใน BYTE ที่สองจะเสร็จสมบูรณ์ ฉะนั้นข้อมูล BYTE แรกสูญเสียไป (ถูกทับด้วยข้อมูลที่ตามมา). ข้อมูลที่จะใช้ในการส่งและรับจะถูกพักไว้ ณ ที่เดียวกันคือ SBUF การเขียนข้อมูลไปที่ SBUF จะเป็นการโหลดข้อมูลให้กับ TRANSMIT REGISTOR และ การอ่าน SBUF จะเป็นการอ่านข้อมูลจาก RECEIVER REGISTOR พอร์ตอนุกรมแบ่งการทำงานออกเป็น 4 โหมด

โหมด 0 : ข้อมูลจะเข้ามาทาง RXD ส่วนข้อมูลทางออกจะออกทาง TXD ความเร็วในการส่ง (BAUD RATE) จะถูกกำหนดตายตัวเป็น 1/12 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ของระบบ ในโหมด 0 จะเป็นการส่งข้อมูลขนาด 8 บิต (โดย LSB ออกไปก่อน)

โหมด 1 : ส่งและรับข้อมูลขนาด 10 บิต ซึ่งประกอบด้วย START BIT (0), ข้อมูล 8 บิต (LSB ออกก่อน), STOP BIT ในขณะที่รับข้อมูล STOP BIT จะถูกส่งให้ RB8 ในรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ SCON ความเร็วในการส่ง ไม่กำหนดตายตัว (ดูการหา BAUD RATE)

โหมด 2 : ส่งและรับข้อมูลขนาด 11 บิต ประกอบด้วย START BIT (0), ข้อมูล 8 บิต (LSB ก่อน), ข้อมูลบิตที่ 9 ที่สามารถโปรแกรมได้ และอีก 1 STOP BIT บิตที่ 9 ของข้อมูลสามารถ SET เป็น 0 หรือ 1 ก็ได้ประโยชน์อาจใช้เป็นตัวส่งพาริตีบิตโดยนำค่าของแฟล็ก P ใน PSW มาไว้ใน TB8

และในขณะที่ทำการรับข้อมูลบิตที่ 9 ของข้อมูลจะถูกโหลด  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารหลวงวันเวลาหรือมีการสงวนเพื่อที่จะใช้... อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าไปที่ RB8 ของ SCON ความเร็วในการส่งจะถูก  
โปรแกรมเป็น 1/32 หรือ 1/64 ของออสซิลเลเตอร์

โหมด 3 : การทำงานเหมือนกับโหมด 2 เพียงแต่ความเร็วใน  
การส่งไม่กำหนดตายตัว

การทำงานทั้ง 4 โหมด ทางด้านส่งจะเริ่มการส่งขึ้นก็ต่อเมื่อ SBUF ถูกใช้เป็น  
ปลายทางของคำสั่งต่าง ๆ เช่น MOV SBUF, A ในทางด้านรับการรับจะเริ่มก็ต่อ  
เมื่อ RI = 0 และ REN = 1 ในโหมด 0 ส่วนโหมดอื่น ๆ การรับข้อมูลจะเริ่ม  
ต้นเมื่อมี START BIT เข้ามา และ REN = 1

### MULTIPROCESSOR COMMUNICATIONS

ในโหมด 2 และ 3 มีเงื่อนไขพิเศษสำหรับการติดต่อระหว่างหน่วย  
ประมวลผลหลายตัวในโหมดนี้ข้อมูลในบิตที่ 9 จะถูกไหลลงเข้าไปใน RB8 ต่อจากนั้น  
จึงจะรับ STOP BIT อินเตอร์รัพท์แฟล็กของพอร์ตอนุกรมแอกคิฟก็ต่อเมื่อ RB8 =  
1 การจะใช้ลักษณะพิเศษนี้จะต้องเซต SM2 ใน SCON เมื่อตัวประมวลผลตัวแม่  
ต้องการจะส่งข้อมูลเป็นบล็อกให้กับตัวลูกซึ่งมีอยู่หลายตัว ฉะนั้น BYTE แรกที่จะ  
ต้องส่งคือ ตัวกำหนดว่าจะให้ตัวใดเป็นตัวรับ (การกำหนด ADDRESS) โดยที่  
BYTE ที่เป็น ADDRESS จะต้องแตกต่างจาก BYTE ข้อมูลซึ่งเราทำได้โดยให้บิต  
ที่ 9 ของข้อมูลเป็น 1 ใน BYTE ที่กำหนดให้เป็น ADDRESS ของตัวลูก  
(SLAVE) ส่วนตัวลูกทุกตัวต้องเซต SM2 = 1 เมื่อทำดังนี้หน่วยประมวลผลที่เป็น  
ตัวลูกทุกตัวจะไม่ถูกอินเตอร์รัพท์ที่เกิดจากการส่งข้อมูลอนุกรม ถ้าข้อมูลที่ส่งนั้นบิตที่  
9 ไม่ถูกเซต ฉะนั้นหน่วยประมวลผลตัวลูกทุกตัวจะรับการส่งที่กำหนดให้เป็น  
ADDRESS แต่จะมีเพียงตัวเดียวที่ตรวจสอบแล้วว่าถูกกำหนดให้เป็นปลายทางใน  
การส่งข้อมูลจึงเตรียมการรับบล็อกของข้อมูลและเคลียร์ SM2 ด้วย ส่วนตัวอื่น ๆ  
คงปล่อยให้ SM2 เซตอยู่อย่างเดิมและทำงานตามปกติต่อไป

SM2 นี้จะไม่มีผลในการใช้งานในโหมด 0 ส่วนในโหมด 1 จะใช้สำหรับ  
ตรวจสอบความถูกต้องของ STOP BIT ในโหมด 1 เมื่อเซต SM2 = 1 แล้ว RI  
(RECEIVE INTERRUPT) จะไม่ถูกเซต ถ้าไม่ได้รับ STOP BIT ที่ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SERIAL PORT CONTROL REGISTER

ในรูปที่ 8.1 เป็นรายละเอียดของ SFR ที่ทำหน้าที่ควบคุมพอร์ตอนุกรม (SCON) ภายใน SCON ไม่เพียงแต่มีการเลือกโหมดเท่านั้นแต่ยังรวมบิตที่ 9 ของข้อมูล (TB8, RB8) และ SERIAL PORT INTERRUPT (TI และ RI)

| SM0 | SM1 | SM2 | REN | TB8 | RB8 | TI | RI |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|

|     |         |  |
|-----|---------|--|
| SM0 | SCON. 7 | Serial Port mode specifier. (NOTE 1).  |
| SM1 | SCON. 6 | Serial Port mode specifier. (NOTE 1)   |
| SM2 | SCON. 5 | Enables the multiprocessor communication feature in modes 2 & 3. In mode 2 or 3, if SM2 is set to 1 then RI will not be activated if the received 9th data bit (RB8) is 0. In mode 1, if SM2 = 1 then RI will not be activated if a valid stop bit was not received. In mode 0, SM2 should be 0. (See Table 9) |
| REN | SCON. 4 | Set/Cleared by software to Enable/Disable reception.   |
| TB8 | SCON. 3 | The 9th bit that will be transmitted in modes 2 & 3. Set/Cleared by software.  |
| RB8 | SCON. 2 | In modes 2 & 3, is the 9th data bit that was received. In mode 1, if SM2 = 0, RB8 is the stop bit that was received. In mode 0, RB8 is not used.   |
| TI  | SCON. 1 | Transmit interrupt flag. Set by hardware at the end of the 8th bit time in mode 0, or at the beginning of the stop bit in the other modes. Must be cleared by software.  |
| RI  | SCON. 0 | Receive interrupt flag. Set by hardware at the end of the 8th bit time in mode 0, or halfway through the stop bit time in the other modes (except see SM2). Must be cleared by software.   |

## NOTE 1:

| SM0 | SM1 | Mode | Description    | Baud Rate            |
|-----|-----|------|----------------|----------------------|
| 0   | 0   | 0    | SHIFT REGISTER | Fosc./12             |
| 0   | 1   | 1    | 8-Bit UART     | Variable             |
| 1   | 0   | 2    | 9-Bit UART     | Fosc./64 OR Fosc./32 |
| 1   | 1   | 3    | 9-Bit UART     | Variable             |

อัตราการเร็วในการส่ง (BAUD RATES)

ในโหมด 0 ความเร็วในการส่งกำหนดไว้แน่นอนคือ

$$\text{MODE 0 BAUD RATE} = \text{OSCILLATOR FREQUENCY}$$

12

ในโหมด 2 ความเร็วในการส่งขึ้นอยู่กับ SMOD ซึ่งอยู่ใน PCON ถ้า SMOD = 0 ความเร็วจะเท่ากับ 1/64 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ ถ้า SMOD = 1 ความเร็วจะเป็น 1/32 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์

ความเร็วในการส่งในโหมด 2 คำนวณได้จากสูตรดังนี้

$$\text{MODE2 BAUD RATE} = 2^{\text{smod}} \times (\text{OSCILLATOR FREQUENCY})$$

โหมด 1 และโหมด 2 ความเร็วในการส่งถูกกำหนดโดยอัตราของ OVERFLOW ของ TIMER 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การใช้ TIMER 1 ในการกำหนด BAUD RATE

เมื่อใช้ TIMER 1 เป็นตัวกำหนด BAUD RATE ความเร็วจะขึ้นอยู่กับ OVERFLOW RATE และค่าที่อยู่ใน SMOD ความเร็วคำนวณได้จากสูตร

$MODE\ 1,3\ BAUD\ RATE = 2^{SMOD} \times (TIMER\ 1\ OVERFLOW\ RATE)$

ในการใช้ TIMER 1 เป็นตัวกำหนดความเร็วในการส่งข้อมูลนี้จะต้องไม่ยอมให้มีการอินเตอร์รัพท์ของ TIMER 1 วิธีการใช้ TIMER 1 เป็นตัวกำหนดความเร็วนี้โดยทั่วไปเราจะเซตให้ TIMER 1/COUNTER เป็น TIMER และอยู่ในโหมด 2 ซึ่ง TIMER ในโหมด 2 นี้ทำ AUTO-RELOAD ได้ (เซตไบต์สูงของ TMOD = 0010B) ในกรณีนี้ความเร็วจะคำนวณได้จากสูตร

$MODE\ 1,3\ BAUD\ RATE = 2^{SMOD} \times (OSCILLATOR\ FREQUENCY)$

โดยที่ค่า TH1 จะเป็นค่าในช่อง RELOAD ของตารางที่ 2

| BAUD RATE         | fOSC      | SMOD | TIMER 1 |      |              |
|-------------------|-----------|------|---------|------|--------------|
|                   |           |      | C/T     | MODE | RELOAD VALUE |
| MODE 0 MAX : 1MDZ | 12MHz     | X    | X       | X    | X            |
| MODE 2 MAX : 375K | 12MHz     | 1    | X       | X    | X            |
| MODE 1,3 : 62.5K  | 12MHz     | 1    | 0       | 2    | FFH          |
| 19.2K             | 11.059MHz | 1    | 0       | 2    | FDH          |
| 9.6K              | 11.059MHz | 0    | 0       | 2    | FDH          |
| 4.8K              | 11.059MHz | 0    | 0       | 2    | FAH          |
| 2.4K              | 11.059MHz | 0    | 0       | 2    | F4H          |
| 1.2K              | 11.059MHz | 0    | 0       | 2    | E8H          |
| 137.5             | 11.059MHz | 0    | 0       | 2    | 1DH          |
| 110               | 6MHz      | 0    | 0       | 2    | 72H          |
| 110               | 12MHz     | 0    | 0       | 1    | FEEBH        |

### ตารางที่ 2. TIMER 1 GENERATED COMMONLY USED BAUD RATES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับ MODE 0

การส่งข้อมูลอนุกรมจะเริ่มขึ้นเมื่อมีการเขียนข้อมูลมาที่ SBUF และสัญญาณภายในจะไหลลดค่า 1 เข้าไปในบิตที่ 9 ของ TX SHIFT REGISTER ต่อจากนั้นจะเริ่มต้นการส่ง (ดูรูปที่ 9.1)

การเริ่มต้นการส่งบิตข้อมูลจะถูกเลื่อนออกทางขวา และ LOGIC 0 จะเข้าทางซ้ายของข้อมูล เมื่อบิตที่อยู่ในไบท์สูง (MSB) ของข้อมูลออกมาที่เอาต์พุทของ SHIFT REGISTER และข้อมูลในบิตที่ 9 จะออกมาอยู่ทางซ้ายของ MSB ทำให้ทุกตำแหน่งทางซ้ายมีค่าเป็น 0 ในสภาวะอย่างนี้จะทำให้ T1 ถูกเซ็ทโดยฮาร์ดแวร์ภายใน

การรับข้อมูลจะเริ่มเมื่อ REN = 1 และ RI = 0 RX CONTROL จะเขียนค่า 11111110 ไปที่ RECEIVE REGISTER เมื่อมีการรับข้อมูลทาง RX ข้อมูลจะเข้ามาทางขวาโดยข้อมูลจะสุมตัวอย่างมาจาก P3.0 และในขณะที่ข้อมูลเลื่อนเข้ามาจากทางขวาบิตที่ 1 จะเลื่อนออกทางซ้าย เมื่อลอจิก 0 ที่ไหลลดเข้าในบิตสุดท้ายของ RX CONTROL UNIT (11111110) มาถึงตำแหน่งซ้ายสุดจะทำให้แฟล็ก RX CONTROL BLOCK ค่าบวกทำให้เกิดการเลื่อนทางซ้ายอีก 1 ครั้ง และไหลลดข้อมูลมาที่ SBUF, RI จะถูกเซ็ท

## รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับ MODE 1 (ดูรูปที่ 10.)

โหมด 1 จะเป็นการส่งรับข้อมูลขนาด 10 บิต โดยมี START BIT (0) , 8 บิต ข้อมูลและ 1 STOP BIT (1) การส่งจะเริ่มต้นเมื่อมีการใช้คำสั่งที่ตั้งใช้ SBUF เป็นปลายทาง เช่น MOVE SBUF, A ในขณะที่เขียนข้อมูลไปที่ SBUF บิตที่ 9 ของ TX SHIFT REGISTER จะถูกไหลลดด้วย 1

ในการส่งจะมีการทำงานเหมือนกับโหมด 0 ดังที่ได้อธิบายมาข้างต้น ส่วนทางด้านรับจะเริ่มตั้งแต่ตรวจพบขอบขาลง (1 TO 0) ของ RXD เมื่อตรวจพบขอบขาลงของสัญญาณทางขา RXD ข้อมูล 1FFH จะถูกไหลลดให้ INPUT SHIFT REGISTER ข้อมูลจะถูกสุมตัวอย่าง 3 ครั้ง และข้อมูลที่ได้คือข้อมูลจากตัวอย่าง 2 ใน 3 ที่สุมมาได้ เหตุที่ทำไมเช่นนี้เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นได้ ในระหว่างบิตแรก (START BIT) ถ้าตัวอย่างที่สุมมาได้ไม่ใช่ 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

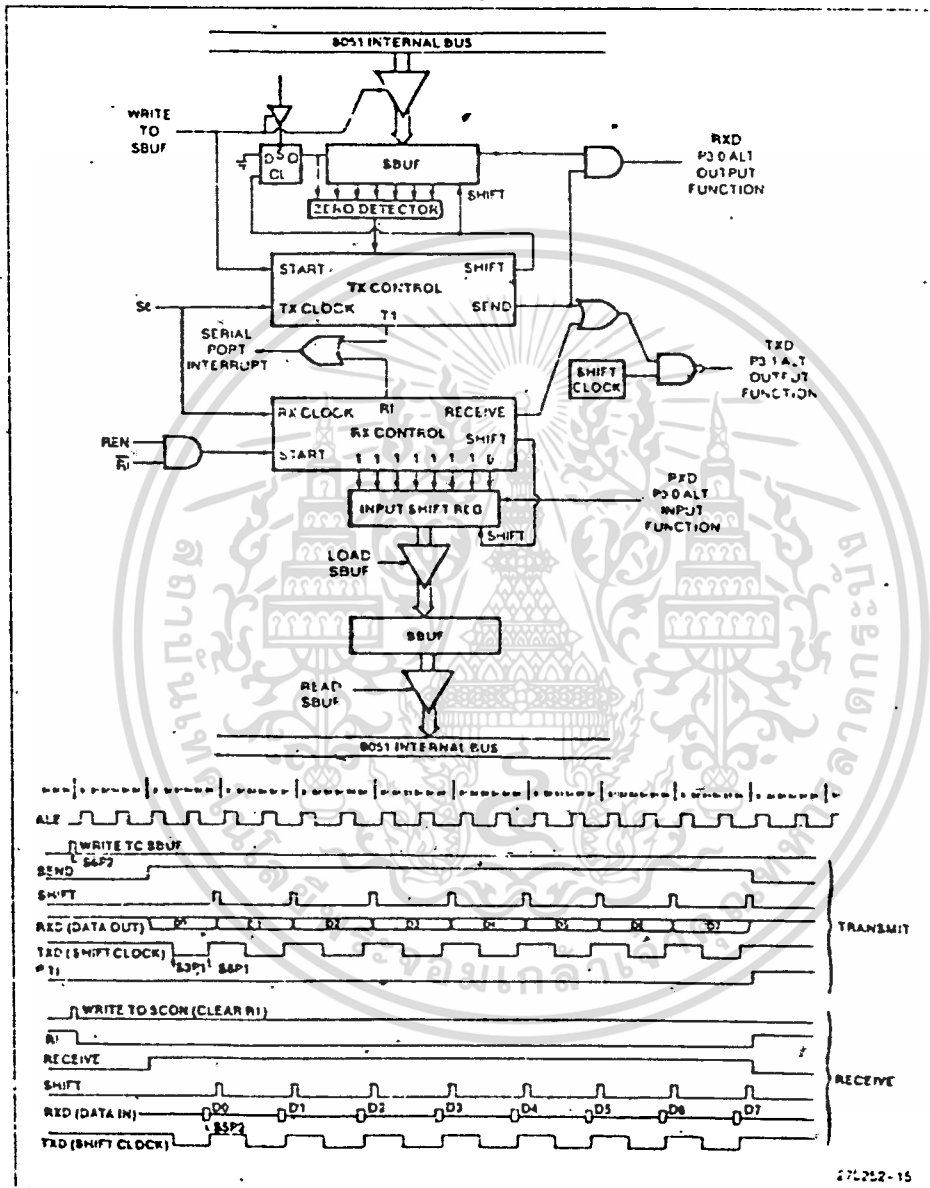
วงจรส่วนรับข้อมูลจะถูกรีเซ็ตจะถูกรีเซ็ตและจะกลับไปรอรับการเกิด START BIT อีกครั้ง ในกรณีที่ START BIT เกิดขึ้นถูกต้องข้อมูลจะถูก SHIFT เข้าไปใน INPUT SHIFT REGISTER และจะรับข้อมูลส่วนที่เหลือต่อไป ในขณะที่บิตของข้อมูลถูกเลื่อนเข้ามาทางขวา "1" จะถูกเลื่อนออกทางซ้าย เมื่อ START BIT มาถึงตำแหน่งซ้ายสุดของ SHIFT REGISTER จะทำให้ RX CONTROL BLOCK ทำการเลื่อนอีกครั้งพร้อมทั้งไหลลง SBUF และ RB8 และเซ็ทแฟล็ก RI สัญญาณที่ไหลลง SBUF, RB8 และเซ็ท RI จะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อสภาวะเกิดขึ้นในช่วงเวลาการเลื่อนข้อมูลครั้งสุดท้ายจากสภาวะต่อไปนี้

1. RI = 0

2. SM2 = 0 หรือ THE RECEIVE STOP

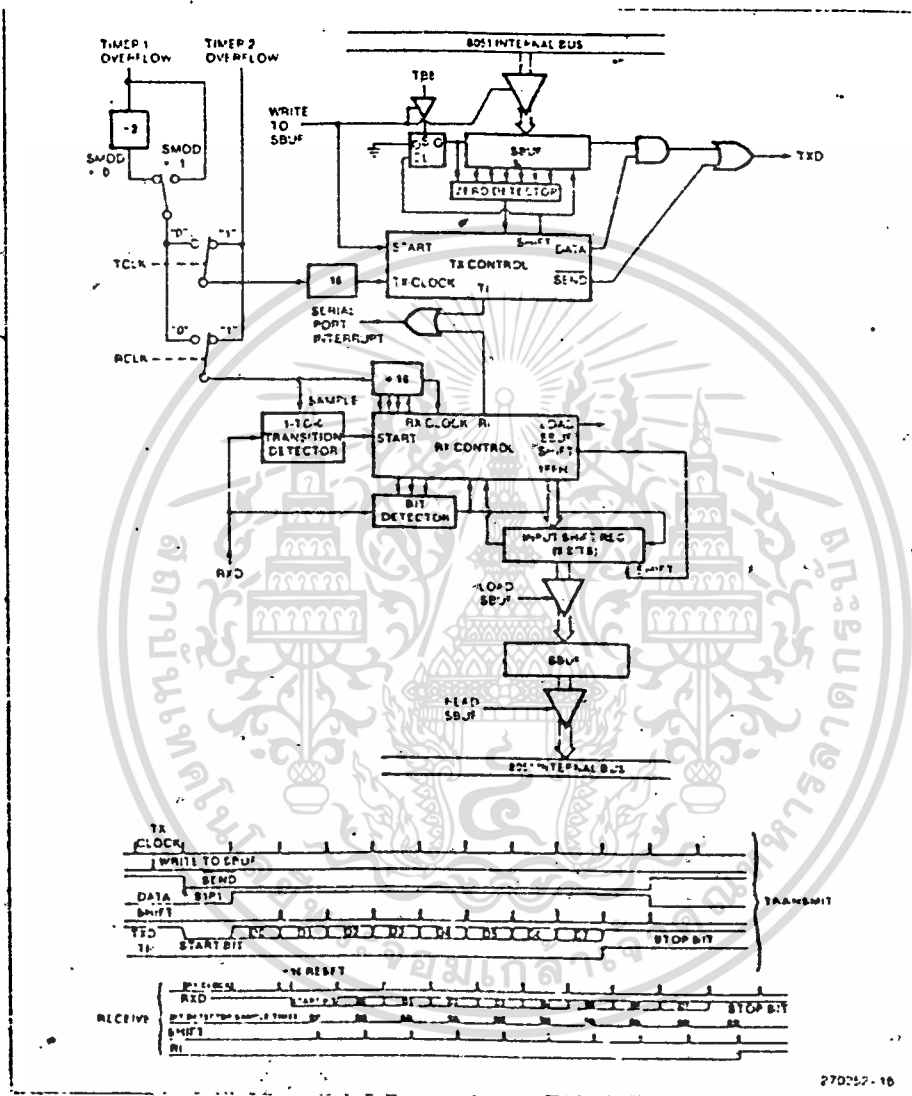
BIT = 1

ถ้าไม่พบสภาวะทั้งสองอย่างนี้การรับข้อมูลนั้นถือว่าล้มเหลว ถ้าสภาวะทั้งสองเกิดขึ้นถูกต้อง STOP BIT จะเข้าไปที่ RB8 ข้อมูล 8 บิตจะเข้าไปที่ SBUF และ RI จะถูกกระตุ่น เมื่อถึงขั้นตอนนี้ไม่ว่าสภาวะทั้งสองจะเกิดขึ้นหรือไม่ระบบจะกลับเข้าสู่การคอย START BIT ต่อไป



### รูปที่ 9.1 SERIAL PORT MODE 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Serial Port Mode 1. TCLK, RCLK and Time: 2 are Present in the 8052/8032 Only..

### รูปที่ 10 SERIAL PORT MODE 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รายละเอียดเกี่ยวกับโหมด 2 และ 3

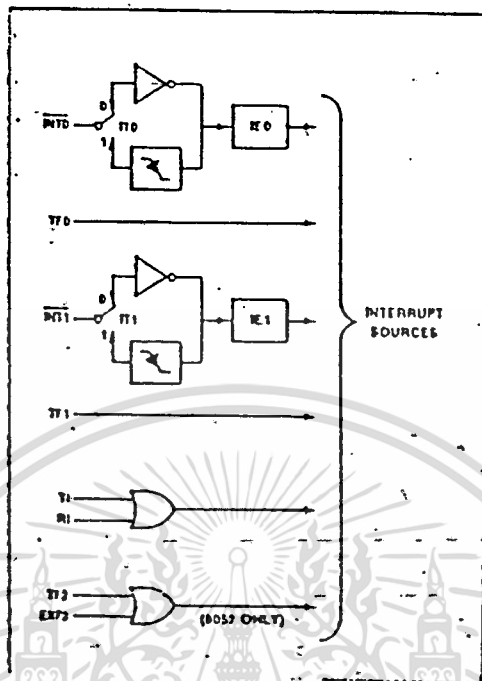
ในโหมด 2 และ 3 นี้เป็นการส่ง-รับข้อมูลขนาด 11 บิต โดยประกอบด้วย START BIT (0), 8บิตข้อมูล (LSB ก่อน), บิตที่9 ของข้อมูลสามารถจะโปรแกรมให้เป็น0หรือ1ได้และ STOP BIT (1)ในทางด้านรับข้อมูลบิตที่9 จะเข้าไปสู่ RB8 ใน SCON ส่วนการทำงานอื่นๆในส่วนทางด้านรับจะเหมือนกับโหมด 1 ความเร็วในการส่งสามารถโปรแกรมได้ 1/32 หรือ 1/16 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์

ทางด้านส่งเมื่อมีคำสั่งส่งข้อมูลมาให้ SBUF จะมีค่า ไทลด์ TB8 เข้าไปในบิตที่ 9 ของข้อมูลออกมาที่เข้าที่พทของ SHIFT REGISTOR ต่อจากนั้นจะตามด้วย 1STOP BIT เมื่อการส่งเสร็จสมบูรณ์ TI จะส่ง INTERUP ให้กับระบบ การทำงานสลับใหญ่จะเหมือนกับโหมด 1 รวมทั้งสภาวะต่างๆที่เกิดในโหมด1 จะต้องพิจารณาและใช้ในโหมด 2 และ 3 นี้ด้วย

ข้อสังเกต คือ เมื่อ RI ให้สัญญาณอินเตอร์รัพท์แล้วในส่วน ของ โปรแกรมต้องเคลียร์ RIให้ด้วย สลับในโหมด 2 และ 3 ต้องริเซ็ทข้อมูลใน บิตที่9 ต้องเป็น 1 ยกเว้นการใช้งานแบบ MULTI PROCESSOR COMMUNICATION ดังที่กล่าวมาข้างต้น

#### อินเตอร์รัพท์

8031 จะมีแหล่งกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัพท์ 5 อย่าง ดังในรูปที่ 11



รูปที่11 INTERPUT SOURCE

ขาอินเตอรืรัพท์ภายนอกมีเพียง 2 ขา คือ INT0 และ INT1 ซึ่งสามารถโปรแกรมให้เป็นแบบกระตุ้นด้วยระดับสัญญาณ (LEVEL-ACTIVATED) หรือกระตุ้นด้วยขอบของสัญญาณ(TRANSITION-ACTIVATED) ขึ้นอยู่กับบิต ITO และ IT1 ในรีจิสเตอร์ TCON แพลกที่กำเนิดสัญญาณอินเตอรืรัพท์ที่แท้จริงคือ IE0 และ IE1 ใน TCON

เมื่อมีสัญญาณอินเตอรืรัพท์จากภายนอก แพลกที่กำเนิดสัญญาณอินเตอรืรัพท์จะถูกเซ็ทเคลียร์โดยฮาร์ดแวร์(ภายใน 8031) ขณะที่CPUกระโดดไปทำในอินเตอรืรัพท์รูทีนโดยที่ต้องโปรแกรมให้บริการอินเตอรืรัพท์แบบขอบของสัญญาณ ถ้าชนิดของอินเตอรืรัพท์ถูกเซ็ทให้เป็นการอินเตอรืรัพท์โดยระดับของสัญญาณ แพลกอินเตอรืรัพท์ต้องCLEARด้วยซอฟต์แวร์ (ภายในซึบวูทินของอินเตอรืรัพท์)

อินเตอรืรัพท์ของ TIMER0 และ TIMER1 เกิดขึ้นโดยแพลก TF0 และ TF1 เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดอินเตอร์รัพท์ขึ้นแฟลคจะถูกเคลียร์โดยฮาร์ดแวร์เมื่อกระโดดไปทำงานที่

SERVICE ROUTINE

อินเตอร์รัพท์ของฟอร์ตอนุกรมเกิดขึ้นจากทางรับหรือทางส่งข้อมูลโดยที่โปรแกรมต้องตรวจสอบว่าเป็นอินเตอร์รัพท์จากด้านรับ (RI) หรือด้านส่ง (TI) และจะต้องทำการเคลียร์แฟลคอินเตอร์รัพท์ด้วยซอฟต์แวร์

บิตที่กำหนดสัญญาณอินเตอร์รัพท์สามารถเซ็ทหรือเคลียร์ได้โดยซอฟต์แวร์โดยจะให้ผลเหมือนกับสัญญาณที่กระทำโดยฮาร์ดแวร์นั้นหมายความว่าสัญญาณอินเตอร์รัพท์สามารถจะเกิดขึ้นหรืออินเตอร์รัพท์ที่ค้างอยู่สามารถยกเลิกได้โดยซอฟต์แวร์

แหล่งแฉะนิสัญญาณอินเตอร์รัพท์แต่ละตัวสามารถจะ ENABLE หรือ DISABLE โดยการเซ็ทหรือเคลียร์บิตที่อยู่ในรีจิสเตอร์ IE ข้อสังเกตในรีจิสเตอร์ IE บิตที่ 7 คือ EA จะเป็นตัวควบคุมการ ENLBLE หรือ DISABEL ของสัญญาณอินเตอร์รัพท์ทุกสัญญาณ ฉะนั้นเมื่อต้องการใช้อินเตอร์รัพท์ต้องไม่ลืมที่จะเซ็ทบิต EA ด้วย หลังจากนั้นจึงทำการ ENABLE สัญญาณอินเตอร์รัพท์ที่ต้องการ

| (MSB)  |          |  |    |     |     |     |     | (LSB) |  |
|--------|----------|--|----|-----|-----|-----|-----|-------|--|
| EA     | X        | ET2  | ES | ET1 | EX1 | ET0 | EX0 |       |  |
| Symbol | Position | Function   |    |     |     |     |     |       |  |
| EA     | IE.7     | Disables all interrupts. If EA = 0, no interrupt will be acknowledged. If EA = 1, each interrupt source is individually enabled or disabled by setting or clearing its enable bit. |    |     |     |     |     |       |  |
| -      | IE.6     | reserved   |    |     |     |     |     |       |  |
| ET2    | IE.5     | enables or disables the Timer 2 overflow or capture interrupt. If ET2 = 0, the Timer 2 interrupt is disabled.  |    |     |     |     |     |       |  |
| ES     | IE.4     | enables or disables the Serial Port interrupt. If ES = 0, the Serial Port interrupt is disabled.   |    |     |     |     |     |       |  |
| ET1    | IE.3     | enables or disables the Timer 1 Overflow interrupt. If ET1 = 0, the Timer 1 interrupt is disabled.   |    |     |     |     |     |       |  |
| EX1    | IE.2     | enables or disables External Interrupt 1. If EX1 = 0, External Interrupt 1 is disabled.  |    |     |     |     |     |       |  |
| ET0    | IE.1     | enables or disables the Timer 0 Overflow interrupt. If ET0 = 0, the Timer 0 interrupt is disabled.   |    |     |     |     |     |       |  |
| EX0    | IE.0     | enables or disables External Interrupt 0. If EX0 = 0, External Interrupt 0 is disabled.  |    |     |     |     |     |       |  |

รูปที่ 12. IE : INTERRUPT ENALBE REGISTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ลำดับความสำคัญของการอินเทอร์เฟซ

แหล่งสัญญาณอินเทอร์เฟซแต่ละสัญญาณสามารถโอบก้อมได้ว่าเป็นลำดับความสำคัญสูงหรือลำดับความสำคัญต่ำจะถูกอินเทอร์เฟซด้วยสัญญาณอินเทอร์เฟซที่มีความสำคัญสูงกว่าและลำดับความสำคัญสูงจะไม่ถูกอินเทอร์เฟซโดยสัญญาณอินเทอร์เฟซที่มีความสำคัญต่ำกว่า.

ถ้ามีการอินเทอร์เฟซด้วยลำดับความสำคัญเท่ากันมากกว่า 1 สัญญาณ CPU จะทำการตรวจ(POLLING) และตัดสินใจว่าจะให้บริการกับสัญญาณอินเทอร์เฟซตัวใด ฉะนั้นในแต่ละลำดับความสำคัญยังมีการจัดลำดับความสำคัญไว้ดังตารางละเอียดข้างล่าง

| <u>SOURCE</u> | <u>PIORITY WITHIN LEVEL</u> |
|---------------|-----------------------------|
| 1. IE0        | (HIGHEST)                   |
| 2. TF0        |                             |
| 3. IE1        |                             |
| 4. TF1        |                             |
| 5. RI+TI      |                             |
| 6. TF2+EXF2   | (LOWEST)                    |

หมายเหตุ ลำดับความสำคัญนี้ใช้เฉพาะเมื่อมีสัญญาณอินเทอร์เฟซในลำดับความสำคัญเท่ากันมากกว่า 1 สัญญาณ

### การทำงานของสัญญาณอินเทอร์เฟซ

แฟลคของสัญญาณอินเทอร์เฟซจะถูกสุ่มตัวอย่างในสเตตัสเฟสที่ 2 ของทุกๆแมซินไซเคิลและจะทำการตรวจ(POLLING) การอินเทอร์เฟซจาก 5 แหล่งสัญญาณในแมซินไซเคิลต่อมาถ้าผลของการสุ่มตัวอย่างพบว่า แฟลคอินเทอร์เฟซถูกเซทในสเตตัสเฟสที่ 2 ของแมซินไซเคิลที่ผ่านมาแล้วจะมีการเรียกไปยังส่วนของโปรแกรมบริการอินเทอร์เฟซ หากว่าไม่ถูกขัดขวางด้วยสภาวะใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะหนึ่งดังต่อไปนี้

1. กำลังทำคำสั่งอยู่ในโปรแกรมบริการอินเตอรัพท์ที่มีความสำคัญเท่ากัน หรือสูงกว่า

2. ไม่ใช่ไอซีเคิลสุดท้ายของคำสั่งที่กำลังปฏิบัติอยู่

3. คำสั่งที่ปฏิบัติอยู่นั้นคือ RETI หรือคำสั่งที่ใช้ติดต่อกับรีจิสเตอร์ IE หรือ IP

ในสภาวะตามสภาวะตามข้อ 2. เพื่อเป็นการประกันว่าคำสั่งที่ปฏิบัติถึงไอซีเคิลสุดท้ายแล้วจะไม่ถูกอินเตอรัพท์จนกว่าจะปฏิบัติคำสั่งจนจบเสียก่อน

ตามข้อ 3. นั้นในกรณีที่ CPU ขะยอมให้มีการอินเตอรัพท์ แต่ต้องปฏิบัติอย่างน้อยอีก 1 คำสั่ง IE, IP หรือ RETI ตัวอย่างเช่น ถูกอินเตอรัพท์ในขณะที่กำลังทำคำสั่ง RETI หน่วยประมวลผลจะสั่งแอดเดรสคืนให้ PC หลังจากคำสั่ง RETI และปฏิบัติอีกคำสั่งในโปรแกรมหลักต่อจากนั้นจึงจะตอบสนองการอินเตอรัพท์ ในบางกรณีจะไม่เคลียร์แฟลกที่กำเนิดสัญญาณอินเตอรัพท์นั้น กรณีที่ไม่เคลียร์แฟลกส่วนของโปรแกรมของผู้ใช้จะต้องมีคำสั่งเคลียร์แฟลกเอง เช่นการอินเตอรัพท์ที่เกิดจากพอร์ตอนุกรม สัญญาณอินเตอรัพท์จากภายนอก แฟลกจะถูกเคลียร์ให้ถ้าวเป็นการโปรแกรมให้รับการอินเตอรัพท์แบบการเปลี่ยนแปลงขอบของสัญญาณ การตอบสนองสัญญาณอินเตอรัพท์ CPU จะกระโดดไปที่ตำแหน่งของโปรแกรมบริการอินเตอรัพท์ตามชนิดของอินเตอรัพท์ ดังนี้

| <u>SOURCE</u> | <u>VECTOR ADDRESS</u> |
|---------------|-----------------------|
| IE0           | 0003H                 |
| TF0           | 000BH                 |
| IE1           | 0013H                 |
| TF1           | 001BH                 |
| R1+T1         | 0023H                 |
| TF2+EXF2      | 002BH (8032/52)       |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การอินเตอร์รัพท์จากภายนอก

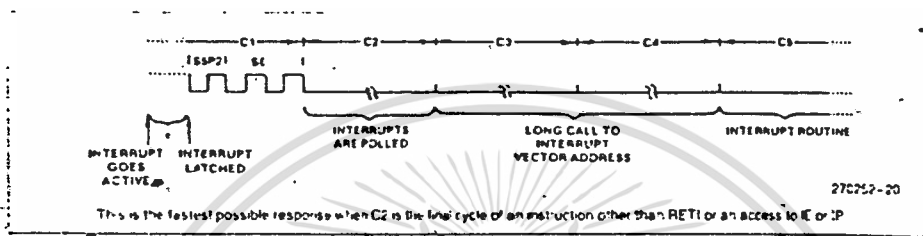
การอินเตอร์รัพท์ภายนอกกระทำได้ 2 อินพุตคือ INTO และ INT1 โดยสามารถโปรแกรมให้เป็นแบบการเปลี่ยนแปลงขอบสัญญาณหรือเป็นแบบระดับสัญญาณก็ได้โดยเซ็ทหรือเคลียร์บิต IT1 หรือ ITO ในรีจิสเตอร์ TCON ถ้า ITX = 0 จะเป็นการอินเตอร์รัพท์แบบระดับสัญญาณ (LOW) ถ้า ITX = 1 จะเป็นการรับอินเตอร์รัพท์แบบการเปลี่ยนแปลงขอบของสัญญาณและในกรณีนี้ที่ขา INTX จะต้องได้รับสัญญาณ HIGH 1 ไซเคิล และ LOW ใน 1 ไซเคิลต่อไป ส่วนของอินเตอร์รัพท์จะเซ็ท IEX ใน TCON ฉะนั้นสัญญาณที่เป็น HIGH และ LOW ที่กล่าวมาจะต้องมีค่าอย่างน้อย 12 คาบเวลาของความถี่ออสซิลเลเตอร์และ IEX จะถูกเคลียร์เมื่อโปรแกรมกระโดดไปทำงานในส่วนของเซอร์วิสรูทีนโดยอัตโนมัติ ถ้าสัญญาณอินเตอร์รัพท์จากภายนอกเป็นการอินเตอร์รัพท์แลลระดับสัญญาณ (LOW) วงจรอินเตอร์รัพท์ภายนอกต้องรักษาระดับสัญญาณ 0 จนกว่าส่วนพริการอินเตอร์รัพท์จะทำงานและต้องถอนตัวจากการอินเตอร์รัพท์ก่อนที่ CPU จะเริ่มรันโปรแกรมบริการอินเตอร์รัพท์

### เวลาในการตอบสนองการอินเตอร์รัพท์

ถ้าการอินเตอร์รัพท์จากภายนอกเกิดขึ้นในภาวะปกติ CPU จะใช้เวลาตั้งแต่เซ็ทอินเตอร์รัพท์แฟล็ก ตรวจสอบ (POLLING) ไปจนถึงกระโดดไปทำคำสั่งของซีบรูทีนอย่างน้อยที่สุด 3 แมกซ์ไซเคิล ในบางสภาวะจะใช้มากกว่า 3 แมกซ์ไซเคิล ถ้าผลของอินเตอร์รัพท์ถูกขัดขวางด้วยสภาวะใดสภาวะหนึ่งใน 3 ข้อจากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เช่น ถ้าผลของการอินเตอร์รัพท์ในขณะที่ CPU ทำคำสั่งอยู่ซีบรูทีนของอินเตอร์รัพท์ที่ลำดับความสำคัญเท่ากันหรือสูงกว่า เวลาจะมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับโปรแกรมในซีบรูทีนของอินเตอร์รัพท์ที่กำลังทำอยู่ ถ้าคำสั่งที่กำลังดำเนินนั้นไม่ใช่แมกซ์ไซเคิลสุดท้าย เวลาในการตอบสนองการอินเตอร์รัพท์ที่จะมากขึ้นแต่จะไม่เกิน 3 แมกซ์ไซเคิล เพราะว่าคำสั่งที่ยาวที่สุด (คูณและหาร) จะยาวเพียง 4 แมกซ์ไซเคิล และถ้าคำสั่งที่กำลังดำเนินอยู่เป็นคำสั่ง RETI หรือคำสั่งติดต่อกับรีจิสเตอร์ IE หรือ IP เวลาในการตอบสนองการอินเตอร์รัพท์จะเพิ่มขึ้นแต่ไม่มากกว่า 5 แมกซ์ไซเคิล (จะต้องทำอย่างมากที่สุดอีก 1 แมกซ์ไซเคิลสำหรับทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้คำสั่ง (RETI) จบสมบูรณ์ และกับอีก 4 แมกซ์ไซเคิลสำหรับคำสั่งที่ยาวที่สุดอีก 1 คำสั่ง)

สรุป สัญญาณอินเทอร์รัพต์เดี่ยว (โดยไม่เชื่อมกับอินเทอร์รัพต์อื่น) จะใช้เวลาในการตอบสนองมากกว่า 3 แมกซ์ไซเคิล และน้อยกว่า 8 แมกซ์ไซเคิล



รูปที่ 13. INTERRUPT RESPONSE TIMING DIAGRAM

การรีเซ็ต

สัญญาณรีเซ็ตเป็นสัญญาณอินพุตทางขา 9 การรีเซ็ตจะสมบูรณ์ต้องรักษาระดับ HIGH อย่างน้อยที่สุด 2 แมกซ์ไซเคิล (24 คาบ เวลาของออสซิลเลเตอร์) การรีเซ็ตภายในตัว CPU จะเริ่มในระหว่างไซเคิลที่ 2 นับตั้งแต่ขา RST เป็น HIGH ผลของการรีเซ็ตจะมีผลกับรีจิสเตอร์ดังต่อไปนี้

| <u>REGISTOR</u> | <u>CONTENT</u> |
|-----------------|----------------|
| PC              | 0000H          |
| ACC             | 00H            |
| B               | 00H            |
| PSW             | 00H            |
| SP              | 07H            |
| DPTR            | 0000H          |

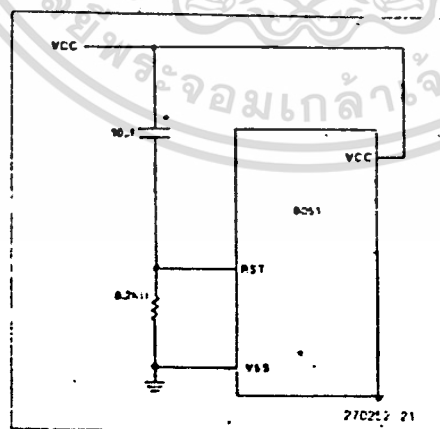
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|       |            |
|-------|------------|
| P0-P3 | FFH        |
| IP    | (XX000000) |
| IE    | (XX000000) |
| TMOD  | 00H        |
| TCON  | 00H        |
| TH0   | 00H        |
| TL0   | 00H        |
| TH1   | 00H        |
| TL1   | 00H        |
| SCON  | 00H        |
| SBUF  | 00H        |
| PCON  | 00H        |

RAM ภายในจะไม่ถูกเคลียร์เมื่อ CPU ถูกรีเซ็ต

การรีเซ็ตเมื่อเปิดเครื่อง

เมื่อจ่ายไฟเข้าระบบควบคุมจะทำการรีเซ็ต CPU ก่อน  
เพื่อรอให้ทั้งระบบอยู่ในสภาวะพร้อมที่จะทำงานซึ่งทำได้โดยต่อ C ขนาด 10uF  
จาก VCC มาที่ขา 9 (RST) และจากขา 9 ต่อ R ขนาด 8.2K ลงกราวด์



Power on Reset Circuit

รูปที่ 14.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IDLE MODE

8031 มีคำสั่งเซ็ท PCON.0 ซึ่ง CPU ทำคำสั่งนี้ เป็นคำสั่งสุดท้ายก่อนจะเข้าสู่ IDLE โหมด (ไม่ทำงาน) IDLE โหมดนี้สัญญาณนาฬิกาภายในจะหยุดส่งให้ CPU แต่ยังคงจ่ายสัญญาณนาฬิกาให้กับอินเทอร์รัพท์, TIMER และพอร์ตตอนุกรมสถานะต่างๆของ CPU ถูกเก็บไว้ และรีจิสเตอร์ต่างๆยังคงรักษาข้อมูลเดิมไว้ในระหว่างอยู่ใน IDLE โหมด การที่จะทำให้ CPU กลับสู่โหมดปกติทำได้ 2 อย่างคือ ทำการอินเทอร์รัพท์จากภายนอก เมื่อ CPU ถูกอินเทอร์รัพท์จะให้บริการอินเทอร์รัพท์เมื่อจบบริการอินเทอร์รัพท์ CPU จะกลับมาทำคำสั่งต่อไปของโปรแกรมซึ่งต่อจากคำสั่งที่ทำ IDLE โหมด การประยุกต์ใช้งานเราอาจใช้ประโยชน์จาก GF1, GF0 ซึ่งเป็นแฟลคที่ใช้ในจุดประสงค์ทั้งไปโดยการเซ็ทบิตใดหรือทั้งสองก่อนคำสั่ง IDLE โหมดและเมื่อถูกอินเทอร์รัพท์ในโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพท์ตรวจดูว่าเป็นการอินเทอร์รัพท์หลังจากทำคำสั่ง IDLE โหมดหรือไม่เพื่อที่จะให้บริการที่ถูกต้องอีกวิธีหนึ่งที่จะออกจาก IDLE โหมดได้คือทำการรีเซ็ท CPU ทางฮาร์ดแวร์

### รายละเอียดของขาต่างๆ

- VCC : ต่อกับไฟเลี้ยงของระบบ (5VDC)
- VSS : กราวด์
- PORT0: พอร์ต 0 เป็นอินพุท/เอาต์พุทพอร์ตแบบ 8 บิต (OPEN DRAIN) สามารถรับกระแส SINK จาก LS TTL ได้ 8 ตัว ถ้าเราเขียน 1 ไปที่พอร์ต 0 เป็น HI-Z INPUT พอร์ต 0 สามารถ MULTIPLEX ระหว่างบัสข้อมูลกับแอดเดรสไบท์ต่ำเมื่อใช้ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก
- PORT1: พอร์ต 1 เป็น 8 บิตสองทิศทางมีการพูล์อัพภายใน, พอร์ต 1 นี้ใช้ TTL (LS) ได้ 4 ตัวเมื่อเขียนค่า 1H ไปที่พอร์ต 1 ขาของพอร์ต 1 จะเป็น HIGH โดยมีการพูล์อัพภายใน และสามารถใช้เป็นอินพุทพอร์ตได้
- PORT2: เป็นอินพุท/เอาต์พุทพอร์ตแบบ 2 ทิศทางมีการพูล์อัพภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถจับTTLได้4ตัว และพอร์ต2นี้จะให้แอดเดรส  
ไบท์สูงในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก

PORT3: พอร์ต 3 เป็นอินพุท/เอาต์พุทพอร์ตแบบ 2ทิศทางมี  
การพลั๊กอินภายในพอร์ต3 จับTTL(LS)ได้4ตัว และยังสามารถ  
ใช้ทำงานในลักษณะพิเศษดังรายละเอียด  
ข้างล่าง

| <u>PORT PIN</u> | <u>ALTERNATE FUNCTION</u>                 |
|-----------------|---|
| P3.0            | RXD (SERIAL INPUT PORT)                   |
| P3.1            | TXD (SERIAL OUTPUT PORT)                  |
| P3.2            | INT0 (EXTERNAL INTERRUPT0)                |
| P3.3            | INT1 (EXTERNAL INTERRUPT1)                |
| P3.4            | T0 (TIMER 0 EXTERNAL INPUT)               |
| P3.5            | T1 (TIMER 0 EXTERNAL INPUT)               |
| P3.6            | WR (EXTERNAL DATA MEMORY<br>WRITE STROBE) |
| P3.7            | RD (EXTERNAL DATA MEMORY<br>READ STROBE)  |

RST : ขาวรีเซ็ทสัญญาณHIGH ที่ขาวรีเซ็ทนี้นาน2แมกซิลไซเคิลจะ  
เป็นการรีเซ็ท CPU

ALE/PROG : ADDRESS LATCH ENABLE พัลส์สำหรับแลตช์แอด  
เดรสไบท์ต่ำในระหว่างการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก ALE นี้ยัง  
จ่ายความถี่คงที่ 1/6 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์

PSEN : เป็นขาสัญญาณ READ STROBE ในขณะอ่านโปรแกรม  
จากภายนอก PSEN จะแอกทีฟ 2 ครั้ง ต่อ 1 แมกซิลไซเคิล

EAA : ต่อ LOW จะทำคำสั่งในโปรแกรมภายนอก

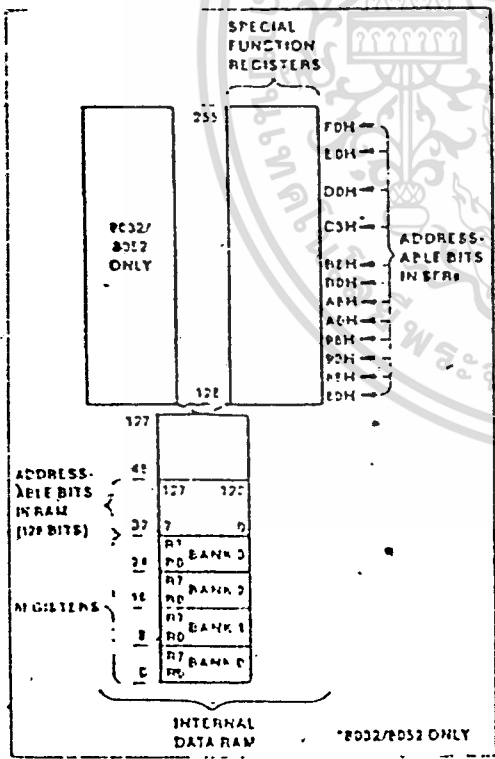
XTAL1 , XTAL2 : เป็นขาอินพุทของอินเวรเตอร์ภาคขยายความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำเก็บข้อมูล

แอดเดรสของข้อมูลจะประกอบด้วยหน่วยความจำภายในและภายนอกโดยที่หน่วยความจำสำหรับข้อมูลภายนอกติดต่อได้โดยคำสั่ง

MOVX และมี DPTR เป็นตัวชี้ หน่วยความจำภายในถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ แอดเดรสด้านต่ำ 128 ไบต์ และ SFR (SPECIAL FUNCTION REGISTER) ซึ่งแท้จริงก็คือ RAM อีก 128 ไบต์ นั้นเอง แต่การเข้าถึงหน่วยความจำใน SFR นี้แตกต่างกว่า 128 ไบต์ล่าง หน่วยความจำทางด้านต่ำ LOWER RAM 0 - 31 H ยังแบ่งเป็น 4 แบนด์ โดยที่สามารถเข้าถึงได้ครั้งละ 1 แบนด์เท่านั้น แต่ละแบนด์เลือกโดยเช็ทบิท R0, R1 ใน PSW หน่วยความจำอีก 16 ไบท์ ตำแหน่ง 20H ถึง 47H ดูรูป



Internal Data Memory Address Space

รูปที่ 15.

| RAM Byte | (MSB)  | (LSB) |     |
|----------|--------|-------|-----|
| 7FH      |        |       | 127 |
| 30H      |        |       |     |
| 2FH      | 7F     | 7E    | 47  |
| 2EH      | 77     | 76    | 46  |
| 2DH      | 6F     | 6E    | 45  |
| 2CH      | 67     | 6E    | 44  |
| 2BH      | 5F     | 5E    | 43  |
| 2AH      | 57     | 5E    | 42  |
| 29H      | 4F     | 4E    | 41  |
| 28H      | 47     | 46    | 40  |
| 27H      | 3F     | 3E    | 39  |
| 26H      | 37     | 36    | 38  |
| 25H      | 2F     | 2E    | 37  |
| 24H      | 27     | 2E    | 36  |
| 23H      | 1F     | 1E    | 35  |
| 22H      | 17     | 16    | 34  |
| 21H      | 0F     | 0E    | 33  |
| 20H      | 07     | 06    | 32  |
| 1FH      |        |       | 31  |
| 1EH      | Bank 3 |       | 24  |
| 17H      | Bank 2 |       | 23  |
| 16H      | Bank 1 |       | 16  |
| 0FH      | Bank 0 |       | 15  |
| 0EH      |        |       | 8   |
| 07H      |        |       | 7   |
| 06H      |        |       | 0   |

Special Function Bit Addressable Locations

รูปที่ 16.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบสร้างส่วนระบบควบคุมคอมพิวเตอร์

ส่วนระบบควบคุมคอมพิวเตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ

1. ส่วนของไมโครคอมพิวเตอร์

ต้องประกอบด้วยเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ XT หรือ AT ที่มี Serial Port โดยหน้าที่ของส่วนไมโครคอมพิวเตอร์ คือ รับข้อมูลจากผู้ใช้งาน ส่งข้อมูลผ่าน Serial Port ด้วยระบบการส่งข้อมูลแบบ ภายใต้ Protocal ดังนี้

Transmission Mode: Asynchronous

Speed : 1200 Bps

Data : 8 bits

Parity : no

Stop bit : 1

การควบคุมการรับข้อมูลจากคีย์บอร์ดและส่งผ่านไปยัง Serial port นั้นเราใช้โปรแกรม OEM (ดู Listing Program ที่ 1.1) ซึ่งเขียนขึ้น จาก ภาษา C

2. ส่วน Single Board ที่ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งเกิ้ลซิม เบอร์ 8031 มีหน้าที่ดังนี้

2.1 รับข้อมูลจากส่วนไมโครคอมพิวเตอร์ภายใต้ Protocal แบบเดียวกัน

ซึ่งภายในตัว 8031 มี Serial Port ภายในตัว (ดู รายละเอียดในภาคทฤษฎี )

2.2 ควบคุมการหมุนของ Stepping Motor ตามจุดหมุนต่างๆของแขนกล ใช้ data bit ขนาด 4 bit ต่อการ control stepping 1 ตัว ซึ่งแขนกลนี้ใช้ Stepping Motor ทั้งหมด 4 ตัว จึงต้องมีการ decode dataport ทั้งหมด 4 port ดังนี้

|                  |           |
|------------------|-----------|
| I/O Address Port | CONTROL   |
| F038H            | Joint I   |
| F030H            | Joint II  |
| F028H            | Joint III |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F020H

มือจับ

## 2.3 ควบคุมการหมุนของ DC Motor ที่ฐานของแขนกล

ใช้วงจร Digital to Analog ในการเปลี่ยนข้อมูลที่ส่งมาเป็นสัญญาณ Analog แล้วส่งต่อไปให้ชุดควบคุมการหมุนของ DC Motor โดยใช้วงจร D/A เบอร์ MC1408 และเพื่อให้เกิดความแม่นยำในการควบคุมมากขึ้น จึงมีการอ่านค่าตำแหน่งกลับมาเป็นสัญญาณ Analog แล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณ Digital โดยใช้วงจร A/D เบอร์ ADC 0809 โดยมี

I/O Address Decode

Circuit.

F018H

DAC 0808

F010H

ADC 0809

การทดลองสร้างส่วนระบบควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์

## 1. การต่อ CPU 8031 เข้ากับ EPROM 2764

ดังรูปที่ 1.1 u2 ทำหน้าที่ แยกสัญญาณ Address กับ data โดยใช้สัญญาณ ALE เป็นตัวเลือก

ขา 1 ของ u1 ทำหน้าที่ สัญญาณ ลอจิก '1' ไป break DC Motor เมื่อถึงตำแหน่งที่สั่ง เพื่อไม่ให้เกิดการแกว่ง

ขา 10 คอยรับข้อมูลจาก ภาค RF

## 2. การต่อ CPU 8031 กับภาค I/O Decoding

ดังรูปที่ 1.2 u17 และ u18 ช่วยทำให้เกิด Full Decode

## 3. การต่อ ภาค Control Stepping

ดังรูปที่ 1.3 u16-19 เป็น D-Latch FF เพื่อส่งบิต logic ต่อไปยังภาค Driver Circuit ของ Stepping Motor

## 4. การต่อภาค D/A

ดังรูปที่ 1.4 Op Amp เบอร์ 351 มีหน้าที่ช่วยยกระดับแรงดันจาก

D/A ให้มีแรงดันสูงมากพอคือ 0 v ถึง 11 v

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

## 5. การต่อภาค A/D

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 1.5 โดยมี 74LS90 เป็นวงจรรหัสสัญญาณนาฬิกา ที่ป้อนให้กับวงจร A/D ที่ทำงานที่ clock ไม่เกิน 1.2 MHz (ดูจาก data sheet)

6. โปรแกรม Monitor ดูจาก program Control Robot listing 1.2



```

#include <bios,h>
#include <conio,h>

#define COM1 0
#define DATA_READY 0x100
#define SETTINGS (0x03!0x80) /* 8 bits, 2400 b/s, 1 stop, no parity */

main()
{
    int register in, out, status;
    int i=0,x=15,y=2;
    char buffer[10];
    bioscom(0, SETTINGS, COM1);
    clrscr();
    textattr(0x1E); clrscr();
    cprintf("...PROGRAM ROBOTIC CONTROLLED BY MICROCOMPUTER WITH RADIO WAVE ...!n");
    gotoxy(1,2);
    printf("JOINT I :");
    gotoxy(1,3);
    printf("JOINT II :");
    gotoxy(1,4);
    printf("JOINT III :");
    gotoxy(1,5);
    printf("JOINT IV :");
    gotoxy(1,6);
    printf("JOINT V :");
    for (i=1;i<=10;i++)
    {

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

gotoxy(x,y);buffer[i]=getch();putch(buffer[i]);
buffer[i+1]=getch();putch(buffer[i+1]);
i++;
}

```

```

for (i=1;i<=10;i++)
{
    status = bioscom(3,0,COM1);
    if (status & DATA_READY)
if( (out = bioscom(2,0,COM1) & 0x7F) != 0 )
    putch(out);
    bioscom(1,buffer[i],COM1);
    bioscom(1,buffer[i+1],COM1);
    i++;
}
}

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
*****
```

```
; THIS PROGRAM CONTROL ROBOT
```

```
CPU "8051,TBL"
```

```
HOF "BINS"
```

```
*****
```

```
;MCS-51 INTERNAL REGISTERS
```

```
B: EQU 0F0H ;B REGISTER
ACC: EQU 0E0H ;ACCUMULATOR
PSW: EQU 0D0H ;PROGRAM STATUS WORD
IPC: EQU 0B8H ;INTERRUPT PRIORITY
P3: EQU 0B0H ;PORT 3
IEC: EQU 0A9H ;INTERRUPT ENABLE
P2: EQU 0A0H ;PORT 2
SBUF: EQU 99H ;SEND BUFFER
SCON: EQU 98H ;SERIAL CONTROL
P1: EQU 90H ;PORT 1
TH1: EQU 8DH ;TIMER 1 HIGH
TH0: EQU 8CH ;TIMER 0 HIGH
TL1: EQU 8BH ;TIMER 1 LOW
TL0: EQU 8AH ;TIMER 0 LOW
TMOD: EQU 89H ;TIMER MODE
TCON: EQU 88H ;TIMER CONTROL
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

PCON: EQU 87H ;POWER CONTROL REGISTER
DPH: EQU 83H ;DATA POINTER HIGH
DPL: EQU 82H ;DATA POINTER LOW
SP: EQU 81H ;STACK POINTER
P0: EQU 80H ;PORT 0

```

```

;MCS-51 INTERNAL BIT ADDRESSES

```

```

CY: EQU 0D7H ;CARRY FLAG
AC: EQU 0D6H ;AUXILIARY-CARRY FLAG
FO: EQU 0D5H ;USER FLAG 0
RS1: EQU 0D4H ;REGISTER SELECT MSB
RS0: EQU 0D3H ;REGISTER SELECT LSB
OV: EQU 0D2H ;OVERFLOW FLAG
P: EQU 0D0H ;PARITY FLAG
PS: EQU 0BCH ;PRIORITY SERIAL PORT
PT1: EQU 0BBH ;PRIORITY TIMER 1
PX1: EQU 0BAH ;PRIORITY EXTERNAL 1
PT0: EQU 0B9H ;PRIORITY TIMER 0
PX0: EQU 0B8H ;PRIORITY EXTERNAL 0
EA: EQU 0AFH ;ENABLE ALL INTERRUPT
ES: EQU 0ACH ;ENABLE SERIAL INTERRUPT
ET1: EQU 0ABH ;ENABLE TIMER 1 INTERRUPT
EX1: EQU 0AAH ;ENABLE EXTERNAL 1 INTERR
ET0: EQU 0A9H ;ENABLE TIMER 0 INTERRUPT
EX0: EQU 0A8H ;ENABLE EXTERNAL 0 INTERR
SM0: EQU 09FH ;SERIAL MODE 0
SM1: EQU 09EH ;SERIAL MODE 1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

SM2: EQU 09DH ;SERIAL MODE 2
REN: EQU 09CH ;SERIAL RECEPTION ENABLE
TB8: EQU 09BH ;TRANSMITT BIT 8
RB8: EQU 09AH ;RECEIVE BIT 8
TI: EQU 099H ;TRANSMIT INTERRUPT FLAG
RI: EQU 098H ;RECEIVE INTERRUPT FLAG
TF1: EQU 08FH ;TIMER 1 OVERFLOW FLAG
TR1: EQU 08EH ;TIMER 1 RUN CONTROL BIT
TF0: EQU 08DH ;TIMER 0 OVERFLOW FLAG
TR0: EQU 08CH ;TIMER 0 RUN CONTROL BIT
IE1: EQU 08BH ;EXT INTERR, 1 EDGE FLAG
IT1: EQU 08AH ;EXT INTERR, 1 TYPE FLAG
IE0: EQU 089H ;EXT INTERR, 0 EDGE FLAG
IT0: EQU 088H ;EXT INTERR, 0 TYPE FLAG
;*****
CHECK_COUNT: EQU 30H
;RECIVE EQU 31H - 3AH **** BUFFER MEMORY FROM RECIEVING
M_JOINT1: EQU 41H
M_JOINT2: EQU 42H
M_JOINT3: EQU 43H
M_JOINT4: EQU 44H
M_JOINT5: EQU 45H
CHECK_READY: EQU 46H

A_JOINT1: EQU 0F038H
A_JOINT2: EQU 0F030H
A_JOINT3: EQU 0F028H
A_JOINT4: EQU 0F020H

```

```
A_JOINT5: EQU 0F018H
```

```
ORG 0000H
```

```
LJMP START
```

```
ORG 0023H
```

```
CLR ES
```

```
LJMP LOOP
```

```
ORG 0200H
```

```
START: MOV TMOD,#20H
```

```
MOV TCON,#50H
```

```
MOV SCON,#50H
```

```
MOV PCON,#00
```

```
MOV TH1,#0E8H
```

```
MOV TL1,#0E3H
```

```
MOV R0,#CHECK_COUNT
```

```
MOV @R0,#0AH
```

```
MOV R0,#CHECK_READY
```

```
MOV @R0,#00H
```

```
CLR TI
```

```
CLR RI
```

```
SETB EA
```

```
SETB ES
```

```
STAND_BY: MOV R0,#CHECK_READY
```

```
CJNE @R0,#99H,STAND_BY
```

```
CLR ES
```

```
LCALL CONVERT ;CONVERT ASCII TO HEX
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV R0,#M_JOINT1
MOV DPTR,#A_JOINT1
MOV A,@R0

```

```

S_MOTOR1: MOV R0,A ; ROUTINE 1
          MOV A,#33H ;*****
T11:     MOV R1,#01H ;*
T21:     MOV R2,#01H ;* CONTROL STEPPING
T31:     MOV R3,#01H ;*
T41:     MOVBX @DPTR,A ;*****
          RR A
          MOV R4,#40H
L11:     MOV R5,#0FFH
L21:     NOP
          DJNZ R5,L21
          DJNZ R4,L11
          DJNZ R3,T41
          DJNZ R2,T31
          DJNZ R1,T21
          DJNZ R0,T11

          MOV R0,#M_JOINT2
          MOV DPTR,#A_JOINT2
          MOV A,@R0

```

```

S_MOTOR2: MOV R0,A ; ROUTINE 2
          MOV A,#33H ;*****
T12: MOV R1,#01H ;*
T22: MOV R2,#01H ;* CONTROL STEPPING
T32: MOV R3,#01H ;*
T42: MOVX @DPTR,A ;*****
RR A
MOV R4,#40H
L12: MOV R5,#0FFH
L22: NOP
DJNZ R5,L22
DJNZ R4,L12
DJNZ R3,T42
DJNZ R2,T32
DJNZ R1,T22
DJNZ R0,T12

MOV R0,#M_JOINT3
MOV DPTR,#A_JOINT3
MOV A,@R0

```

```

S_MOTOR13: MOV R0,A ; ROUTINE 3
          MOV A,#33H ;*****
T13: MOV R1,#01H ;*
T23: MOV R2,#01H ;* CONTROL STEPPING
T33: MOV R3,#01H ;*

```

```

T43:  MOVX  @DPTR,A  ;*****
      RR   A
      MOV  R4,#40H
L13:  MOV   R5,#0FFH
L23:  NOP
      DJNZ R5,L23
      DJNZ R4,L13
      DJNZ R3,T43
      DJNZ R2,T33
      DJNZ R1,T23
      DJNZ R0,T13

```

```

MOV  R0,#M_JOINT4
MOV  DPTR,#A_JOINT4
MOV  A,@R0

```

```

S_MOTOR4: MOV  R0,A  ; ROUTINE 4
          MOV  A,#33H ;*****
T14:  MOV  R1,#01H ;*
T24:  MOV  R2,#01H ;* CONTROL STEPPING
T34:  MOV  R3,#01H ;*
T44:  MOVX  @DPTR,A ;*****
      RR   A
      MOV  R4,#40H
L14:  MOV   R5,#0FFH
L24:  NOP

```

```

DJNZ R5,L24
DJNZ R4,L14
DJNZ R3,T44
DJNZ R2,T34
DJNZ R1,T24
DJNZ R0,T14

```

```

DC_MOTOR: MOV R0,#M_JOINT5 ; ROUTINE 5
MOV DPTR,#A_JOINT5 ;*****
MOV A,@R0 ;*
MOVX @DPTR,A ;* CONTROL DC MOTOR
;*****

MOV R0,#CHECK_READY ;SET TO READY FOR RECIEVING
MOV @R0,#00H

SETB ES
LJMP STAND_BY

```

```

LOOP: MOV A,SBUF
JNB RI,$
CLR RI
MOV R7,A
MOV R0,#CHECK_COUNT
MOV A,@R0
MOV R2,A

```

```

DEC @R0
ADD A,R0
MOV R0,A
MOV A,R7
MOV @R0,A
DJNZ R2,HOB

```

```

INIT:  MOV R0,#CHECK_COUNT
      MOV @R0,#0AH
      MOV R0,#CHECK_READY
      MOV @R0,#99H

```

```

HOB:   SETB EA
      SETB ES
      RETI

```

```

CONVERT: MOV R0,#3AH ;LOAD ADDRESS START BUFFER

```

```

      MOV R7,#0AH

```

```

AGAIN: MOV a,@R0

```

```

      CLR C

```

```

      SUBB A,#55H

```

```

      JNC ALPHABET

```

```

NUMERIC: CLR C

```

```

      MOV A,@R0

```

```

      ANL A,#0FH

```

```

      MOV @R0,A

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    SJMP  FULL
ALPHABET: CLR  C

    MOV  A,@R0
    ADD  A,#09H
    ANL  A,#0FH
    MOV  @R0,A

FULL:   DEC  R0
    DJNZ R7,AGAIN

    MOV  R1,#41H    ;LOAD ADDRESS START M_JOINT
ADJUST_V: MOV  R0,#39H    ;ADJUST LOW ORDER NIBBLE
    MOV  R7,#05H

LOOP_N: MOV  A,@R0
    RL  A
    RL  A
    RL  A
    RL  A
    INC  R0
    ORL  A,@R0    ;CONLUDE HIGH-LOW ORDER NIBBLE
    MOV  @R1,A
    DEC  R0
    DEC  R0
    DEC  R0
    INC  R1
    DJNZ R7,LOOP_N
    RET

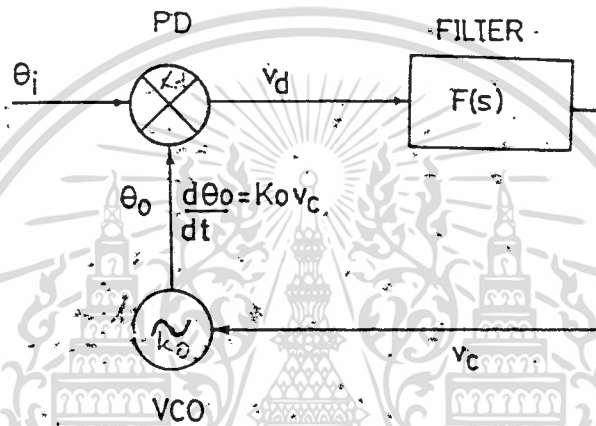
END

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐานของระบบเฟสล็อก

ทราานเฟอ์ฟงซัน พิจารณาจากระบบในรูปที่ 1 ซึ่งเป็นลูปลักษณะพื้นฐาน(Elementary loop) ซึ่งประกอบด้วย PD เฟสดีเทคเตอร์, ลูปฟิลเตอร์ และ VCO วางจการผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน



รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างของระบบเฟสล็อก

สัญญาณอินพุท มีเฟส  $\theta_i(t)$  และ VCO เอาท์พุทมีเฟส  $\theta_o(t)$  สมมุติว่าระบบอยู่ในสภาวะล็อก (Locked) , PD มีการทำงานแบบเชิงเส้น (Linear) และ PD มีเอาท์พุทเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของเฟสอินพุททั้งสอง ดังนั้น

$$v_d = K_d (\theta_i - \theta_o) \dots\dots\dots ( 1 )$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $K_d$  คือ เกนเฟคเตอร์ (Gain Factor) หรือ คอนเวอร์ชัน เกน (Conversion Gain) วัดความเป็นโวลต์ต่อเรเดียน (V/rad)

แรงดัน  $v_d$  จะถูกฟิลเตอร์โดยลูปฟิลเตอร์ สัญญาณรบกวนและส่วนประกอบของสัญญาณที่เป็นความถี่สูง จะถูกกำจัดออกไป ฟิลเตอร์จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติ ทางพลศาสตร์ของลูป (Dynamic Performance) ทราจเนเฟอร์ฟังก์ชันของลูปกำหนดโดย  $F(s)$  ความถี่  $VCO$  กำหนดจากแรงดันควบคุมที่อินพุต  $v_c$  ทำให้ความถี่เบี่ยงเบน (Deviation) ไปจากความถี่ศูนย์กลางไปด้วยขนาด  $\omega = K_o v_c$  เมื่อ  $K_o v_c$  คือเกนแฟคเตอร์ของ  $VCO$  วัดเป็น เรเดียนต่อวินาทีต่อโวลต์ (rad/sec/V) เนื่องจากความถี่เป็นอนุพันธ์ (Derivative) ของเฟส การทำงานที่  $VCO$  อาจพิจารณาได้จาก  $d\theta_o/dt = K_o v_c$  โดยใช้วิธีลาปลาซทรานฟอร์มส์จะได้ว่า

$$L \left[ \frac{d\theta_o(t)}{dt} \right] = s \theta_o(s) = K_o v_c(s) \dots \dots \dots (2)$$

ดังนั้น

$$\theta_o(s) = \frac{K_o v_c(s)}{s}$$

s

เฟสของสัญญาณเอาต์พุตของ  $VCO$  จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับอินทิกรัลของแรงดันควบคุม ( $v_c$ ) โดยใช้วิธีลาปลาซทรานฟอร์มส์ เช่นกันจะได้

$$V_d(s) = K_d [\theta_i(s) - \theta_o(s)] \dots \dots \dots (3)$$

$$V_c(s) = F(s) V_d(s) \dots \dots \dots (4)$$

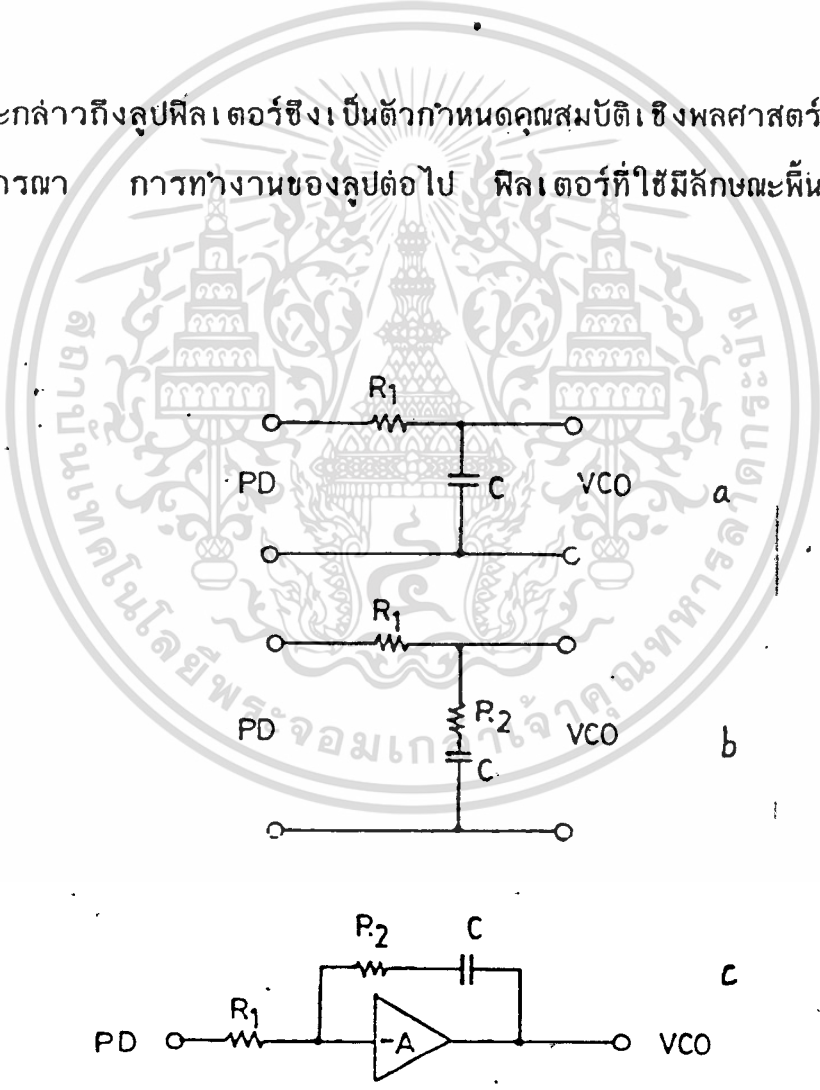
$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{s} \dots \dots \dots (5)$$

จากสมการที่ 1 ถึง 5 จะได้สมการพื้นฐานของลูป คือ

$$\frac{\theta_i(s) - \theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)} = 1 - \beta(s) \dots \dots \dots (7)$$

$$V_c(s) = \frac{s K_d F(s) \theta_i(s)}{s + K_o K_d F(s)} = \frac{s \theta_i(s)}{\beta(s)} \dots (8)$$

จะกล่าวถึงลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติเชิงพลศาสตร์ของระบบก่อนที่จะพิจารณาการทำงานของลูปต่อไป ฟิลเตอร์ที่ใช้มีลักษณะพื้นฐาน 3 แบบคือ



รูปที่ 2 แสดงลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{1}{sCR1+1}$$

$$F(s) = \frac{sCR2+1}{sC(R1+R2)+1} = \frac{sT2+1}{sT1+1}$$

$$T1 = (R1+R2)C, T2 = R2C$$

$$F(s) = \frac{-A(sCR2+1)}{sCR2+1+(1+A)(sCR1)}$$

ถ้าให้ A มีขนาดใหญ่มาก

$$F(s) \approx \frac{-sCR2+1}{sCR1} = \frac{-sT2+1}{sT1}$$

$$T2 = R2C, T1 = R1C$$

สำหรับพาสซีฟฟิลเตอร์ชนิดที่ 2 จะให้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิดคือ

$$\beta_1(s) = \frac{KoKd(sT2+1)/T1}{s^2 + s(1+KoKdT2/0/T1+KoKd/T1)} \dots \dots \dots (9)$$

สำหรับเมื่อแก้ไขการกลับเฟสของ วงจรขยาย A แล้ว จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิด คือ

$$\beta_2(s) = \frac{KoKd(sT1+1)/T1}{s^2 + s(KoKdT2/T1) + KoKd/T1} \dots \dots \dots (10)$$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันทั้งสอง สามารถเขียนในรูป

$$\beta_1(s) = \frac{s(2\zeta Wn - Wn^2/KoKd) + Wn^2}{s^2 + 2\zeta Wn s + Wn^2} \dots \dots \dots (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

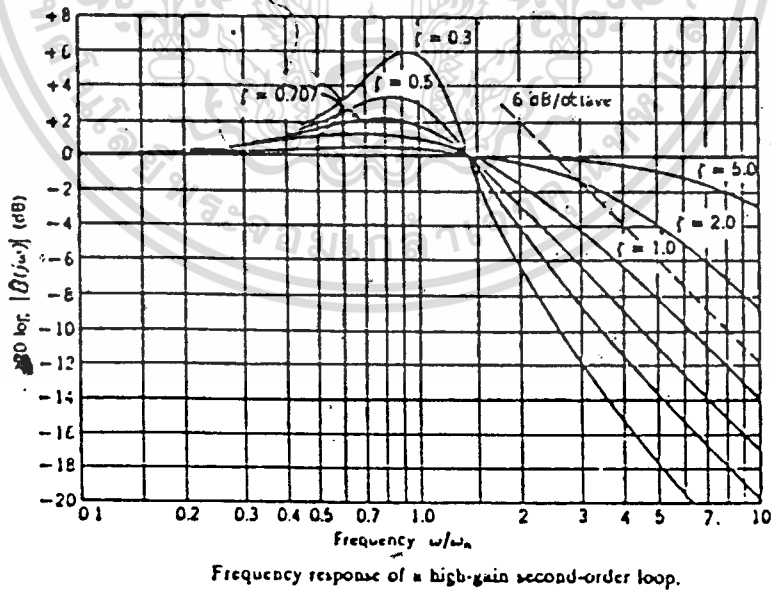
$$\beta_2(s) = \frac{2\zeta W_n s + W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \dots\dots\dots (12)$$

สมการที่ 11, 12 เขียนในรูปของวิธีควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control) โดยเรียก  $W_n$  ว่าความถี่ธรรมชาติของกลุ่ม (Natural Frequency) และว่า  $\zeta$  แดมปีงแฟคเตอร์ของกลุ่ม (Damping Factor)

| พาสซีฟ  | แอคทีฟ   |
|---|--|
| $W_n = \left[ \frac{K_o K_d}{T_1} \right]^{1/2}$  | $W_n = \left[ \frac{K_o K_d}{T_1} \right]^{1/2}$                                     |
| $\zeta = \frac{1}{2} \left[ \frac{K_o K_d}{T_1} \right]^{1/2} \left[ \frac{T_2 + 1}{K_o K_d} \right]$ | $\zeta = \frac{T_2}{2} \left[ \frac{K_o K_d}{T_1} \right]^{1/2} = \frac{T_2 W_n}{2}$ |
| $T_1 = (R_1 + R_2)C$  | $T_1 = R_1 C$  |
| $T_2 = R_2 C$   | $T_2 = R_2 C$  |
| ( 13 )  |  |

จะเห็นว่า ทารานเฟอร์ฟังก์ชัน จะคล้ายกันมาก ถ้า  $1/KoKd \ll T2$  ในกรณีของฟาสซีฟ และจากสมการกำลังสูงสุดของ ส่วน คือ 2 ลูป จึงเรียกเป็น ลูปอันดับ 2 (Second Order) จากทฤษฎีของระบบควบคุมแบบ (Type) ของลูป จะเท่ากับจำนวน ของเพอร์เฟคอินทิเกรเตอร์ (Perfect Integrator) ภายในลูป ดังนั้นระบบ PLL ใดๆอย่างน้อยที่สุดก็จะเป็นลูปแบบที่ 1 (Type I) เนื่องจาก 'VCO เป็นเพอร์เฟคอินทิเกรเตอร์และถ้าลูปฟิลเตอร์ประกอบด้วยเพอร์เฟคอินทิเกรเตอร์อีก 1 ตัว ลูปก็จะเป็นแบบที่ 2 (Type II) ดังนั้น PLL อันดับ 2 ที่มีแอดคทีฟฟิลเตอร์ ก็ถือได้ว่าเป็นลูปแบบที่ 2 โดยฟิลเตอร์เป็นตัวอินทิเกรเตอร์ที่เพิ่มมาในขณะที่ PLL ที่มีพาสซีฟฟิลเตอร์เป็นลูปแบบที่ 1

การตอบสนองความถี่ของลูปเกนสูง (High-Gain loop, หมายถึงลูป ที่  $KoKdT2 \gg 1$  สำหรับฟาสซีฟ และ  $A:T1 \gg T2$  สำหรับแอดคทีฟฟิลเตอร์) เมื่อแอดมิตีฟฟิลเตอร์เปลี่ยนไป แสดงในรูปที่ 3 จะเห็นว่ามิลักษณะเป็นโลว์พาสฟิลเตอร์ ทำงานโดยเฟสอินพุทของลูป



**รูปที่ 3** แสดงผลตอบสนองความถี่ของลูป (อันดับสอง, เกนสูง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบแทนสนองต่อความผิดพลาด (Error response) ของลู่อันดับสองเกนสูง คือ

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \dots \dots \dots (14)$$

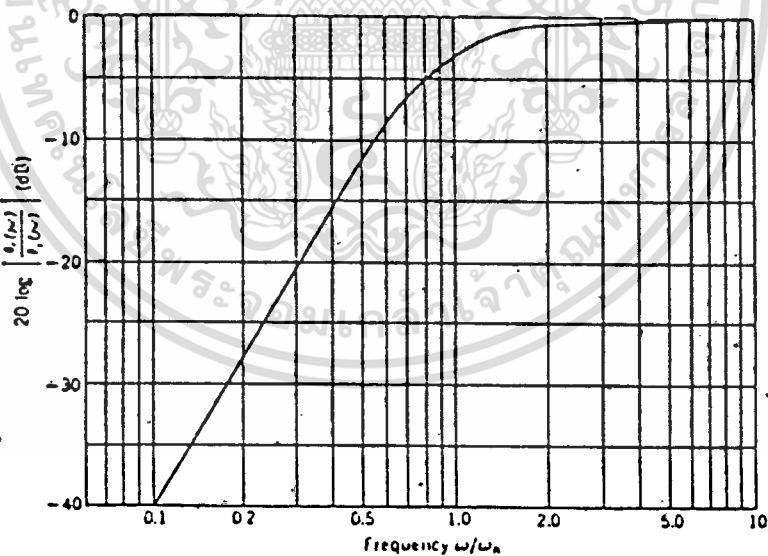
$$\theta_i(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2}$$

ขณะที่ของลู่อันดับสองเกนต่ำ คือ

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s(s + W_n^2/K_oK_d)}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} = \frac{s[s + 1/T_1]}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \dots (15)$$

$$\theta_i(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} \quad \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2}$$

ผลตอบสนองต่อความผิดพลาดเชิงเฟส แสดงในรูปที่ 4 สำหรับลู่อันดับสองเกนสูงที่  $\zeta = 0.707$  จะเห็นว่ามีความสัมพันธ์เป็นไฮพาสซึ่ง คือ ลู่อันดับสองเกนสูง (track) ความเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ำ แต่ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่สูงได้

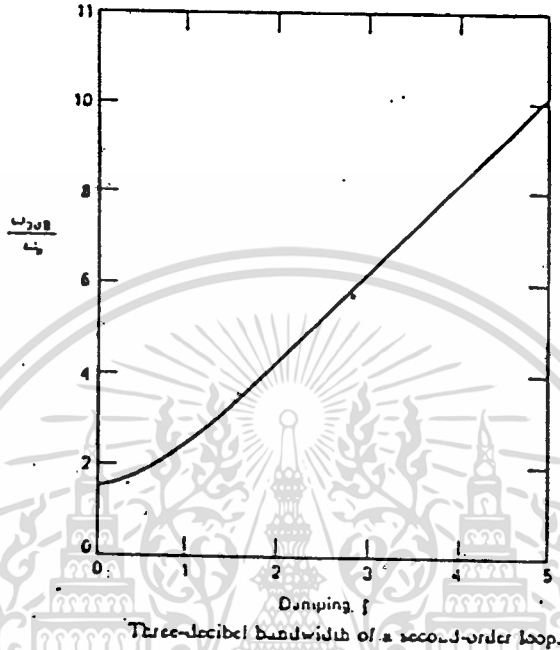


Error response of high-gain loop,  $\zeta = 0.707$ .

รูปที่ 4 ผลตอบแทนสนองความผิดพลาดเชิงเฟสของลู่อันดับสองเกนสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบนด์วิดของลูป กำหนดโดยให้  $|B(jw)|^2 = 0.5$  และหาค่า  $w$  ออกมา  
 จะได้ว่า  $w_{3dB} = w_n [2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}]^{1/2}$



รูปที่ 5 แบนด์วิทของลูปอันดับ 2

**ลูปเกน (Loop gain)**

ทราานเฟอ์ฟังชันลูปเปิดของ PLL กำหนดจาก

$$G(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s} \dots \dots \dots (16)$$

ทราานเฟอ์ฟังชันลูปปิด กำหนดจาก

$$\beta(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \dots \dots \dots (17)$$

**และดีซีลูปเกนกำหนดจาก**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_v = K_o K_d F(0)$$

มีขนาดเป็นความถี่ (dimension of frequency) เปรียบเทียบกับ  
 นาฬิกาคุณสมบัติของลูบที่ติดตั้งการ  $K_v$  ที่มีขนาดใหญ่  $F(s)$  ของฟิลเตอร์เป็นฟังก์ชัน  
 ตรีโกณมิติ (rational function)

$$F(s) = \frac{g(s - Z_1)(s - Z_2)\dots(s - Z_m)}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)\dots(s - P_{n-1})}$$

สำหรับ PLL อันดับที่  $n$  ฟิลเตอร์จะมีจำนวน  $m$  ได้ไม่มากกว่าจำนวน  $n-1$  ถ้า  $m = n - 1$  (กรณีที่พบบ่อยใน PLL) ดังนั้น  $g = F(0)$

เมื่อกระจาย  $F(s)$  ให้เป็นเศษส่วนย่อย (partial fraction) เกณฑ์ของลูบเปิดจะเขียนได้ว่า

$$G(s) = \frac{k}{s} \left[ a_1 + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{a_i + 1}{s - P_i} \right] \dots \dots \dots (18)$$

สมมติเป็นการชั่วคราวว่าทุกๆ โพล (pole) เป็นซิมเปิลโพล (simple pole) กับค่าเรซิดิว (residue)  $a_i + 1$  เรียกว่า  $K$  ว่าเป็นลูบเกน (loop gain)  $a_1$  จะเป็นศูนย์ถ้า  $m$  น้อยกว่า  $n - 1$  และ  $a_1$  เป็น 1 ถ้า  $m = n - 1$  ในการออกแบบระบบ PLL มักจะกำหนดให้  $a_1 = 1$  นั่นคือ จำนวนโพลจะเท่ากับซีโรในฟิลเตอร์ ใน PLL ระบบอันดับ 2 ที่ใช้ฟิลเตอร์เป็นชนิดพาสซีฟ แล็ก-ลีด (passive lag - lead filter) (รูปที่ 2 b) จะเป็น

$$F(s) = \frac{ST^2 + 1}{ST^2 + 1}$$

$$G(s) = \frac{K_o K_d T^2}{T^2 s} \left( 1 + \frac{1/T^2 - 1/T_1}{s + 1/T_1} \right) = K \left( 1 + \frac{a_2}{s + 1/T_1} \right)$$

$$K = \frac{K_o K_d T_2}{T_1} ; a_1 = 1 ; a_2 = \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}$$

T1

T2 T1

สำหรับ แอคทีฟฟิลเตอร์

$$F(s) = \frac{ST_2 + 1}{ST_1}$$

ST 1

$$G(s) = \frac{K_o K_d T_2}{ST_1} \left( 1 + \frac{1}{ST_2} \right) = \frac{K}{S} \left( 1 + \frac{a_2}{S} \right)$$

$$K = \frac{K_o K_d T_1}{T_2} ; a_1 = 1 ; a_2 = \frac{1}{T_2}$$

T1

T2

$$W_n = \sqrt{\frac{K}{a_2}} ; \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K}{a_2}}$$

ลูปเกนมีผลต่อตำแหน่งของโพลบนคอมเพล็กซ์เพลน (complex plan)

โพลจะเปลี่ยนตำแหน่งไปเมื่อลูปเกนเปลี่ยน และสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวิธีทางเดินของราก (Root-locus plot) การวิเคราะห์ระบบ PLL ยังสามารถทำได้ด้วยวิธีโบดพล็อต (Bode plot) เช่นกัน

### คุณสมบัติเรื่องสัญญาณรบกวน

PLL สามารถจัดการกับสัญญาณรบกวนจำนวนมากได้อย่างดีทั้งสัญญาณรบกวนจากภายนอกและสัญญาณรบกวนภายในลูป การวิเคราะห์เรื่องสัญญาณรบกวนมีการแสดง โดยละเอียดในบทที่ 3 ของ [2] และบทที่ 4 ของ [1] สำหรับบทที่ 2 ของ [7] เป็นการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์ความถี่

โดยเฉพาะสำหรับสัญญาณรบกวนในลูปกำหนดด้วยนอยส์แบนด์วิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 dt \text{ (Hz)} \dots\dots\dots(19)$$

ถ้าอินพุทของสัญญาณรบกวนเป็นไวท์นอยส์ เฟสของ VCO จะถูกรบกวนให้กว้างด้วยขนาด

$$\theta^2_{no} = \frac{2N_o B_1}{V_s^2} = \frac{W_1 B_1}{P_s} \text{ rad}^2 \dots\dots\dots(20)$$

โดย  $N_o$  คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมข้างเดียวของไวท์นอยส์ ( $V^2/\text{Hz}$ )

$V_s$  คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณอินพุท  $\theta_1$  (V)

$P_s$  คือ กำลังของสัญญาณ (W)

$W_1$  คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังนอยส์ (W/Hz)

ตารางที่ 1 แสดงนอยส์แบนด์วิทของลูปชนิดต่างๆ (K คือลูปเกน)

| loop Description   | Noise Bandwidth , $B_n$ (Hz)   |
|--|--|
| First order  | $1/4 K$  |
| Second order;<br>Simple lag filter                         | $1/4 K$  |
| Passive lag-lead filter                                    | $\frac{1/4 K K + a_2 + 1/T_1}{K + 1/T_1}$<br>$\approx 1/4 K (1 + a_2/K)$ if $K \gg 1/T_1$<br>and $a_2 \gg 1/T_1$ |
| Active lag-lead filter                                     | $\frac{1}{4} K (1 + \frac{a_2}{K})$ or $\frac{1}{2} W_n (5 + \frac{1}{4})$                                       |
| Third order:<br>Two zeros; all open-loop<br>pole at origin | $\frac{1}{4} \frac{K a_2 K + a_2^2 - a_3}{a_2 K - a_3}$  |

ตารางที่ 1 แสดงนอยส์แบนด์วิทของลูปชนิดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ล็อกเรนจ์ (Lock range) เป็นย่านความถี่ซึ่งลูปสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของอินพุท หนึ่งสปีดบางเล่มอาจเรียกว่า แทรกกิ้งเรนจ์ (tracking range) หรือโฮล-อินเรนจ์ (Hold-in range) การนี้ภาวะเริ่มต้นลูปจะอยู่ในสภาวะล็อก กำหนดจากดีซีลูปเกน  $K_v$  โดย

$$W = W_v = K_d K_o F(o) \text{ (rad/s) } \dots \dots \dots (21)$$

ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตาม  $F(o)$  ของพาสซีฟฟิลเตอร์ คือ 1 และของแอกทีฟฟิลเตอร์คือ  $A$  จะเห็นว่า ฟิลเตอร์ (อินทิเกรเตอร์) แบบแอกทีฟจะให้  $W$  กว้างกว่า และความผิดพลาดเชิงเฟส (phase error) ในภาวะสงบนิ่ง (steady state) น้อยกว่า โดยที่ ความผิดพลาดเชิงเฟสคือ

$$\theta_e (s) = \frac{S \theta_i (s)}{S + K_o K_d F(s)} \dots \dots \dots (22)$$

จากทฤษฎีค่าสุดท้าย (final value theorem of laplace trans - forms)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Y(t) = \lim_{S \rightarrow 0} S Y(s) \dots \dots \dots (23)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{S^2 \theta_i (s)}{S + K_o K_d F(s)} \dots \dots (24)$$

ถ้าพิจารณาภาวะสงบของระบบเมื่อการเปลี่ยนแปลงอินพุท เป็นชนิดนั้น (step) ทำให้  $\theta_i$  เปลี่ยนไปด้วยขนาด  $\Delta\theta$  ลาปลาซทรานส์ฟอร์มส์ของอินพุทจะเป็น  $\theta_i (s) = \Delta\theta / s$  แทนค่าใน (24) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \Delta \theta}{s + K_0 K_d F(s)} = 0$$

(กำหนดให้  $F(0) > 0$ ) กรณีนี้จะพบว่าในทางทฤษฎีแล้วระบบอันดับ 2 แบบ 2 จะไม่มีผลของความผิดพลาดในภาวะสงบ (steady-state error) เนื่องจากเฟสอินพุทเปลี่ยนไปในลักษณะเป็นขั้นถ้าพิจารณาความผิดพลาดในภาวะสงบ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุท เป็นต้น ด้วยขนาด  $\Delta w$  เฟสของสัญญาณอินพุทจะเปลี่ยนไปแบบเชิงลาด (ramp)  $i_1(t) = \Delta w/s^2$  แทนค่า  $i$  ใน (24) จะได้ว่า

$$v = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{s + K_0 K_d F(s)} = \frac{\Delta w}{K_0 K_d F(0)} \quad (25)$$

โดย  $K_0 K_d F(0)$  เรียกว่าเป็นค่าคงที่ความเร็ว (velocity constant)  $K_v$

$$\theta_v = \Delta w / K_v \quad (26)$$

จาก (26) จะพบว่าที่  $\Delta w$  ขนาดเดียวกันแอดคิฟฟิลเตอร์จะให้ขนาดของความผิดพลาดเชิงเฟสในภาวะสงบน้อยกว่าแบบพาสซีฟ ด้วยค่าของ  $A$  เท่า ดังนั้น ตัว PD จะมีการสิ้นเปลืองกำลังน้อยกว่าถ้า  $F(s)$  เป็นแบบแอดคิฟ

**เคปเจอร์เรนจ์** (capture range, ซึ่งอาจเรียกว่า ล็อกอินเรนจ์ ในหนังสือบางเล่ม) ที่กล่าวมาเป็นสถานะของระบบเมื่ออยู่ในภาวะล็อก ส่วนเคปเจอร์เรนจ์เป็นสถานะก่อนที่ระบบจะล็อก ซึ่งหมายถึง ความถี่อินพุทอยู่ใกล้ความถี่  $\omega_c$  ได้ใกล้ขนาดไหนก่อนที่ ลูบจะสามารถล็อกได้ เคปเจอร์เรนจ์  $\omega_c$  จะเกี่ยวข้องกับพารามิเตอร์ ของฟิลเตอร์ด้วยโดยสำหรับ แล็ก-ลึคฟิลเตอร์จะประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_c \approx \omega_L \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \text{ (rad/s)} \dots\dots\dots (27)$$

และแอดคทีฟฟิลเตอร์

$$\omega_c = \omega_L (R_2/R_1) \dots\dots\dots (28)$$

บางครั้งจำเป็นต้องมีวงจรพิเศษมาช่วยเพื่อให้ระบบสามารถเข้าสู่ภาวะล็อกได้โดยมีการกล่าวถึงทั้งเรื่อง แทรคกิ้ง, แคปเจอร์เรนจ์ และวงจรถ่ายดังกล่าวในบทที่ 4.5 ของ [2] โดยละเอียด

เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector)

เฟสดีเทคเตอร์เป็นวงจรซึ่งให้เอาท์พุทเป็นแรงดัน (อนาลอก) หรือ ความกว้างของพัลส์ (ดิจิตอล) ซึ่งเป็นอัตราที่แปรผันตามความแตกต่างเฟสของสัญญาณอินพุท ทั้งสอง เฟสดีเทคเตอร์เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบเฟสล็อกคัลววงจรซึ่งสามารถทำหน้าที่เฟสดีเทคเตอร์ได้ คือ

มิกเซอร์ (Mixers)

มิกเซอร์หรือมัลติพลายเออร์ (Multipliers) ใช้เป็นตัวเฟสดีเทคเตอร์ในวงจรอนาลอกเฟสล็อกคัลว ถ้าให้อินพุทของวงจรเป็น  $\theta_1 = A_1 \sin \omega_0 t$  มาเปรียบเทียบกับเฟสกับสัญญาณอ้างอิง  $\theta_r = A_r \sin (\omega_0 t + \phi)$  เมื่อ  $\phi$  เป็นความต่าง เฟสของสัญญาณทั้งสอง เอาท์พุทของมิกเซอร์  $\theta_e$  คือ

$$\theta_e = \theta_1 \theta_r = \frac{A_1 A_r}{2} K \cos \phi - \frac{A_1 A_r}{2} K \cos (2\omega_0 t + \phi) \dots\dots (29)$$

เมื่อ K เป็นเกน (Gain) ของมิกเซอร์. เทอมที่สองของสมการ (1) จะถูกฟิลเตอร์ออกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ออกไป ดังนั้น

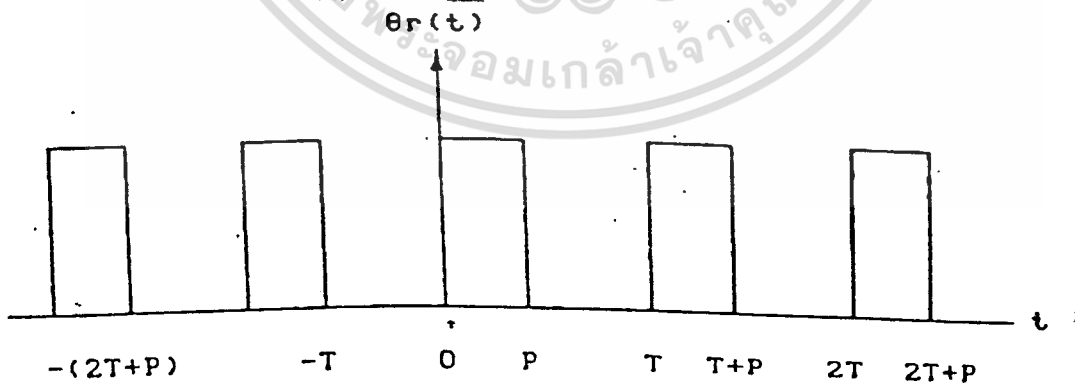
$$\theta_e = \frac{A_1 A_r}{2} K \cos \phi \dots \dots \dots (30)$$

2

จากสมการ (30) เอาก์พหุของมิกเซอร์จะเป็นศูนย์ เมื่อ  $\phi = \pi/2$  ซึ่งหมายความว่า  $\theta_i$  และ  $\theta_r$  ต่างเฟสกัน 90 องศา วงมิกเซอร์ให้เอาก์พหุเป็นศูนย์ และจะให้เอาก์พหุสูงสุดเมื่อ  $\theta_i$  และ  $\theta_r$  มีเฟส 0 องศา และ 180 องศา จะเห็นว่านอกจากนี้แล้ว เอาก์พหุจะแปรตามขนาด (Amplitude) ของสัญญาณอินพุตด้วย วงจรซึ่งทำหน้าที่นี้ได้แก่ บาลานซ์มิกเซอร์ (Balance Mixers)

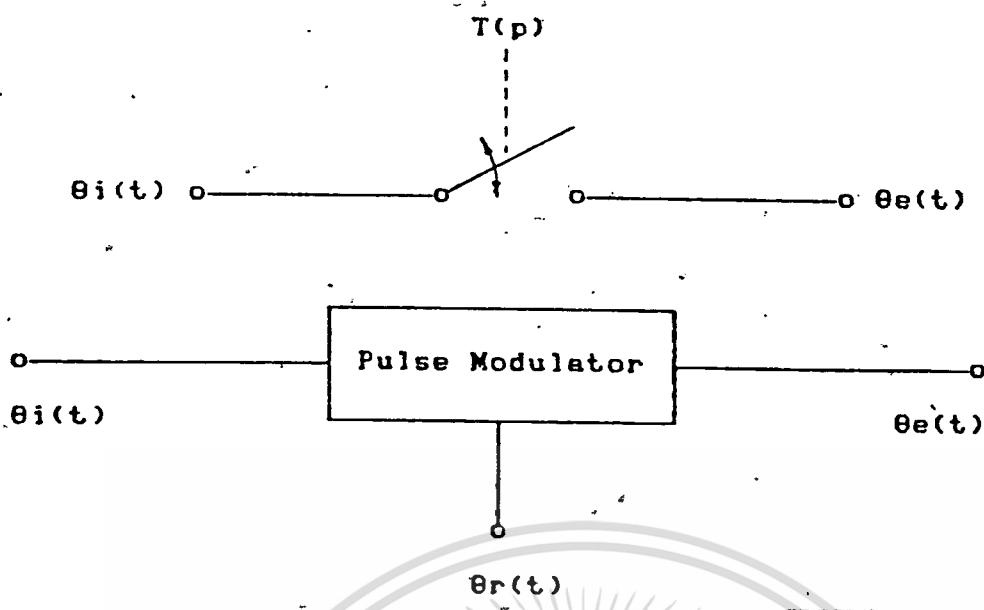
แซมปลิงดีเทคเตอร์ (Sampling Detector)

เราสามารถแยกความต่างกันของเฟสของสัญญาณสองสัญญาณได้ โดยกำหนดให้สัญญาณอ้างอิง  $\theta_r$  เป็นสัญญาณพัลซ์ซึ่งมีคาบเวลา (Period) คงที่ ไปทำการสุ่ม (Sampling) สัญญาณอินพุต  $\theta_i$  ด้วยช่วงเวลาสั้นๆ (p) ดังรูปที่ 7



รูปที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7

เอาท์พุทของวงจรในรูปที่ 7 จะเป็น

$$\theta_e(t) = \theta_i(t)\theta_r(t) \dots \dots \dots (31)$$

โดยที่  $\theta_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega t} \dots \dots \dots (32)$

เมื่อ  $C_n = \frac{1}{T} \int_0^P A_n e^{jn\omega t} dt \dots \dots \dots (33)$

$$= \frac{4Ar}{T} \text{Sin } \frac{n\omega P}{2} e^{jn\omega P/2}, n \neq 0$$

$$= \frac{ArP}{T}; n = 0$$

$$\text{ดังนั้น } \theta_r(t) = \frac{A_r P}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A_r}{n\omega_0} \sin \frac{n\omega_0 P}{2} (t - P/2) \dots (34)$$

ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์

$$\theta_i(t) = A_i \sin(\omega_i t + \phi)$$

โดยแทนค่า  $\theta_r(t)$  และ  $\theta_i(t)$  ใน (31)

$$\theta_e(t) = \frac{A_i A_r}{T} [P \sin(\omega_i t + \phi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\omega_0 P}{2}}{n\omega_0} \cdot \{ \sin(n\omega_0 + \omega_i) t + \phi - \frac{n\omega_0 P}{2} ]$$

$$+ \sin(\omega_i t + \phi + \frac{n\omega_0 P}{2}) \} ] \dots \dots \dots (35)$$

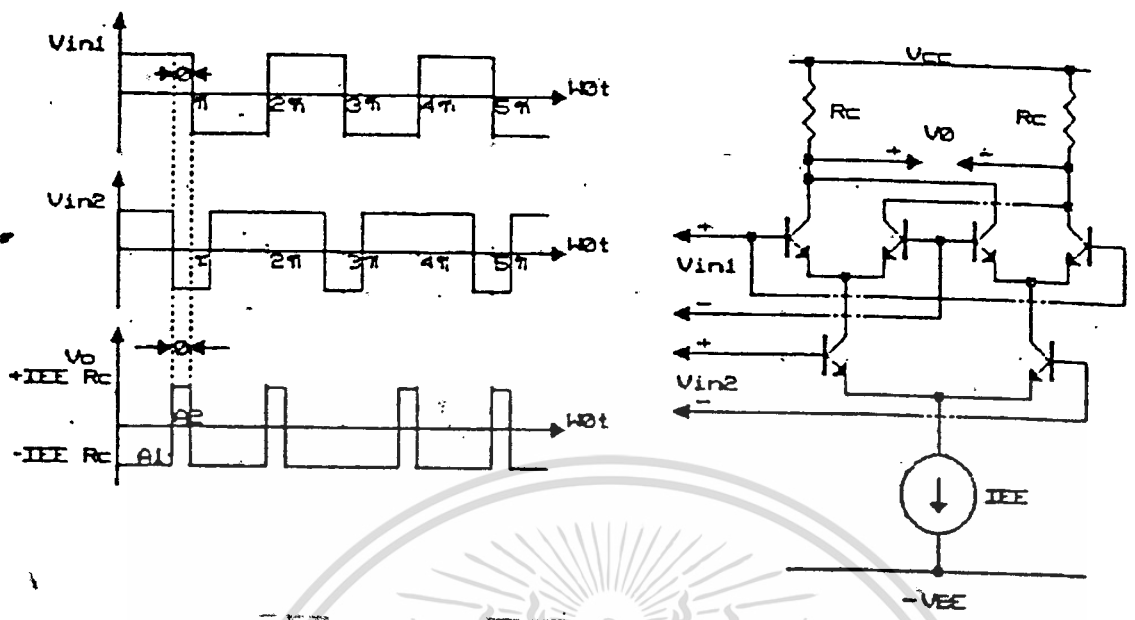
เมื่อ  $\omega_i = \omega_0$  จะได้เทอมที่เป็น dc คือ

$$\theta_e(t)_{dc} = \frac{A_i A_r}{T} \frac{\sin \frac{\omega_0 P}{2}}{\omega_0} \sin(\phi - \frac{\omega_0 P}{2}) \dots \dots \dots (36)$$

จะเห็นว่าสำหรับความถี่ต่างเฟสที่  $\Delta\phi$  คำน้อยๆ แล้ว เอ้าท์พุทจะเป็นอัตราส่วนโดยตรงกับ  $\Delta\phi$  และต่างจากวงจรมิกเซอร์คือเอ้าท์พุทจะเป็นศูนย์เมื่อ  $\Delta\phi = \omega_0 P/2$  นั่นคือเมื่อเฟสของอินพุตทั้งสองตรงกัน เอ้าท์พุทของวงจรมิกเซอร์จะเป็นศูนย์ และคุณสมบัติที่เหมือนกันแบบมิกเซอร์คือ เอ้าท์พุทจะขึ้นอยู่กับขนาดของอินพุต เช่นกัน อย่างไรก็ตามเมื่อ  $\omega_i = \omega_0$  นั้น เอ้าท์พุทของมิกเซอร์จะประกอบด้วยเทอมที่เป็นดิซี และฮาร์โมนิคทุกตัวของ  $\theta_r(t)$

เฟสดีเทคเตอร์ของอนาล็อกเฟสล็อกคัลป จะเป็นวงจรมิกเซอร์แบบกิลเบิร์ต (Gilbert Multiplier) ดังแสดงในรูปที่ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8 วงจรเฟสดีเทคเตอร์ แบบกิลเบิร์ต และรูปคลื่น

เอาต์พุตของวงจร จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่เป็น ดี.ซี. (dc Component) และฮาร์โมนิกที่สองของอินพุต ส่วนประกอบ ดี.ซี. จะแปรตรงกับความต่างเฟส( $\phi$ ) โดย

$$V_{average} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o(t) d(\omega t) \dots \dots \dots (37)$$

$$= \frac{-1}{\pi} (A_1 - A_2) \dots \dots \dots (38)$$

เมื่อ A1 และ A2 คือพื้นที่ในรูปที่ ดั่งนั้น

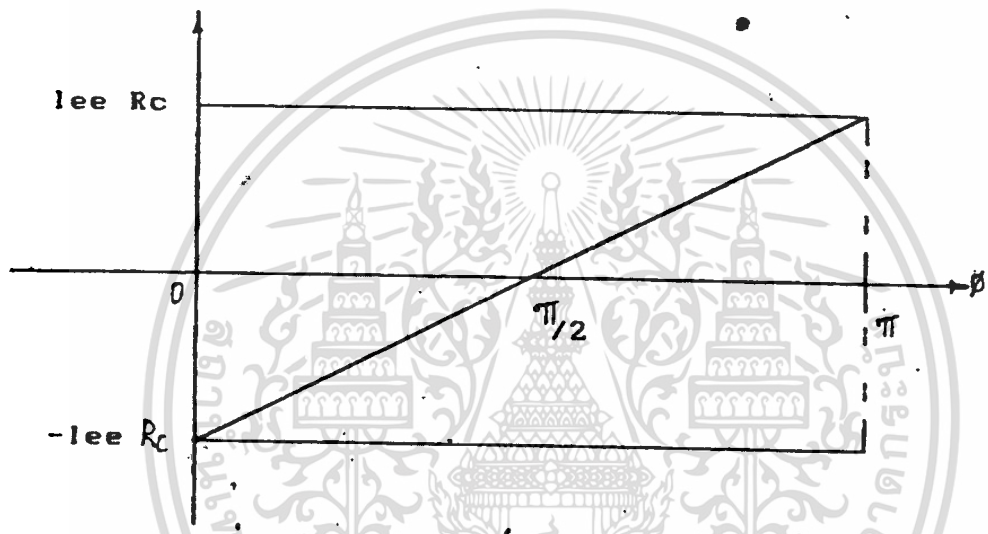
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{average} = -[I_{ee} R_c \frac{(\pi - \phi)}{\pi} - \frac{I_{ee} R_c \phi}{\pi}] \dots (39)$$

$$= I_{ee} R_c \left( \frac{2\phi}{\pi} - 1 \right) \dots \dots \dots (40)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi$  และ  $V_o$  แสดงในรูปที่ 9

$V_o$  = dc Component In Phase Detector Output



รูปที่ 9 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi$  และ  $V_o$

รูปที่ 9 และสมการที่ (40) เป็นกรณีที่มีขนาดใหญ่มาก สำหรับในกรณีที่มีขนาดเล็ก โดยที่มีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับเทอร์มอลโวลท์เตจ  $V$  (Thermal Voltage) วงจรจะมีลักษณะการทำงานแบบ บาลิซซ์มอดูเลเตอร์ ขนาด ดี.ซี. เอาก์ทุกในกรณีที่มีขนาดเล็ก จะขึ้นอยู่กับ แรงดันอินพุต ( $V_{in}^2$ ) เอาก์ทุกจะเป็นรูปคลื่นลักษณะคลื่นรูปซายน์ คู่กับ คลื่นรูปเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 10 โดยแรงดันเฉลี่ยของเอาก์ทุกจะเป็น

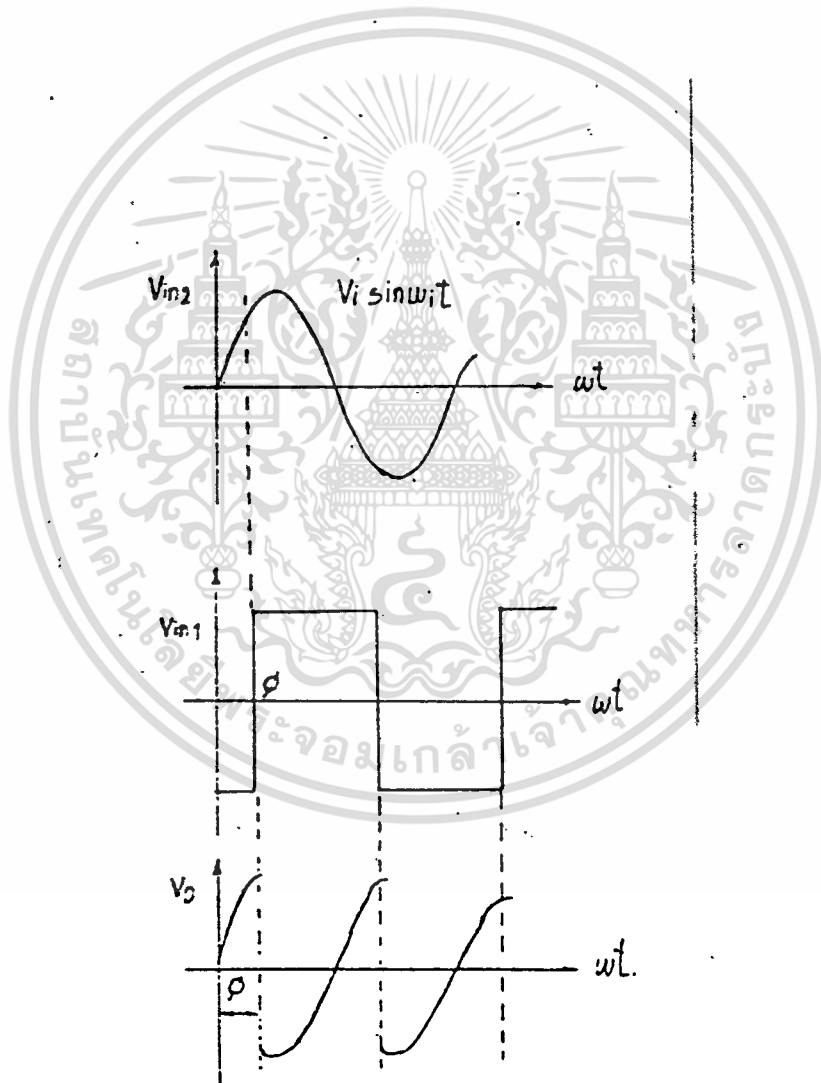
$$V_{average} = \frac{1}{\pi} R_c V_i \left[ \int_0^{\phi} (\sin Wt) d(Wt) - \int_{\phi}^{\pi} (\sin Wt) d(Wt) \right] \dots (41)$$

$$= - \frac{2}{\pi} g_m R_c V_i \cos \phi \dots \dots \dots (42)$$

โดยที่  $V_i$  คือ แรงดันอินพุท ( $V_{in2}$ ).

$g_m$  คือ ทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance)

ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 10 คลื่นรูปซายน์ คู่กับ คลื่นรูปเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสดีเทคเตอร์ที่กล่าวมาทั้ง 2 แบบ เป็นชนิด อนุภาคโดยที่ขนาดของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงแบบไม่จำกัด (Infinite) สำหรับบางกรณีที่สัญญาณจำกัด (Finite) จะเป็นวงจรดิจิทัลเฟสดีเทคเตอร์

### ดิจิทัลเฟสดีเทคเตอร์ (Digital Phase Detectors)

เอกคลูซีฟออร์เฟสดีเทคเตอร์ (Exclusive-OR Phase Detectors) เอกคลูซีฟออร์สามารถใช้เป็นเฟสดีเทคเตอร์ได้โดยจะให้เอาต์พุตเป็น "1" เมื่ออินพุตทั้งสองมีระดับลอจิกต่างกัน ถ้าอินพุตทั้งสองเหมือนกัน เอาต์พุตจะเป็น "0"



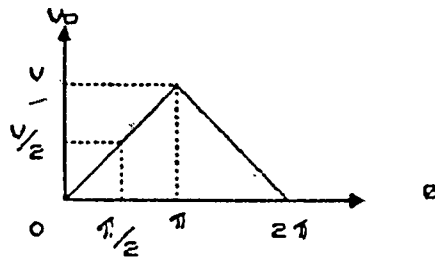
รูปที่ 11 เอกคลูซีฟออร์เฟสดีเทคเตอร์

แรงดันเฉลี่ยของเอาต์พุตคำนวณได้จาก

$$V_o = V_p * D \dots \dots \dots (43)$$

เมื่อ  $V_p$  คือแรงดันของลอจิก "1" และ  $D$  เป็นดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของเอาต์พุตและเมื่อนำแรงดันเอาต์พุตมาเขียนกราฟสัมพันธ์กับ  $\Delta\phi$  จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

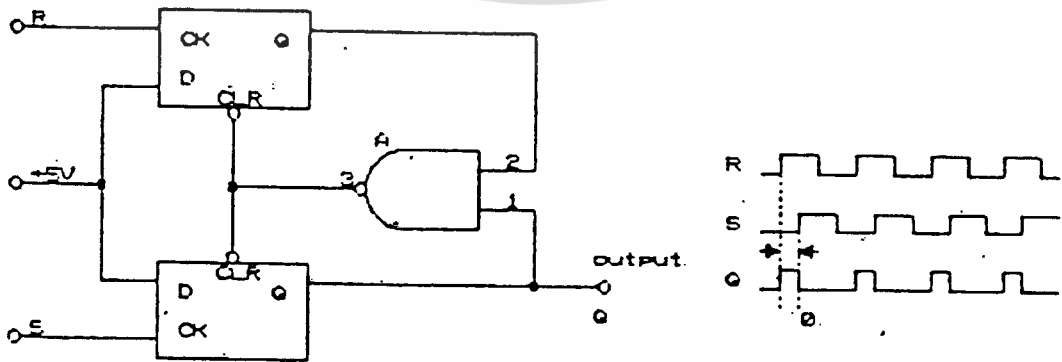


**รูปที่ 11.1** คุณสมบัติอินพุท/เอาต์พุทของดิเฟอเรนเชียล

จะเห็นว่าจากรูปที่ 11.1 เอคคลูซีฟออร์เกทสามารถใช้เป็นเฟสดีเทคเตอร์ได้ในช่วงความแตกต่างเฟสระหว่าง  $0 - \pi$  โดยอินพุทจำเป็นต้องมีดิวิตีไซเคิล 50 % และเอาต์พุทที่ได้จะมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่อินพุท และมีคอนเวอร์ชันเกน (Conversion Gain) เท่ากับ  $V_{DD}/\pi$

**ฟลิปฟลอปดิเฟอเรนเชียล (Flip-Flop Detector)**

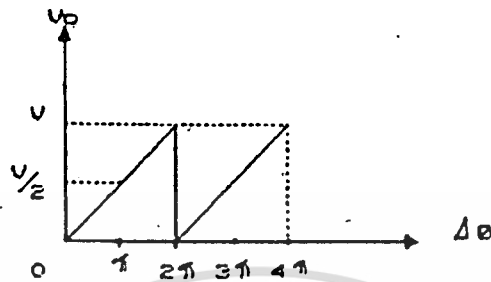
วงจรวางแสดงดังรูปที่ 12 แรงแดันเฉลี่ยที่ขา Q จะเป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสของสัญญาณที่ R และ S วงจรใช้วิธีการทริกที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณอินพุท ในกรณีนี้ไม่จำเป็นต้องอินพุททั้งสองจะต้องมีดิวิตีไซเคิล 50 เปอร์เซ็นต์



**รูปที่ 12** เฟสดีเทคเตอร์ ชนิดทริกด้วยขอบพัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้านำความต่างเฟส  $\Delta\phi$  มาเขียนกราฟเทียบกับแรงดันเฉลี่ย เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุท จะได้เป็นรูปฟันเลื่อย ดังแสดงดังรูปที่ 13

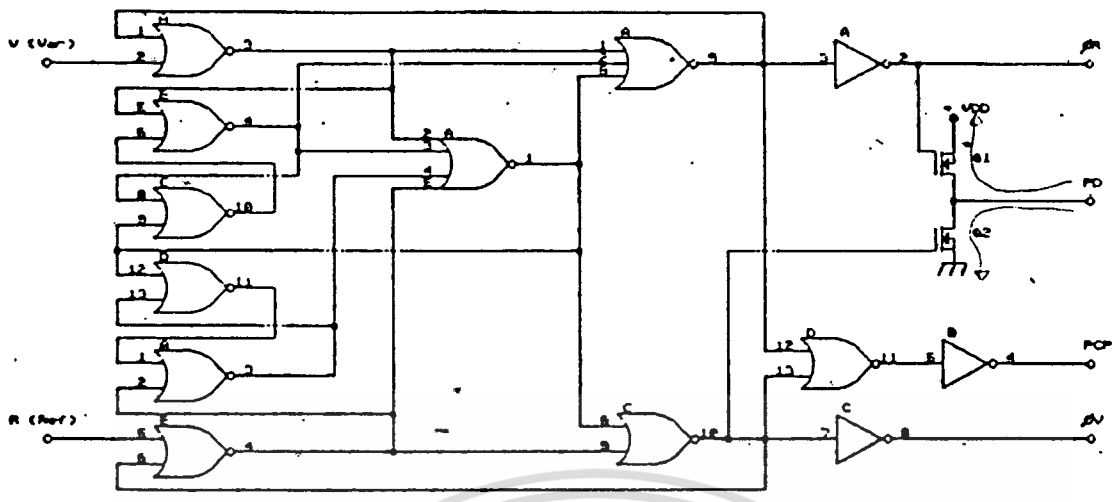


รูปที่ 13 คุณสมบัติอินพุท/เอาต์พุทของดีเทคเตอร์

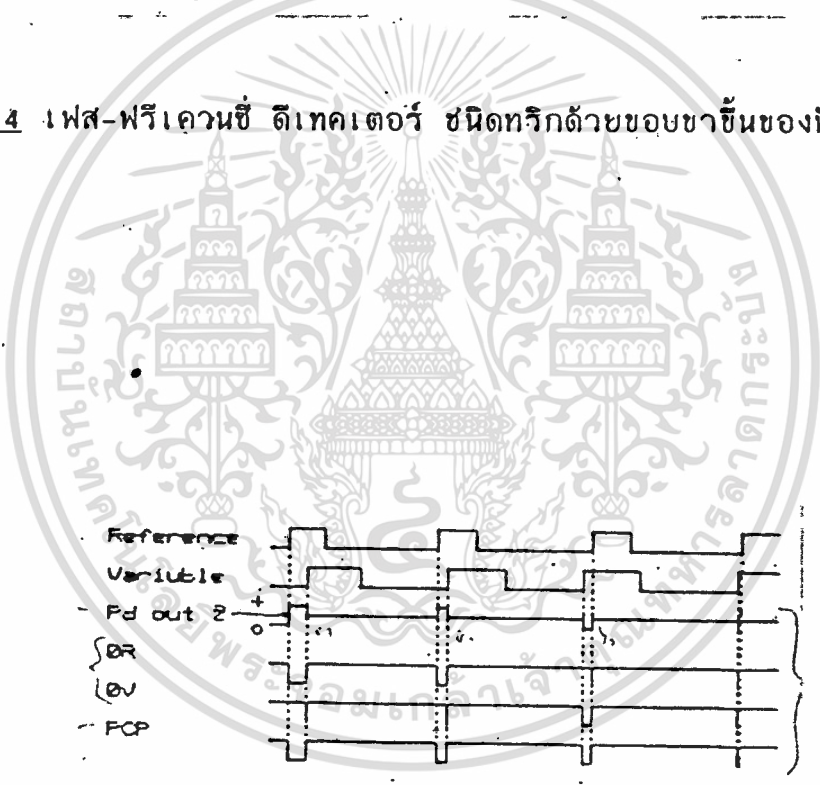
สำหรับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ ซึ่งใช้ในการทริกด้วยขอบของสัญญาณพัลส์ จะมีช่วงต่างเฟสได้จาก  $0-2\pi$  (เป็น 2 เท่าของเอคคูลิฟอว์) ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุท และมีคอนเวอชันเกินเท่ากับ  $V_p/2\pi$

### เฟส-ฟริควเอนซี ดีเทคเตอร์ (Phase-Frequency Detectors)

แม้ว่าเฟสดีเทคเตอร์แบบเอคคูลิฟอว์และแบบฟลิปฟลอป จะเป็นวงจรที่ ทำหน้าที่เฟสดีเทคเตอร์ได้ รวมทั้งเป็นวงจรง่าย ๆ ก็มีข้อจำกัดอยู่ในตัวเอง คือ จำเป็นต้องมีการฟิลเตอร์ (Filter) สัญญาณของเอาต์พุทที่ดีเพื่อจะแยกค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซี ที่ต้องการ และเมื่อนำไปใช้ในวงจร เฟสล็อคลูปจะให้ผลตอบแทนสนองช้าเมื่ออินพุทที่ความถี่ต่างกัน จึงมีการพัฒนาเป็นวงจร เฟส-ฟริควเอนซี ดีเทคเตอร์ เพื่อแก้ข้อบกพร่องดังกล่าว



รูปที่ 14 เฟส-ฟรีควนซี ดีเทคเตอร์ ชนิดทริกด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์



รูปที่ 15 รูปคลื่นของวงจรวจรดีเทคเตอร์

วงจรวจรเฟส-ฟรีควนซีดีเทคเตอร์ ชนิดทริกด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์ ให้เอาท์พุท 3 แบบ คือ ดับเบิ้ลเอนด์เอาท์พุท (Double-Ended Output) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ดับเบิ้ลเอนด์เออร์ทพุท มีขา R และ V จะให้เออร์ทพุทดังนี้

ถ้า  $f_v$  มากกว่า (ความถี่สูงกว่า)  $f_r$  หรือเฟสของ  $f_v$  นำหน้า  $f_r$  ขา V จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่ และ R จะเป็นหนึ่งตลอด เมื่อต่อรวมกับวงจรชาร์จปั๊ม (Charge Pump) จะเป็นตัวปั๊มดาวน์ (Pump-Down) ถ้า  $f_r$  มากกว่า (ความถี่สูงกว่า)  $f_v$  หรือเฟสของ  $f_r$  นำหน้า  $f_v$  ขา R จะเป็น "0" นานเท่ากับเวลาที่นำหน้าอยู่ และ v จะเป็น "1" ตลอดเมื่อต่อรวมกับ วงจรชาร์จปั๊ม จะทำหน้าที่ปั๊มอัพ (Pump-Up)

ถ้าความถี่ของ  $f_r=f_v$  และมีเฟสเดียวกัน R และ V จะเป็น "1" ตลอดยกเว้นช่วงเวลาสั้นๆ ที่เฟสของทั้งสองเข้าใกล้กัน (เห็นเป็นพัลส์แหลมๆ ในรูปที่ 15 -อย่างไรก็ตาม (Spike) อันนี้จะไม่สามารถผ่านวงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ไปได้ - ไทรสแตทเออร์ทพุท ขา P จะให้เออร์ทพุทดังนี้

ถ้าความถี่  $f_v > f_r$  หรือเฟส  $f_v$  นำหน้า จะเป็นพัลส์ลบ (Q2 ในรูปที่ 14 นำกระแส)

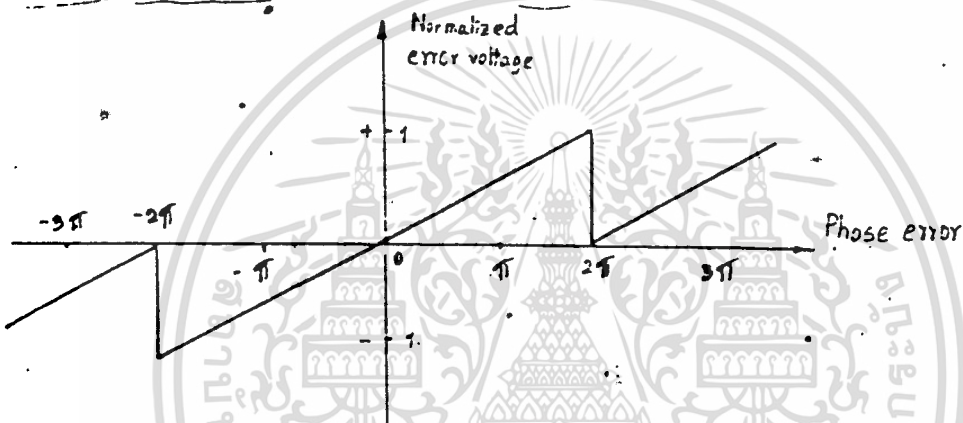
ถ้าความถี่  $f_v < f_r$  หรือเฟส  $f_v$  ล้าหลัง จะเป็นพัลส์บวก (Q1 ในรูปที่ 14 นำกระแส)

ถ้าความถี่  $f_r=f_r$  และเฟสเดียวกัน เออร์ทพุทจะมีสถานะอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance State) โดยทั้ง Q1 และ Q2 ไม่นำกระแส

- เฟสพัลส์เออร์ทพุท ให้โลจิก "0" ทุกๆ ครั้งที่เกิดความต่างเฟสของ  $f_v$  และ  $f_r$  นอกนั้นจะเป็น "1" ซึ่งสามารถใช้แสดงสถานะการลัดของลูปได้

วงจรวางรูปที่ 14 จะรวมมาในรูปวงจรรวม (Integrated) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit) ภายในตัวเดียวกัน โดยมีลักษณะการทำงานและขาต่างๆ แบบเดียวกัน รูปวงจรรวมซึ่งเป็นชนิดซีมอส (CMOS) จะมีลักษณะวงจรรภายในเป็นดังรูปที่ เช่น เบอร์ 4046, 14568 จะมีเอาต์พุตเฉพาะขา P และ PCP ส่วน 145157-1 และ 145158-1 จะมีทุกขาที่กล่าวมา สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างความต่างเฟสและแรงดันเอาต์พุต แสดงในรูปที่ 16 วงจรมีคอนเวอเตอร์ขึ้นเกินเท่ากับ  $V_{DD}/4\pi$  สำหรับขา  $P_0$  และ  $V_{DD}/2\pi$  สำหรับ  $\phi_V$  และ  $\phi_R$



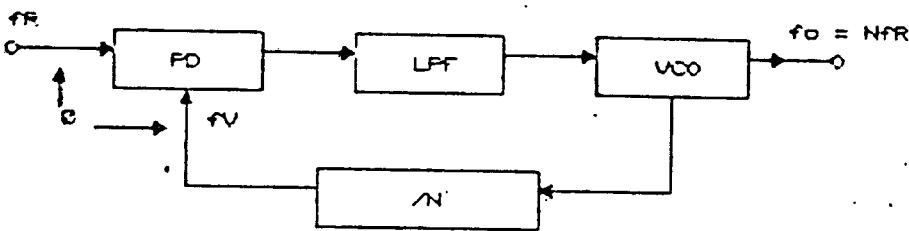
### รูปที่ 16 คุณสมบัติอินพุต/เอาต์พุตของดีเทคเตอร์

เฟส-ฟรีควเอนซี ดีเทคเตอร์ ยังมีที่เป็นวงจรรวมชนิด ททีแอล (TTL) ซึ่งมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกับซีมอส แต่จะทำงานที่ขอบขาลงของพัลส์ (Trailing Edge) เช่น เบอร์ MC 4044 นอกจากนั้นยังมีหน้าที่เป็นวงจรรวมชนิด อีซีแอล (ECL) ซึ่งสามารถทำงานได้ถึง 80 MHz วงจรเฟส-ฟรีควเอนซี ดีเทคเตอร์ จะใช้กับระบบเฟสล็อคที่ต้องการการตอบสนองในย่านกว้าง เช่น วงจรฟรีควเอนซี ซินทีไซเซอร์ (Frequency Synthesizer) หรือ วงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เป็นต้น

การสังเคราะห์ความถี่โดย PLL

โครงสร้างของระบบ PLL ในรูปที่ 1 จะเห็นว่าความถี่ที่ได้จาก VCO มีความถี่เดียว คือ ความถี่อินพุทของลูป เราสามารถเปลี่ยนความถี่ของ VCO ในลูปได้โดยเพิ่มหรือลดความถี่อินพุท ซึ่งจะทำให้ VCO ติดตามความถี่ใหม่ของอินพุทไป เมื่อวงจรอยู่ในสภาวะสงบความถี่ของ VCO ก็จะเท่ากับความถี่ใหม่ของอินพุทอีกครั้ง ซึ่งไม่ได้ให้ความหมายของการสังเคราะห์ความถี่แต่อย่างใด การสังเคราะห์ความถี่ในการสื่อสารต้องการความถี่ที่มีเสถียรภาพทั้งระยะสั้นและระยะยาว (Short and longterm stability) และความถี่ที่ต้องการเปลี่ยนไปในลักษณะเป็นขั้นหรือช่อง (channel) เช่น 2.5, 5, 10, 25 KHz ต่อช่อง เป็นต้น โดยมีลักษณะเป็นการทดแทนคริสตอลในวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ต้องเปลี่ยนตัวใหม่เมื่อเปลี่ยนความถี่

การสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL ทำโดยให้ความถี่อินพุท เป็นความถี่อ้างอิงมาตรฐาน ซึ่งสร้างจากวงจรผลิตความถี่คุณภาพสูงที่ถูกควบคุมด้วยคริสตอลหรืออุปกรณ์สร้างความถี่มาตรฐาน ควบคุมด้วยอะตอมมิก (Atomic Frequency Standard) เช่น ซีเซียม (Cesium) หรือ รูบิเดียม (Rubidium) ในกรณีที่ต้องการเสถียรภาพ/คุณภาพสูงมาก [ดูรายละเอียดได้จากบทที่ 8 ของ 7] จากนั้นสร้าง VCO ให้ทำงานที่ความถี่ที่คูณด้วยเลขจำนวนเต็มใดๆ (โดย  $f_{vco} = N f_r$ ) ของความถี่อ้างอิงที่อินพุท แล้วทำการหารลงด้วยเลขนั้นก่อนที่จะป้อนเข้า PD กรณีนี้ ความถี่ของ VCO ก็จะเปลี่ยนไปตามจำนวนตัวหารนั้น



รูปที่ 17 แสดงการสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 17 จะเห็นว่าตัว ทหารความถี่ (frequency divider) เพิ่มมาในส่วนของการป้อนกลับในรูป และ ความถี่เอาต์พุตของตัวหารความถี่  $f_v$  จะนำไปเปรียบเทียบกับเฟสความถี่กับ  $f_R$  ซึ่งเป็น ความถี่อ้างอิงมาตรฐาน ดังนั้น

$$f_o = N f_R \dots\dots\dots(44)$$

จากสมการที่ จะเขียนใหม่โดยเพิ่ม  $K_n$  ซึ่งเป็นตัวหารความถี่ เข้าไป เป็น

$$B(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)/K_n} = \frac{K_o K_d F(s)/s}{1 + K_o K_d F(s)/K_n S} \dots\dots(45)$$

ซึ่งฟอร์เวิร์ดเกนของระบบคือ

$$G(s) = K_o K_d F(s)/s \dots\dots\dots(46)$$

และ เกนลูปเปิดคือ

$$G(s)H(s) = K_o K_d F(s)/K_n S \dots\dots\dots(47)$$

จากสมการที่ 45 เราสามารถนำไปประยุกต์เป็นวงจรสังเคราะห์ ความถี่ หรือ ฟรีควเอนซ์ซินท์ไซเซอร์ได้ โดยนำพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการเป็น เปลี่ยนให้เป็น วงจรรจริงแล้วนำมาต่อกันเป็นระบบ PD ที่ใช้กับวงจรสังเคราะห์ ความถี่จะเป็นชนิดดิจิตอล PD แบบเชิงเส้นไม่เหมาะที่จะใช้งานเนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ลูปอาจไม่ล็อกกับความถี่ฮาร์โมนิค หรือ ซับฮาร์โมนิค (Subharmonic) ของความถี่ที่ต้องการ
2. คุณสมบัติ PD แบบเชิงเส้นจะเป็นโคไซน์ฟังก์ชันช่วงใช้งานจึงจำกัดในช่วง  $\pm \pi / 4$  เรเดียน
3. ลูปเกนจะขึ้นอยู่กับขนาดและตัวตีไฮเกิลของสัญญาณอินพุท
4. สภาวะล็อกของลูป  $f_R$  และ  $f_V$  จะต้องมีเฟสต่างกันคงที่ 90 องศา

จากสมการที่ 13 เมื่อ  $K_n$  เข้าไปในลูปฟารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไปคือ

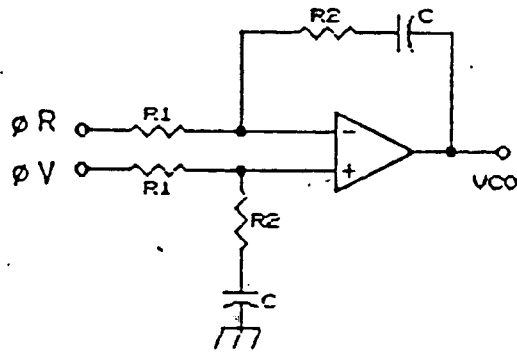
$$W_n = [K_o K_d / n \tau]^{0.5} \text{ (rad)} \dots \dots \dots (48)$$

ซึ่ง N คือตัวหารในฟีดแบค ลูป ส่วนแอมป์แพลเตอร์ยังเหมือนเดิม

### ข้อพิจารณาในการออกแบบลูปฟิลเตอร์ [12]

1. เนื่องจากตัวฟิลเตอร์/อินทิเกรเตอร์ที่ใช้ออฟ-แอมป์มีฟังก์ชันเป็นอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) ดังนั้นจำเป็นต้องตัดแปลงเพื่อแก้การกลับเฟสนี้ก่อน เพื่อให้  $V_c$  จากฟิลเตอร์สามารถควบคุม VCO ได้ถูกต้องทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งทำได้ง่ายที่สุดโดยการสลับอินพุท  $f_R$  และ  $f_V$  ที่ PD
2. สำหรับ PD ที่เป็นวงจรรวม ชนิด CMOS ขานอนอินเวอร์ตติ้ง (non-inverting) ของออฟ-แอมป์ ต้องไบอัสได้ที่  $1/2 V_{DD}$  ส่วน PD ที่เป็น TTL ต้องดูจากคุณสมบัติของ PD เฉพาะเบอร์
3. กรณี PD ที่มีเอาท์พุทเป็นดับเบิลเอ็น ใช้วงจรมัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

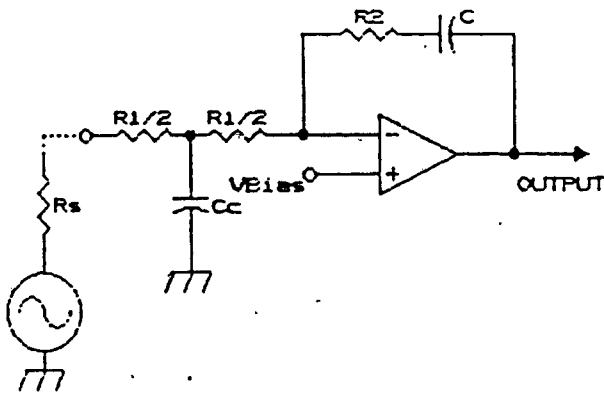


รูปที่ 18 แสดงฟิลเตอร์สำหรับ PD ชนิดดับเบิลเอ็น

ซึ่ง PD ชนิดนี้จะมี  $K_d = V_{DD}/2\pi$  ส่วน  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ของรูปเหมือน กับ ซิงเกิลเอ็น

4. วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ อาจเกิดการอิมพัลส์ ถ้ารูปเกิดการผิดพลาดเชิงเฟสที่  $P_d$  มีขนาดใหญ่หรือมาก กับทรานเซียนโอเวอร์ชูท (transient Overshoot) ขึ้นในรูป กรณีนี้โดยเฉพาะรูปที่ใช้ PD เป็นชนิดดิจิตอลเนื่องจากเอาท์พุทของ PD เปลี่ยนแปลงเป็น "0" หรือ "1" ในทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุทของฟิลเตอร์ (เอาท์พุทของ PD) มักจะมากกว่า ค่า  $\omega_n$  ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของ  $R_2/R_1$  มากกว่า 10 ความถี่นี้ก็จะถูกขยายด้วยอัตราส่วนของ  $R_2/R_1$  ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนนี้น้อยที่สุด

วิธีแก้ไขการอิมพัลส์ของออฟ-แอมป์ ทำได้โดยเพิ่มโลว์พาสฟิลเตอร์ ก่อนวงจรอินทิเกรเตอร์ ดังรูปที่ 19 และ 20



รูปที่ 20. วิธีแก้ทราานเขียนด้วย R2-C2

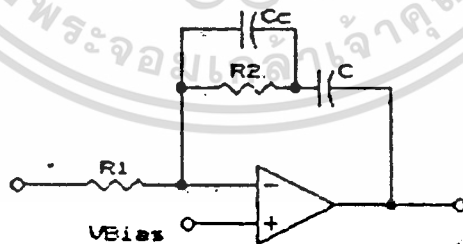
สำหรับ  $R_s \ll R1/2$

$$W_c = 4/R1C_c$$

นอกจากนั้น  $W_c = \frac{4(R1+R_s)}{(R1+2R_s) R1C_c}$

เมื่อ  $R_s$  คือเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของ PD

รูปที่ 19 วิธีแก้ทราานเขียนด้วย R1-Cc



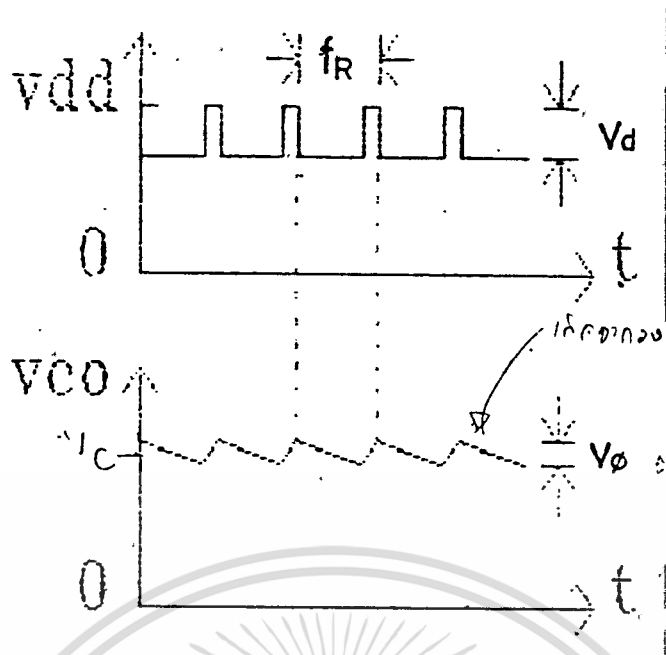
$$W_c = 1/R2C_c$$

รูปที่ 20 วิธีแก้ทราานเขียนด้วย R2 - Cc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 19 สามารถคำนวณ  $w_c$  ได้จาก  $4/R_1C_c$  ได้เลขค่า PD เป็น  
 ดิจิตอลเนื่องจากมีความต้านทานเอาต์พุตต่ำ ความถี่คัทออฟของวงจรที่เพิ่มขึ้นถ้า  
 เป็นไปได้ ควรจะมากกว่า  $w_n$  อยู่ 5-10 เท่า เนื่องจากโพลที่เกิดจากวงจรที่  
 เพิ่มขึ้น ถ้าอยู่ใกล้  $w_n$  จะทำให้ลูบเกิดโอเวอร์ชูมมากขึ้น และผลพลอยได้ของฟิล  
 เตอร์ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้  $w_R$  (ความถี่อ้างอิง) ถูกลดทอนลงด้วย แรงดันที่ไปควบคุม  
 VCO ควรเป็นแรงดัน ดีซี อย่างเดียว ส่วนประกอบของแรงดันที่ไม่ใช่ ดีซี จะ  
 ทำให้เอาต์พุตของ VCO มีการมอดูเลตด้วยแรงดันที่ไม่ใช่ ดีซี ใดๆ ในแรงดันที่มา  
 ควบคุม VCO ส่วนประกอบที่ไม่ใช่ ดีซี ส่วนใหญ่จะมาจาก พ และน็อยส์ต่างๆ  
 ในวงจร แอคทีฟฟิลเตอร์จะเพิ่มน็อยส์ลงไปแรงดัน ดีซีนั่นด้วย ดังนั้น  
 วงจรขยาย (ออฟ-แอมป์) ที่ใช้ในฟิลเตอร์ควรมีคุณสมบัติในเรื่องสัญญาณรบกวน  
 ที่สร้างขึ้นภายในตัวเองที่ ควาไรซ์ชนิดที่มีสัญญาณรบกวนต่ำที่สุดเท่าที่ทำได้ และกระ  
 แสไฟฟ้าไบอัสอินพุตที่ควรร้อยที่สุด เนื่องจากถ้าวงจรดึงกระแสจำนวนหนึ่งจาก  
 Pd จะทำให้ความ (ผิดพลาดเชิงเฟส) เมื่อวงจรอยู่ในภาวะสงบ มีค่ามากกว่า  
 ศูนย์มาก กรณีที่ใช้ฟิลเตอร์แบบพาสซีฟก็จะมีค่าผิดพลาดในภาวะสงบ (Steady  
 State Error) มากกว่าแอคทีฟ เพราะพาสซีฟฟิลเตอร์จะดึงกระแสไหลด์  
 มากกว่าแอคทีฟ อย่างไรก็ตามพาสซีฟไม่เพิ่มน็อยส์เข้าไปในลูบเหมือนแอคทีฟฟิล  
 เตอร์และ  $R_1$  ของวงจรพาสซีฟ สามารถแบ่งออกเป็น  $R_1/2$  แล้วใช้  $C_c$  เพิ่มขึ้น  
 ได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 19 และใช้วิธีคำนวณ  $w_c$  แบบเดียวกัน

5. แรงดันที่ไปควบคุมของ VCO ควรมีสันประกอบที่ไม่ใช่ ดีซี น็อย  
 ที่สุด ส่วนประกอบที่ไม่ใช่ ดีซี จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เกิดเอาต์พุตที่  
 ไม่ต้องการ (Spurious Outputs) เป็นไซด์แบนด์ของความถี่ ดังนั้น  $w_R$   
 ควรถูกกำจัดไปได้มากที่สุด



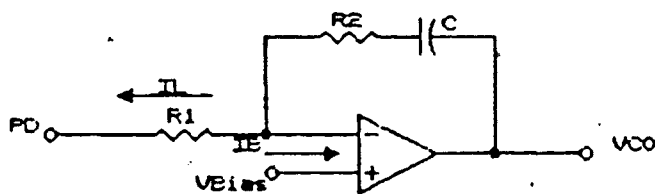
รูปที่ 21 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุทของ PD และอินทิเกรเตอร์

รูปคลื่นจากรูปที่ 21 ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่สัมพันธ์กับแคเรียร์ (Carrier) ของ VCO ที่สามารถคาดคะเนโดยประมาณได้จาก

$$\text{Sidebands} = \frac{V\phi K_o}{2 W_R} \dots \dots \dots (50)$$

fo Carrier

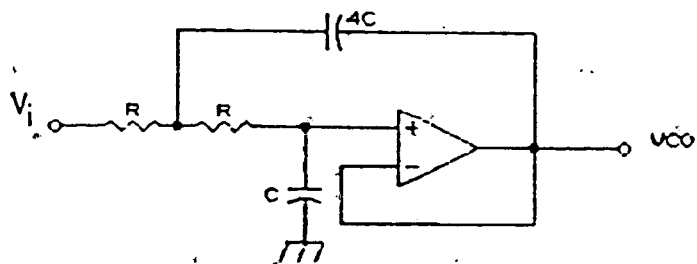
เมื่อ  $V\phi$  คือค่าแรงดันขั้ว (Peak Value) ของ  $f_R$  ที่อินพุทของ VCO ต่างมีผลต่อไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นกับความถี่ของ VCO ( $K_o$ ) และความถี่ของ  $f_R$  ( $W_R$ ) สัมพันธ์กับกระแสรั่วไหล (Leakage current) ของ C ในอินทิเกรเตอร์และกระแสไบอัสอินพุทของ ออพ-แอมป์ โดย



รูปที่ 22 แสดงกระแสรั่วไหลและกระแสไบอัสอินพุท ที่มีผลกับแรงดันที่ไปควบคุม VCO

$$\text{Sideband} = \frac{R_2 (1b+I1) K_0}{f_0 W_R} \dots \dots \dots (51)$$

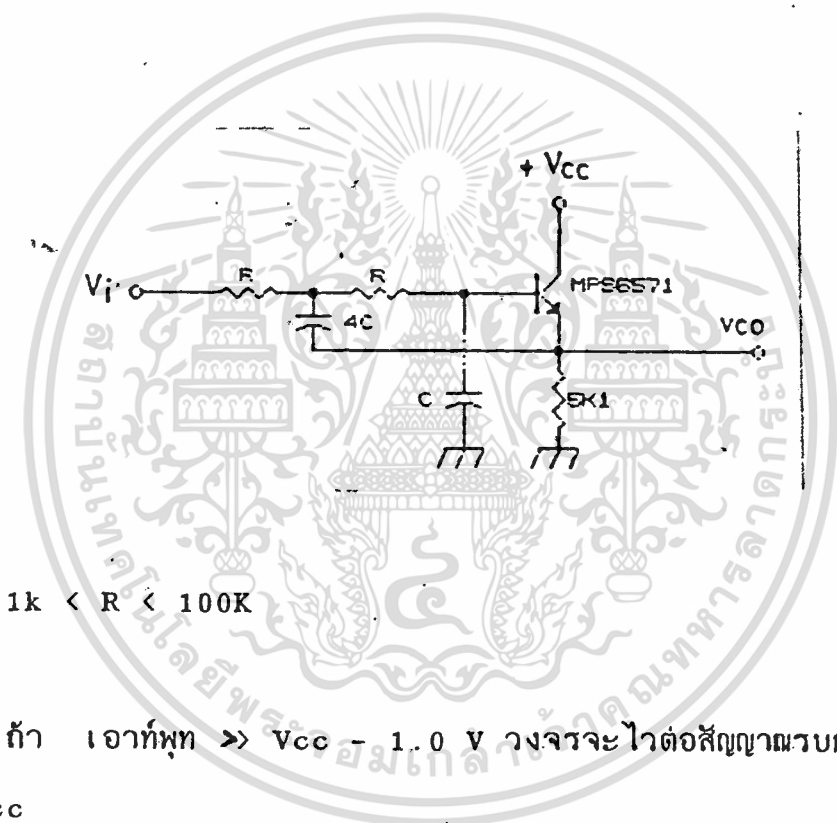
ในกรณีที่จำเป็นสามารถเพิ่มวงจรมัลติเพลกซ์เตอร์ เข้าไประหว่างอินทิเกรเตอร์และ VCO เพื่อลดขนาดของ V ในรูปที่ 21 ลงเพื่อให้ไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นมีน้อยที่สุด มัลติเพลกซ์เตอร์เป็นไปได้อีก แอคทิฟและพาสซีฟ อย่างไรก็ตามถ้าต้องการการลดทอนมาก ก็ควรวีธีแอคทิฟมัลติเพลกซ์เตอร์ เนื่องจากการใช้พาสซีฟมัลติเพลกซ์เตอร์มากกว่า 1 ชุดต่อคาสเคด (Cascade) จะทำให้เกิดการเลือนเฟสมากกว่าการลดทอนสัญญาณซึ่งเฟสที่เลือนไป จะต้องนำไปหักจากเฟสมาร์จิ้น (Phase Margin) ของระบบซึ่งอาจทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้น การใช้แอคทิฟมัลติเพลกซ์เตอร์จะให้ผลดีกว่า



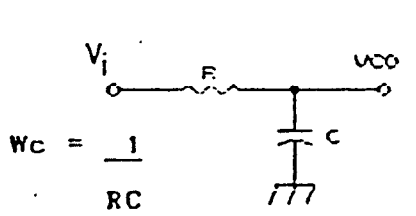
$$\xi = \sqrt{\frac{C}{4C}} = 0.5$$

$$\omega_c = \frac{0.636}{RC}$$

**รูปที่ 23** แสดงวงจรโวลท์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2 ซึ่งใช้โอพ-แอมป์



**รูปที่ 24** แสดงวงจรโวลท์พาสฟิลเตอร์อันดับ 2 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์



**รูปที่ 25** แสดงวงจรพาสซีฟโวลท์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสามารถในการลดไซด์แบนด์ โดยประมาณของวงจรวาริแคป และ

คือ

$$dB \approx 40 \log_{10} \frac{W_c}{W_R} \dots\dots\dots(52)$$

สำหรับพาสซีฟฟิลเตอร์ คือ

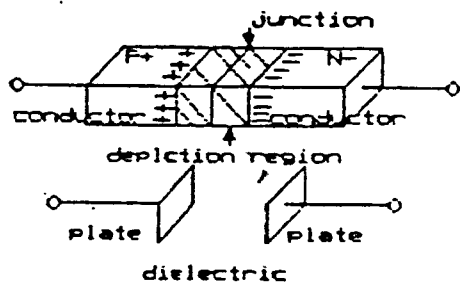
$$dB \approx 20 \log_{10} \frac{W_c}{W_R} \dots\dots\dots(53)$$

6. การเพิ่มฟิลเตอร์เข้าไปในรูปของข้อ 4.5 จะทำให้ผลการทํางานของลูปต่างไปจาก ระบบแบบที่สอง, อันดับ 2 (Type 11, Order 2) ที่งี้กำลังของ ในส่วนของ  $B(s)$  จะเพิ่มขึ้นตามโพลของฟิลเตอร์ที่เพิ่มขึ้น การวิเคราะห์การทํางานของระบบทำได้ลำบาก การวิเคราะห์เพื่อหาผลตอบแทนของการทํางานที่ดีที่สุด (Optimization) ทำได้โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เช่น โปรแกรม PLL Design Kit ของ Communication Consulting Corporation, (52 Hillerest Drive, Upper SeddleRiver, N. J. 07458)

Voltage-Variable Capacitor Diode (Varicap)

วาริแคป เป็นซิลิกอนไดโอด มีโครงสร้างดังรูปที่ 26 จากทฤษฎีเซมิคอนดักเตอร์ (Semiconductor Theory) จะเกิดช่วงดีพลีชัน (Depletion Region) ขึ้นเมื่อรอยต่อ พี-เอ็น ถูกไบอัสกลับภายในช่วงดีพลีชันจะปลดปล่อยเคลื่อนไหว (Mobile Carriers)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 26 แสดงโครงสร้างของวาริแคป

ความกว้างของช่วงดีพลีชัน (Width of The Depletion) ขึ้นอยู่กับการโด๊ป (Dope) สารกึ่งตัวนำ และแรงดันไบอัสกลับที่ให้แก่วอยต่อ

ค่าความจุของคาปาซิเตอร์ กำหนดจาก

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \dots \dots \dots (54)$$

เมื่อ  $\epsilon$  เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของซิลิคอน มีค่าเท่ากับ  $11.8 \cdot \epsilon_0$   
 $\epsilon_0$  เท่ากับ  $8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$

A เป็นพื้นที่หน้าตัดของอุปกรณ์

d เป็นความกว้างของช่วงดีพลีชัน

d อาจกำหนดจากทฤษฎีวอยต่อของเซมิคอนดัก

เตอร์ (Semiconductor Junction Theory)

วิธีที่ยอมรับกันในการกำหนดค่าความเก็บประจุของไดโอด ยังสามารถกำหนดได้คือ

$$C = \frac{dQ}{dV} \dots \dots \dots (955)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q คือ ประจุต่อหน่วยพื้นที่ กำหนดจาก

$$Q = \epsilon E \dots \dots \dots (56)$$

เมื่อ E เป็นความเข้มสนามไฟฟ้า (V/m)

ดังนั้นจึงกำหนดค่าความเก็บประจุต่อหน่วยพื้นที่ได้โดย

$$c = \frac{Q}{A} = \frac{\epsilon dE}{dv} \dots \dots \dots (57)$$

M. Norwood และ E. Shatz ใช้สมการ 57 กำหนดเป็นสูตรทั่วไปได้ว่า

ไปได้ว่า

$$C = \left[ \frac{qA \epsilon^{m+1}}{(m+2) (V+\phi)^{m+2}} \right]^{1/m+2} \dots \dots \dots (58)$$

m = Impurity Exponent

C = Capacitance per Unit Area

จาก (5) รวมค่าคงที่ต่างๆ เข้าด้วยกันเป็น  $C_D$  เราจะได้

$$C = \frac{C_D}{(V+\phi)^r} \dots \dots \dots (59)$$

เมื่อ r เป็นเลขชี้กำลังของค่าคาปาซิแตนซ์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเลขชี้กำลังความไม่บริสุทธิ์ (Impurity Exponent)

$\phi$  เป็นแรงดันรอยต่อ (Junction Contact Potential:  $\approx 0.7$  โวลต์) ค่าคงที่ความเก็บประจุ (Capacitance Constant)  $C_D$  สามารถแสดงในรูปฟังก์ชันของค่าความเก็บประจุที่แรงดันไบอัสเป็นศูนย์ (Zero Voltage) และแรงดันที่รอยต่อสัมผัส (Contact Potential)

ที่อุณหภูมิห้องเราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_D = C_p (\phi)^r \dots\dots\dots (60)$$

สมการที่ (60) สามารถกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบอัสและค่าความเก็บประจุได้อย่างแม่นยำพอสมควร สำหรับ วารีแคป ในทางการค้าจำเป็นต้องรวมค่าความเก็บประจุอันเกิดจากโครงสร้าง (Case Capacitance) เข้าไปด้วย ซึ่งสมการจะกลายเป็น  $C = C_c + C_j \dots\dots\dots (61)$

เมื่อ  $C_c$  เป็นค่าความเก็บประจุอันเกิดจากโครงสร้าง ซึ่งมีค่าประมาณ 0.1 ถึง 0.25 PF

$C_j$  เป็นค่าความเก็บประจุที่รอยต่อ กำหนดจากสมการ 59

อัตราส่วนความเก็บประจุ

อัตราส่วนการจูน (Tunning Ratio) หรืออัตราส่วนความเก็บประจุ (Capacitance Ratio)  $TR$ , จะแสดงอัตราส่วนค่าความเก็บประจุ ซึ่งได้จากแรงดัน ไบอัสสองค่า โดย

$$TR = \frac{C_j (V_2)}{C_j (V_1)} = \left[ \frac{V_1 + \phi}{V_2 + \phi} \right]^r \dots\dots\dots (63)$$

เมื่อ  $C_j (V_1)$  เป็นความเก็บประจุที่รอยต่อที่แรงดัน  $V_1$

$C_j (V_2)$  เป็นความเก็บประจุที่รอยต่อที่แรงดัน  $V_2$

โดยที่  $V_1 > V_2$

ในการกำหนดค่า  $TR$ , เดต้าชีท (Data Sheets) บางอันจะใช้แรงดัน 4 โวลท์ สำหรับ  $V_2$  อย่างไรก็ตามเพื่อให้ได้ค่าอัตราส่วนการจูนที่มากขึ้น อาจใช้แรงดันไบอัสที่ต่ำกว่า 4 โวลท์ โดยขอมให้ค่า  $Q$  ลดลงและการใช้แรงดันไบอัสกลับต่ำ อาจจะทำให้การเพี้ยน (Distortion) จากปรากฏการณ์ค่าคาปาซิแตนซ์ มอดูเลชัน (Capacitance Modulation Effects) เนื่องจากผลของ และค่าความเก็บประจุจากโครงสร้าง  $C_c$  ปกติจะมีน้อยสมการ (63) จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกลดทอนให้สูงขึ้นโดย

$$TR = \frac{C(V_{min})}{C(V_{max})} = \left[ \frac{V_{max}}{V_{min}} \right]^{\gamma} \dots \dots \dots (64)$$

อัตราส่วนความถี่ (Frequency Ratio) จะเท่ากับค่ารากที่สองของอัตราส่วนการจุ

$$FR = (TR)^{1/2} \dots \dots \dots (65)$$

ในทางกายภาพ  $r$  ขึ้นอยู่กับการโดปสารเชิงเรขาคณิตของไดโอด (Doping Geometry) จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1/3 ถึง 2 ซึ่งสามารถกำหนดได้จากเทคนิคการผลิตชนิดของรอยต่อ รูปลักษณะการโดป (Doping Profiles) และค่า  $r$  แสดงดังรูปที่ 27 ตามรูปจะแสดงจำนวนเอคเซปเตอร์ (Acceptors:  $N_A$ ) และไดเนอร์ (Donors:  $N_D$ ) ที่ระยะห่างของรอยต่อ

| Device Series | Capacitances Available | TR      | $\gamma$ | FR      | Junction Type |
|---------------|------------------------|---------|----------|---------|---------------|
| 1N5139        | 47-6.8 pF              | 2.7-3.4 | 0.47     | 1.6-1.8 | Abrupt        |
| MV2101        | 100-6.8 pF             | 1.6-3.3 | 0.47     | 1.6-1.8 | Abrupt        |
| BB105         | 10 pF                  | 4-6     | 1.0      | 2-2.4   | Hyper-Abrupt  |
| MV1400        | 550-120 pF             | 10-14   | 2.0      | 3.2-3.7 | Hyper-Abrupt  |
| MV109         | 30 pF                  | 5-6.5   | 1.0      | 2.2-2.5 | Hyper-Abrupt  |

ตารางที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รอยต่อแบบไฮเปอร์-แอฟท์ จะสร้างด้วยเทคนิคการปลูกผลึกและการแพร่แบบอพิเทเชียลชนิดพิเศษ (Special Epitaxia Growth and Diffusion Techniques) ซึ่งจะให้รูปลักษณะรอยต่อแบบรูปที่ 27c และ d

### ค่า Q

ค่า Q ของ Varicap จะไม่คงที่ จะเปลี่ยนตามแรงดันไบอัสและความถี่ ค่า Q ของ Varicap จะลดลงที่ความถี่สูง เนื่องจากค่าความต้านทานในเนื้อสารซิลิกอน ( $R_s$ ) และจะลดลงเช่นกันที่ความถี่ต่ำ เนื่องจากความต้านทานซึ่งขนานอยู่กับ  $C_j$  ซึ่งเกิดจากไดโอดถูกไบอัสกลับ

วงจรสมมูลย์ของไบออด แสดงดังรูปที่ 28



โดย  $R_p$  เป็นตัวต้านทานซึ่งขนานอยู่กับ  $C$

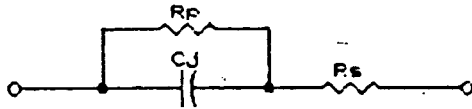
$R_s$  เป็นตัวต้านทานในเนื้อสารซิลิกอน

$L_s$  เป็นตัวความเหนี่ยวนำจากภายนอกของไดโอด

$L_s'$  เป็นความเหนี่ยวนำจากภายในของไดโอด

$C_c$  เป็นค่าความเก็บประจุของโครงสร้าง (Case Capacitance)

แต่โดยทั่วไปเราจะละเลข  $L_s$  และ  $C_c$  จึงทำให้วงจรสมมูลย์กลายเป็นดังรูปที่ 29



รูปที่ 29

ค่า Q สามารถกำหนดจาก

$$Q = \frac{2\pi f C R_p^2}{R_s + R_p + (2\pi f C)^2 R_s R_p} \dots \dots \dots (66)$$

(ตัวอย่าง : 1N5319  $R_s = 10\Omega$ ,  $R_p = 30 \times 10^3 \Omega$  ที่ 4

โวลต์) ที่มีความถี่หลาย MHz ค่า Q จะกลายเป็น

$$Q \approx Q_s = \frac{1}{2\pi f C R_s} \text{ (High Frequency Q)} \dots \dots \dots (67)$$

และที่ความถี่ต่ำ

$$Q \approx Q_p = 2\pi f C R_p \text{ (low Frequency Q)} \dots \dots \dots (68)$$

ค่า Q ก็เปลี่ยนไปตามแรงดันไบอัสด้วยผลของอุณหภูมิ

จากสมการ 59, 61 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$C = \frac{C_d}{(v+\phi)^r} + C_c \dots \dots \dots (69)$$

จะพบว่า เป็นฟังก์ชันของอุณหภูมิโดย

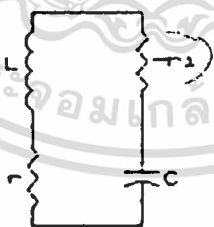
$$\frac{dC}{dT} = -2 \text{ mV/ } C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

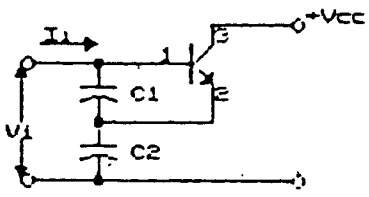
จึงเห็นว่าทุกๆ องค์ประกอบที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปจะทำให้ ความจุของ Varicap เปลี่ยนไปเช่นกัน (เมื่อให้ตัวแปรอื่นคงที่) เช่น ไดโอด MV2101 ความถี่จะเปลี่ยนไป  $-300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$  ที่  $100 \text{ MHz}$  ซึ่งก็คือ ความถี่จะเปลี่ยนไป  $30 \text{ MHz}$  ทุกๆ องค์ประกอบที่อุณหภูมิเปลี่ยน จะเห็นว่าจำเป็นต้องมีการชดเชยดันไบอัสตามอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น หรือไม่ก็ใช้วิธีป้อนกลับเช่นวงจร PLL เป็นต้น

### วงจรผลิตความถี่ (Oscillator)

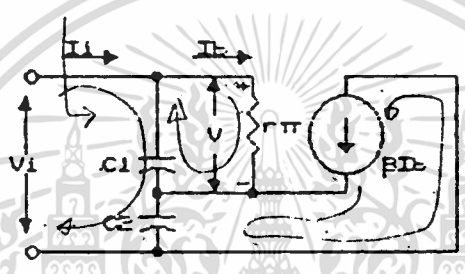
วงจรผลิตความถี่หรือออสซิลเลเตอร์ มีลักษณะการทำงานไม่เป็นเชิงเส้นการวิเคราะห์การทำงานอาจจะใช้วิธีวิเคราะห์จากระบบเชิงเส้นที่ไม่เสถียร (Instability) การวิเคราะห์การทำงาน อาจทำได้อีกลักษณะคือ วิธีความต้านทานลบ (Negative Resistance) ซึ่งเป็นวิธีของ GG.Gouriet จากรูปที่ 30 ถ้าวงจรรีโซแนนซ์ในอุดมคติมีค่า  $Q$  ไม่จำกัด (Infinite) หมายถึงไม่มีการสูญเสียจากค่าความต้านทานที่อนุกรมอยู่ในวงจร วงจรก็จะสามารถออสซิลเลทได้อย่างต่อเนื่อง ค่าความต้านทานดังกล่าว ทำให้พลังงานจากการออสซิลเลทในช่วงแรกจะลดลงจนหมดไปในที่สุด



รูปที่ 30 วงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วยความต้านทานบวกซึ่งสร้าง ความสูญเสียในวงจร และความต้านทานลบที่จะสร้างขึ้นเพื่อชดเชย



รูปที่ 31 วงจรที่สร้างขึ้นเพื่อสังเกตความต้านทานลบ



รูปที่ 32 วงจรสมมูลของรูปที่ 31 โดยละเอียดเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ ของทรานซิสเตอร์

จากรูป 32 สามารถเขียนสมการของ  $V_i$  ได้ดังนี้ ( $V_i$  ในสถานะแรกคือน้อยซึ่งเกิดขึ้นภายในวงจร)

$$V_i = I_i(X_{c1} + X_{c2}) - I_b(X_{c1} - \beta X_{c2}) \dots \dots \dots (70)$$

$$0 = -I_i(X_{c1}) + I_b(X_{c1} + r_{\pi})$$

แก้สมการเพื่อหาค่า  $V_i/I_i = Z$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{(1+\beta)X_{c1}X_{c2} + r_{\pi}(X_{c1} + X_{c2})}{X_{c1} + r_{\pi}} \dots \dots \dots (71)$$

ถ้า  $X_{c1} \ll r_{\pi}$  จะประมาณค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจาก

$$Z_i \approx \frac{1+\beta}{r_{\pi}} X_{c1}X_{c2} + X_{c1} + X_{c2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cong (-g_m/W^2 C_1 C_2) + [jW(C_2/(C_1+C_2))]^{-1} \dots \dots \dots (72)$$

นั่นคือ อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรวางจาวีในรูปที่ 31 สา

มารวมสร้างค่าความต้านทานลบโดย

$$r_i = (-g_m/W^2 C_1 C_2) \dots \dots \dots (73)$$

คาปาซิเตอร์ที่อนุกรมอยู่ในวงจรวาง

$$C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \dots \dots \dots (74)$$

จะได้

$$f_o = \left[ 2\pi \sqrt{L C_1 C_2 / (C_1 + C_2)} \right]^{-1} \dots \dots \dots (75)$$

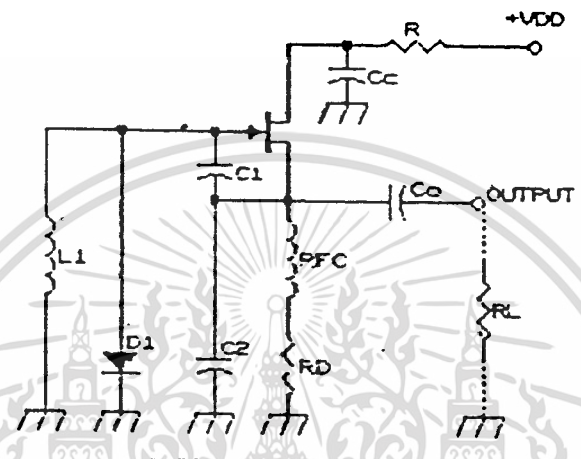
เงื่อนไขของการออสซิลเลทที่จำเป็นคือ

$$r_i \ll (g_m/W^2 C_1 C_2) \dots \dots \dots (76)$$

วิธีวิเคราะห์ที่กล่าวมา สามารถใช้กับวงจรวางจาวีฮันตลีย์ ออสซิลเลเตอร์ ได้ (Hantley Oscillator) ซึ่งอินพุทที่มองมาข้าง  $V_1$  เป็นคาปาซิเตอร์ และ  $C_1, C_2$  จะกลายเป็นอินดักเตอร์ที่มีแทป (วงจรวางที่แสดงการวิเคราะห์เป็นโคลทท์ออสซิลเลเตอร์ (Coplitts Oscillator) ซึ่งเป็นกาแทป (Tap) คาปาซิเตอร์เพื่อป้อนกลับ) การวิเคราะห์แสดงให้เห็นเฉพาะวงจรวางเชิงเอซี. ในการใช้งานจริงก็ต้องมีการไบอัสทางดีซีเพื่อให้วงจรวางทำงานได้ เอาท์พุทของวงจรวางสามารถดับปลิงออกไปได้ทั้งจุด 1, 2, 3. ในรูปที่ 31 ซึ่งโหนดก็จะมีผลต่อวงจรวางเช่นกัน การวิเคราะห์ได้แสดงถึงความถี่ของสัญญาณเท่านั้น ส่วนขนาด, กำลังที่ได้ก็จะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ การออกแบบจะกำหนดให้ลูบแกนของวงจรวางที่วิเคราะห์แบบเชิงเส้น (วงจรวางขยายสัญญาณที่จะทำให้เกิดการออสซิลเลท) มีมากเป็น 3-4 เท่าของที่จำเป็น เมื่อวงจรวางเกิดการออสซิลเลทแล้ว  $g_m$  ของอุปกรณ์แอกทิฟจะลดลงจนถึงภาวะเสถียรซึ่งขณะนี้ขนาดของสัญญาณจะคงที่ โดยปกติกำลังของสัญญาณที่ได้มักจะไม่เกิน 25% ของกำลังงานดีซีที่วงจรวางดึงจากแหล่งจ่าย อุปกรณ์แอกทิฟที่ใช้สามารถใช้ FET หรือ MOS-FET ทำงานได้ผลดีเช่นเดียวกัน โดยเฉพาะค่า  $\mu$  (ซึ่งจะ

ใช้สารประกอบอินทรีย์ที่มีค่า  $\mu$  สูงกว่าซิลิคอน) ในการคำนวณค่า  $\mu$  นี้จะขึ้นอยู่กับประเภทของอุปกรณ์ที่ใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น  $h_{ie}$  ในกรณี  $h$  พารามิเตอร์) คือค่าจริงของ  $Y_{11}$  ในกรณี  $Y$  พารามิเตอร์ จะมีค่าสูงกว่า  $X_{c1}$  มาก จึงเพียงแต่หน้าค่าจินตภาพซึ่งก็จะเป็นอินพุตคาปาซิแตนซ์ของ FET เข้าไปรวมไว้ใน  $C_1$  ด้วยและถ้า  $\omega$  3 (ซึ่งเป็นคอลเลคเตอร์หรือเดรน) ลงกราวด์ ก็นำเอาที่พหุคูณคาปาซิแตนซ์ของอุปกรณ์เข้าไปรวมไว้ใน  $C_2$  ด้วย ซึ่งความถี่ VHF ค่าจินตภาพของ  $Y_{11}$  และ  $Y_{22}$  มีค่าน้อยจนไม่น่ามาคิดด้วย ส่วน  $Y_{21}$  หรือ  $g_m$  ก็ควรจะมีความมากที่สุดเท่าที่จะหาได้จากอุปกรณ์



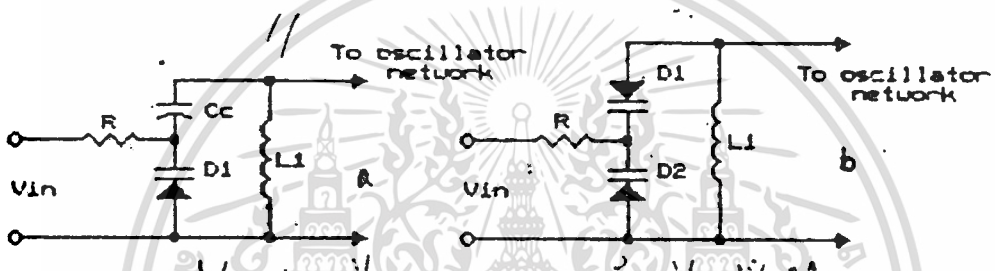
รูปที่ 33 แสดงวงจรโคสซิลเลเตอร์ซึ่งใช้ FET

วงจรที่ใช้ FET แสดงในรูป ส่วนประกอบที่เพิ่มเข้ามามีหน้าที่ดังต่อไปนี้  $R_D$  ทำหน้าที่สร้างแรงดันไบอัส  $-V$  ให้กับ FET. RFC ทำให้  $R$  มีอิมพีแดนซ์สูงมากที่ ความถี่ใช้งาน ซึ่งจะทำให้  $R$  (ปกติมีค่าต่ำ) ไม่มีผลต่อวงจร  $D$  ทำหน้าที่จำกัดขนาดแรงดันเอซี ที่เกิดจากการออสซิลเลทไม่ให้มีขนาดใหญ่เกินไปจนทำให้รอยต่อระหว่าง  $G$  และ  $S$  ของ FET หนักกระแสดได้ ( $V$  มากกว่า  $+0.7$  MOS-FET วงจรสามารถรับโหลดที่เป็นความต้านทานค่าสูงๆ ได้เท่านั้นสำหรับถ้า โหลดเป็นความต้านทานค่าต่ำๆ ค่าของ  $C_o$  จะเล็กลงเพื่อให้  $X_{c_o}$  ที่ความถี่ใช้งานมีค่าสูงจนทำให้โหลดไม่มีผลต่อวงจร ซึ่งอาจทำให้ เฟสของสัญญาณที่ได้เลื่อนไปบ้าง แต่ไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร และ  $R$  กับ  $C_c$  ทำหน้าที่บายพาสแรงดันเอซี

## วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน

(Voltage-Controlled Oscillator, VCO)

วงจร VCO เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบ PLL (มีตัวกันหลายชนิดแต่ จะกล่าวถึงชนิดที่ใช้ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC) ความถี่เอาท์พุทของ VCO จะแปรตามแรงดันอินพุทที่ควบคุม ซึ่งจะใช้วิธีเปลี่ยนแรงดันไบอัสให้วาริแคป



**รูปที่ 34 แสดงการใช้วาริแคปกับวงจรออสซิลเลเตอร์**

รูปที่ 34. คาปาซิเตอร์  $C_c$  จะมี  $X_c$  ต่ำที่ความถี่ใช้งาน ทำหน้าที่แยกแรงดันดีซีออกจากวงจรรีโซแนนซ์ วงจรในรูป 34 a มีข้อจำกัดที่แรงดันเอซีคร่อม  $D1$  ต้องมีค่าน้อย (น้อยกว่า  $600 \text{ mV}_{\text{rms}}$ ) ไม่เช่นนั้น  $D1$  อาจจะทำกาเรกติไฟร์ (Rectify) แรงดันคร่อม  $L1$  ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนกับความถี่งานวิธีแก้ไขทำได้โดยรูปที่ 34b ไดโอด  $D1, D2$  ต่อกลับกัน (Back-to Back Connexion) ทำให้แก้ปัญห การเรกติไฟร์ไปได้ แต่ค่าคาปาซิแตนซ์รวมของ  $D1, D2$  จะลดลงครึ่งหนึ่ง และ  $D1, D2$  ต้องมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากที่สุด หรืออาจรวมอยู่ในกังตัวเดียวกัน

เมื่อใช้วาริแคปร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 33 ค่าคาปาซิแตนซ์ ของวาริแคปต้องนำไปรวมกับ  $C1, C2$  และในทางปฏิบัติในกรณีที่อุปกรณ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดคัพเป็น FET ที่รวมค่าของ  $C_{iss}$  (Common-Source Input Capacitance) เข้ากับ  $C_2$  โดยกำหนดว่าค่าจริงของ  $Y_{11}$  และ  $Y_{22}$  ไม่มีผลกับวงจร

ดังนั้นสมการที่ 75 เขียนใหม่ได้เป็น

$$f_o = [2\pi (L_C)^{1/2}]^{-1} \dots \dots \dots (77)$$

โดยที่  $C_T$  คือ

$$C_T = C_D + \left[ \frac{(C_1+C_{iss})(C_2+C_{oss})}{(C_1+C_{iss})+(C_2+C_{oss})} \right] \dots \dots \dots (78)$$

ซึ่ง  $C_D$  คือคาปาซิแตนซ์ของวารีแคปที่แรงดันอินพุทใดๆ

เมื่อให้แรงดัน  $V_2$  เป็นแรงดันไบอัสวารีแคป และ  $V_1$  เป็นแรงดันที่กำหนดค่าความจุของวารีแคปต่ำสุด จากสมการที่ 64 และใช้เลขชี้กำลัง  $r$  มีค่าเป็น 0.5 เราสามารถกำหนด  $\Delta f_o / \Delta V$  ซึ่งเป็นเกนแฟลคเตอร์ของ VCO ได้จาก

$$K_o = \frac{\Delta f_o}{\Delta V} = \frac{C_v \sqrt{\phi + V_1}}{8\pi \sqrt{L} [C_T (\phi + V_2)]^{3/2}} \text{ (Hz/V)} \dots \dots \dots (79)$$

เมื่อ  $\phi$  เป็นแรงดันรอยต่อของไดโอด ( $\approx 0.7$  V)

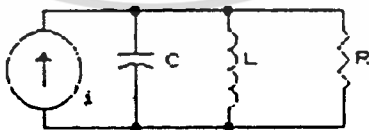
เสถียรภาพของวงจรผลิตความถี่

เสถียรภาพของออสซิลเลเตอร์เกี่ยวกับคุณสมบัติของวงจร การมีเสถียรภาพก็ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง

- เสถียรภาพเชิงขนาด (Amplitude Stability) ขนาดของสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควรมีขนาดคงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในลักษณะการป้อนกลับแบบบวกนั้น ในสภาวะแรกขนาดของสัญญาณจะใหญ่ขึ้นจนถูกจำกัด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
- ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กัลด้วย แหล่งจ่ายและการอิมิตัวของวงจร เมื่อมีการจ่ายพลังงานให้ภายนอก ขนาดของสัญญาณก็จะเล็กลง นั่นคือโหลดจะทำให้ขนาดของสัญญาณเปลี่ยนไป และ โหลดค่าต่ำๆ ก็จะทำให้ค่า Q ของวงจรลดลงจนอาจจะหยุดทำงานไป ในการใช้งานก็มีความไว้โหลดมีผลต่อการทำงานวงจร ซึ่งทำได้โดยใช้วงจรบัพเฟอร์ (Buffer Circuit)

- เสถียรภาพเชิงเฟสหรือความถี่ (Phase or Frequency Stability) แบ่งเป็นเสถียรภาพระยะยาว (Long-Term Stability) ซึ่งหมายถึงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่อเวลา ซึ่งอาจเป็นนาทิตัวโมง, วัน, เดือน หรือเป็นปีซึ่งมีสาเหตุมาจากภาวะของวงจร เช่น อุณหภูมิสูงขึ้น (สมการที่ 69 แสดงให้เห็นการเปลี่ยนค่าความจุของวาริแคปตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป) ความชื้นเพิ่มขึ้นทำให้คุณสมบัติของอุปกรณ์เปลี่ยนไป และอายุการใช้งานของอุปกรณ์ทำให้คุณสมบัติเปลี่ยนไป ซึ่งทั้งหมดจะมีผลทำให้ความถี่ของวงจรเลื่อน (Drift) ไปจากค่าเริ่มต้น แต่สำหรับออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ในระบบที่มีการป้อนกลับ เช่น PLL หรือ AFT (Automatic Frequency Tuning) ก็จะไม่ปรากฏปัญหานี้ ส่วนเสถียรภาพระยะสั้น (Short-Term Stability) ซึ่งวัดต่อวินาทีหรือ เศษส่วนของวินาทีนั้น เป็นปัญหาแม้กับระบบป้อนกลับ ซึ่งมีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณ พิจารณาจาก



รูปที่ 35 แสดงวงจรสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพเชิงเฟส

เมื่อวงจรเกิดการวิโซแนนซ์ อิมิตแดนซ์รวมของวงจรกำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นใบโฆษณาหรือการดำเนินการใดๆ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = \frac{R}{1 + jQ[(f/f_0) - (f_0/f)]} \dots\dots\dots (80)$$

เมื่อ  $2\sqrt{f_0} = [LC]^{-1/2}$  และ  $Q = R/2\pi fL$

เราสามารถพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของเฟสต่อความถี่ได้โดย

$$d\phi/df = f_0Q(f^2 + f_0^2) / [(f_0f)^2 + Q^2(f^2 - f_0^2)^2] \dots\dots\dots (81)$$

ที่ความถี่รีโซแนนซ์  $[d\phi/df]_{f_{osc}} = 2Q/f_0$  เสถียรภาพ  
ของความถี่สัมพันธ์กับ  $df/f_0$  คือ

$$S_f = \{f_0(d\phi/df)\} f_{osc} = 2Q \dots\dots\dots (82)$$

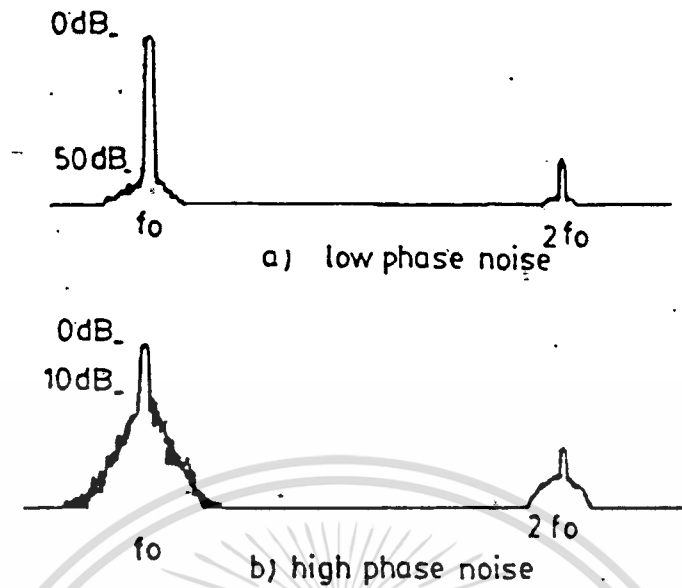
$S_f$  เป็นแฟคเตอร์เสถียรภาพระยะสั้น ซึ่งจะเห็นว่าค่า  $Q$  ของวงจรมีผลโดยตรงต่อเสถียรภาพ นี่เป็นเหตุผลที่ใช้วงจรรีโซแนนซ์ที่มีค่า  $Q$  สูงในวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับ วงจร VCO ค่า  $Q$  ในวงจรถูกกำหนดโดยค่า  $Q$  ของวาริแคป

สัญญาณรบกวนในวงจรผลิตความถี่

ในวงจรออสซิลเลเตอร์มีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน/นอยส์ เช่น เดียวกับวงจรแอมพลิฟายเออร์ สัญญาณรบกวนจะเกิดจากเทอร์มัลนอยส์ (Thermal Noise) จากวงจรพาสซีฟ, เทอร์มัลและชอร์ตนอยส์ (Shot Noise) จากอุปกรณ์แอกทีฟและฟลิคเกอร์นอยส์ (Flicker Noise) จากอุปกรณ์แอกทีฟนอยส์ทั้งหมดจะเข้าไปมอดูเลตกับแคเรียซ์ของออสซิลเลเตอร์ แบบเฟสมอดูเลชัน ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า เฟสนอยส์ (Phase Noise) สัญญาณรบกวนนี้จะอยู่ในย่านความถี่ (In-Band) ของความถี่แคเรียซ์ไม่สามารถกำจัดไปได้ด้วยการฟิลเตอร์การวิเคราะห์เรื่องเฟสนอยส์มีการเสนอโดยละ

เอ็ชดใน [7], [1] และสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

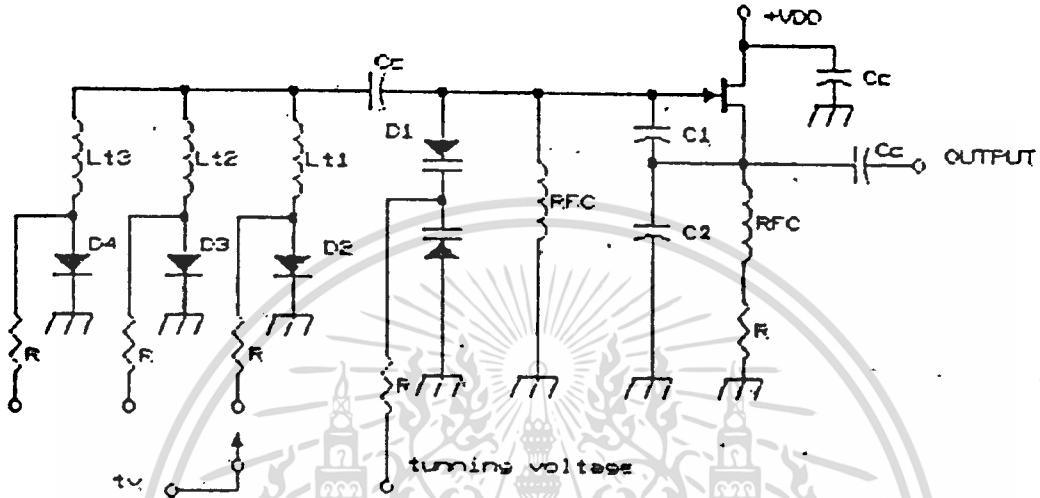
## ลักษณะของความถี่จากออสซิลเลเตอร์แสดงในรูป



รูปที่ 36 แสดงความถี่ที่ได้จากออสซิลเลเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าเฟสnoiseมีลักษณะเป็นไซด์แบนด์ที่อยู่ใกล้ชิดกับ  $f_0$  มาก ไม่สามารถฟิลเตอร์ออกไปได้เหมือนฮาร์โมนิคที่แสดงในรูปที่ 36 และความถี่ในรูปที่ 36 b ก็ไม่สามารถนำไปใช้เป็นคลื่นพาห์ของการสื่อสารด้วยวิทยุได้ เพราะแม้ว่าไม่มี การมอดูเลตสัญญาณใดๆ เข้าไป  $f_0$  มีไซด์แบนด์จำนวนมากอยู่แล้ว ซึ่งถ้า  $f_0$  ในรูปที่ 36 b ส่งออกอากาศไป เครื่องรับทั้งเอเอ็มและเอฟเอ็มก็จะรับได้เป็นคลื่นเสียงแปลกๆ

สมการที่ 50 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของเกนของ VCO ( $K_0$ ) และอัตราส่วนของไซด์แบนด์ต่อแคเรียร์ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดเฟสnoiseของวงจร จะเห็นว่าในการสังเคราะห์ความถี่ข้างกว้างๆ แล้ว การที่จะให้เกนของ VCO มีค่าสูง ไม่เหมาะสม วิธีแก้ไขอาจทำได้โดยให้ VCO ทำ ( $K_0$  น้อย น้อย) แล้วใช้วิธี เปลี่ยนย่านความถี่โดยเปลี่ยนขดลวด ดังรูป



รูปที่ 37

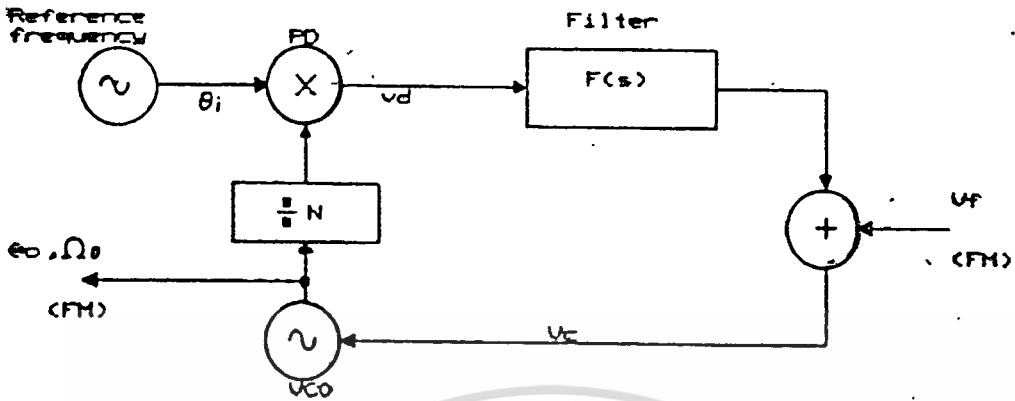
แสดงการใช้วิธีเปลี่ยนย่านความถี่ตามที่ต้องการความถี่ เอ๊าท์พุทช่วงกว้าง ในรูป D2-D4 เป็น PIN ไดโอดทำหน้าที่เลือกความถี่แต่ละย่าน

การมอดูเลตแบบเอเฟเอ็ม

(Frequency Modulation)

ระบบ PLL สามารถมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ (Base-Band Signal) กับ  $f_0$  ของ VCO ได้ดังแสดงในรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 38 แสดงการมอดูเลตแบบ FM กับระบบ PLL

พิจารณาเมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อกและเป็นลูบพื้นฐาน (N-1) จะเห็นว่า  $v_f$  ซึ่งเป็นสัญญาณเบสแบนด์ถูกรวมกับแรงดันที่ควบคุม VCO เอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงลักษณะของเฟสมอดูเลชัน, ฟีเอ็ม (Phase Modulation) คือ

$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_f(s)}{s + K_o K_d F(s)} \dots \dots \dots (83)$$

เอฟเอ็มเป็นอนุพันธ์ของเฟสโดย

$$\Omega_o(t) = \frac{d\theta_o(t)}{dt} \dots \dots \dots (84)$$

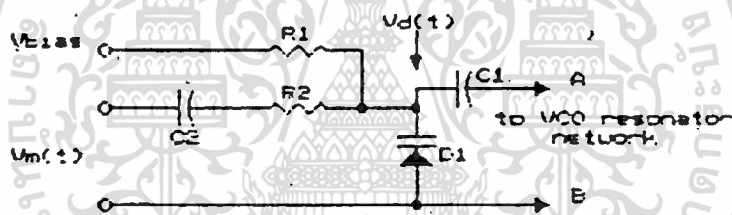
เมื่อใช้ลาปลาซทรานส์ฟอร์มกับ จะได้ว่า

$$\Omega_o(s) = s\theta_o(s) \dots \dots \dots (85)$$

ดังนั้น ทรานเฟอร์ฟังก์ชันจาก  $v_f$  ไป  $\Omega_o$  คือ

$$\Omega_o(s) = \frac{s K_o V_f(s)}{s + K_o K_d F(s)} = K_o V_f [1 - B(s)] \dots \dots \dots (86)$$

เนื่องจาก 1-B's) มีลักษณะเป็นไซฟาส ดังนั้นรูปแบบด์วิท(ความถี่ตัดของไซ ฟาส) จะต้องน้อยกว่าความถี่ต่ำสุดของ  $v_f$  การเปลี่ยนแปลงเฟสเนื่องจากการมอดูเลทจะปรากฏเป็นความผิดพลาดเชิงเฟสที่ PD ร่วมกับ ความผิดพลาดคงที่ของลูปตัว PD มีขานจำกัดที่จะยอมให้เกิดค่าผิดพลาดนี้ สำหรับ PD แบบดิจิตอลค่าสูงสุดที่ทำได้คือ  $+2\pi$  ดังนั้นเป็นไปได้ที่จะทำค่ามอดูเลชันอินเด็ก (Modulation Index) มากๆ โดย ลูบพื้นฐาน ( $N=1$ ) แต่สำหรับลูบสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ ( $N \gg 1$ ) สามารถทำให้ค่ามอดูเลชันอินเด็กมีขนาดมากๆ ได้เนื่องจากความเปลี่ยนแปลงของเฟส/ความถี่ของ VCO ที่เกิดจากการมอดูเลทจะถูกลดลงด้วยขนาด  $1/N$  เท่า ก่อนที่จะป้อนเข้า PD ดังนั้นจึงทำให้สามารถกำหนดค่ามอดูเลชันอินเด็กได้ตามต้องการ สำหรับวงจรสำหรับการมอดูเลท แสดงในรูปที่ 39



รูปที่ 39 แสดงวงจรเอ็ฟเอ็มมอดูเลเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าไม่ได้ป้อน  $v_m(t)$  เข้าที่แรงดันควบคุม VCO เนื่องจากต้องการแยกแยะระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งอาจมีอิมพีแดนซ์ต่ำซึ่งจะทำให้ไปรบกวนการทำงานของลูบฟิลเตอร์ ขั้ว AB ในรูปจะต่อคร่อมขดลวดในรูป 33 คาปาซิเตอร์  $C_1$  จะมีค่า  $X_c$  สูงมากเมื่อเทียบกับ  $D_1$  ที่ความถี่แคเรียร์ ส่วน  $C_2$  จะทำหน้าที่กั้นแรงดันดีซี จากแหล่งกำเนิดของสัญญาณเบสแบนด์  $v_{bias}$  จะกำหนดค่าความเก็บประจุของ  $D_1$  ขณะไม่มีการมอดูเลท  $C_1$  จะมีค่าประมาณ 0.5-2 PF สำหรับแคเรียร์ความถี่ VHF อย่างไรก็ตามความสัมพันธ์ของ  $\Delta f_0$  ต่อ  $v_m(t)$  ก็ไม่เป็นเชิงเส้นที่เดิวนักเนื่องจาก คุณสมบัติของ  $D_1$  นั้นเอง มอดูเลชันอินเด็กของเอ็ฟเอ็มกำหนดโดยการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า - ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

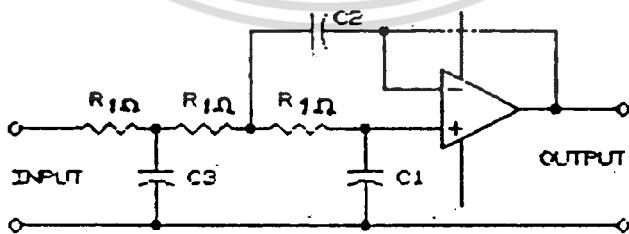
$$mf = \Delta f / f_m \dots\dots\dots (87)$$

และ  $\Delta f = K E_m \sin \omega t \dots\dots\dots (88)$

เมื่อ  $K$  คือค่าคงที่ของการเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation Constant) ซึ่งในกรณีนี้ก็จะเป็นครุสมบัติ (TR) ของไดโอด  $D_1$  สมการที่ 88 แสดงให้เห็นว่า  $\Delta f$  จะขึ้นอยู่กับค่า  $K$ , แรงแดันสูงสุด ( $E_m$ )

ในการสื่อสารด้วยวิทยุเอเฟเอ็มย่านความถี่แคบ (Narrow-Band Fm, NBFM) ช่องการสื่อสาร (Channel) จะมีขนาดเพียง 5, 10, 20, 25 KHz ค่ามอดูเลชันอินเด็กจะน้อยกว่า 1 จึงต้องมีการจำกัดขนาดทั้ง  $\Delta f$  และ  $f_m$  ทำโดยนำสัญญาณเบสแบนด์ นั้นผ่านวงจรจำกัดขนาดสูงสุดของสัญญาณ (Limiter) และจำกัดย่านความถี่อินพุทโดย ไลว์พาสฟิลเตอร์

โครงการนี้ใช้วงจรแอกทิฟฟิลเตอร์ ที่พัฒนามาจากวงจร ซอลเลน-คีย์ (Sallen-Key Circuit) ซึ่งให้ผลการทำงานแบบไซบีเซฟ [10] วงจรในรูปที่ 40 เป็นวงจรไลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 3 และตารางที่ 3 แสดงค่าอนัลไลซ์ที่ความถี่คัทออฟ 1 rad



รูปที่ 40 แสดงวงจรไลว์พาสฟิลเตอร์อันดับ 3

| Passband ripple(dB) | C1(F)    | C2(F)  | C3(F)  |
|---------------------|----------|--------|--------|
| 0.03                | 0.097357 | 3.3128 | 1.0325 |
| 0.10                | 0.096911 | 4.7921 | 1.3145 |
| 0.30                | 0.085819 | 7.4077 | 1.6827 |
| 1.00                | 0.05872  | 14.784 | 2.3444 |

ตารางที่ 3 แสดงค่า C1, C2, C3 ของวงจรในรูปที่

เมื่อความถี่คัตออฟของวงจรเท่ากับ 1 rad  
สำหรับการนำไปใช้ที่ความถี่ใดๆ ทำได้โดยการสเกลลิง จากสมการ

$$C_{\text{ใหม่}} = [1/KmKf] C_{\text{เดิม}} \dots \dots \dots (89)$$

$$R_{\text{ใหม่}} = Km R_{\text{เดิม}} \dots \dots \dots (90)$$

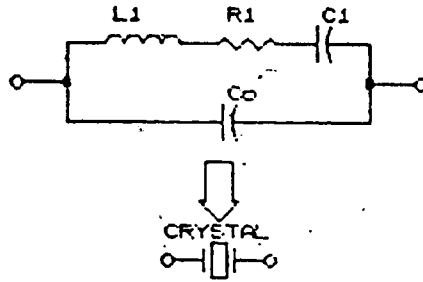
เมื่อ  $Kf = 2\pi f_c$  และ  $Km$  คือค่าของ  $R$  ที่ความถี่คัตออกเช่นใช้ค่า  
 $R$  เท่ากับ 15 K ohm ค่า  $Km$  ก็คือ 15,000 เป็นต้น

วงจรผลิตความถี่อ้างอิง

(Reference Frequency Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดควบคุมด้วยคริสตอล (Crystal Controlled Oscillator) สามารถใช้เป็นวงจรผลิตความถี่อ้างอิงได้อย่างดี เนื่องจากมีคุณสมบัติเรื่องเสถียรภาพทั้งระยะสั้นและระยะยาวดีมาก วงจรสมมูลย์ของคริสตอลแสดงในรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 41. วงจรสมมูลของคริสตอล

วงจรอนุกรม  $L1, R1, C1$  ซึ่งเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมแทนการสั้น ของคริสตอล ส่วน  $C0$  เป็นคาปาซิเตอร์ที่เกิดจากตัวจับยึด (Holder) ของคริสตอล ถ้าเป็นการสั้นที่โมดพื้นฐาน (Fundamental Mode) และคริสตอลตัดแบบเอที (AT Cut) เราสามารถกำหนดความถี่ของการรีโซแนนซ์ได้จากความหนาของตัวคริสตอล โดย

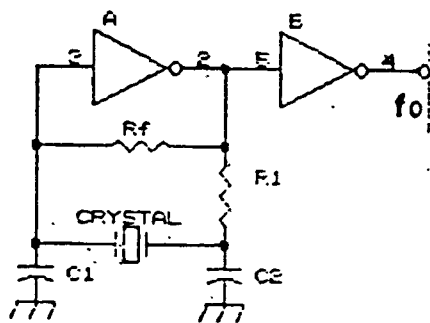
$$f_0(\text{MHz}) \approx 1675 / \text{ความหนา } (\mu\text{m}) \dots\dots\dots (91)$$

สำหรับการตัดแบบเอที จะให้เสถียรภาพต่ออุณหภูมิดีมาก ความผิดพลาดของความถี่ที่ได้ ( $\Delta f/f_0$ ) จะอยู่ในช่วง  $\pm 20$  ppm ต่ออุณหภูมิจาก -50 ถึง 100 องศาเซลเซียส และค่าผิดพลาดจะต่ำสุดที่อุณหภูมิ 20-30 องศาเซลเซียส [7.8]

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยคริสตอล สามารถสร้างจากอุปกรณ์แอคทีฟซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์, FET หรือ MOS-FET ได้หลายลักษณะ [7.8.9] อย่างไรก็ตามความถี่ที่ได้จากวงจรต้องการลงจนได้ความถี่ที่ต้องการใช้เป็น  $f$  และขนาดของสัญญาณที่ต้องการต้องมีขนาดที่ใช้กับวงจรดิจิทัลได้จึงไม่สะดวกที่จะใช้ วงจรลักษณะดังกล่าวสำหรับโครงการนี้ จะใช้กับออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสร้างจากวงจรรวมชนิด CMOS ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 42** วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยคริสตอลซึ่งสร้างจากอินเวอร์เตอร์เกท

จากวงจรดังรูป จะสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง ถ้าทราบค่าโหลดตั้งคาปาซิแตนซ์ (Loading Capacitance), C ของคริสตอลซึ่งกำหนดโดยผู้ผลิต ซึ่งปกติที่ความถี่ต่ำกว่า 8 MHz จะมีค่าไม่เกิน 32 PF, 20 PF สำหรับความถี่ช่วง 8-15 MHz และ 10 PF สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 15 MHz โดย

$$C = \frac{C_{in} \cdot C_{out}}{C_{in} + C_{out}} + C_a + C_o + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \dots \dots \dots (92)$$

เมื่อ  $C_{in}$  คืออินพุตและเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ของอินเวอร์เตอร์ตามลำดับ

$C_a$  คือคาปาซิแตนซ์ระหว่างขาอินพุตและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

ปกติที่แรงดัน  $V +5 V$  ค่า  $C_{in} = 5 PF$ ,  $C_{out} = 6 PF$ ,  $C_a = 5$  คริสตอล เนื่องจากคริสตอลสามารถรับแรงดันตกคร่อมตัวมันได้จากัดเพียงค่าหนึ่ง (ซึ่งจะกำหนดโดยผู้ผลิต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้แรงดันเกินกว่าค่าจำกัด จะทำให้เกิดความเครียด (Stress) ขึ้นภายในตัวคริสตอล ซึ่งอาจทำให้ตัวคริสตอลเสียหาย หรือความถี่ที่ได้ขาดเสถียรภาพวิธีที่ จะทราบว่าคริสตอลได้รับไบอัสเกินหรือไม่ทำได้โดยสังเกตความถี่เอาท์พุทของวงจรวจร เมื่อเพิ่ม  $V$  ขึ้นจะทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นเล็กน้อย แต่ถ้าเพิ่ม  $V$  แล้วความถี่ลดลงหรือเกิดการเลื่อนไปมากก็แสดงว่าคริสตอลได้รับไบอัสเกินค่าของ  $R_1$  จะประมาณ  $0 \rightarrow 10 \text{ K ohm}$  และที่ความถี่ต่ำกว่า  $13 \text{ MHz}$   $C_1, C_2$  จะมีค่าไม่เกิน  $35 \text{ PF}$  ความถี่เอาท์พุทสามารถปรับแต่งได้เล็กน้อย โดยปรับค่าของ  $C_1$

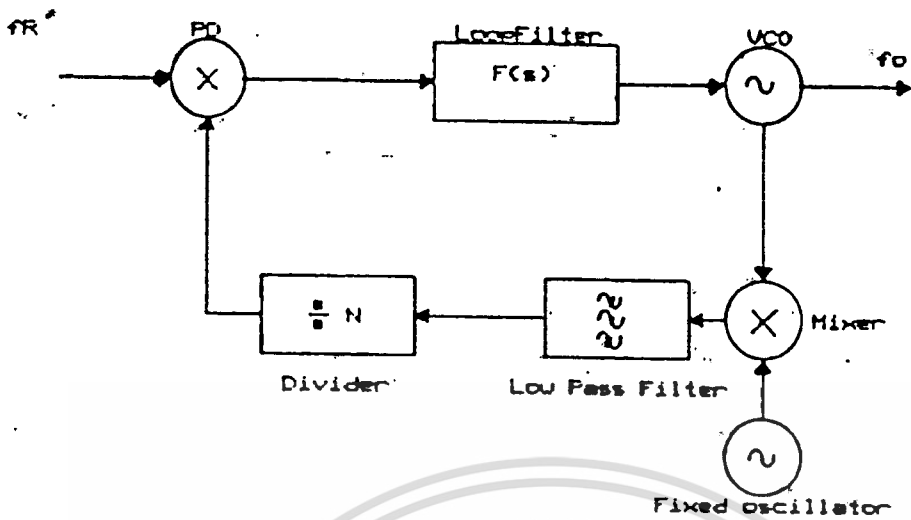
ความถี่อ้างอิงที่ต้องการมักมีค่าเป็นกิโลเฮิรต ซึ่งคริสตอลจะมีความถี่สูงเป็นเมกะเฮิรต จึงต้องใช้วงจรวจรหารความถี่ หารความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลงจนได้ตามต้องการวงจรวจรหารความถี่ก็จะเป็นวงจรรวมที่วงจรวจรแบบอซิงโครนัส (Asynchronous Count-) ซึ่งกำหนดตัวหารไว้แล้ว และวงจรรวมบางเบอร์ก็จะมีวงจรออสซิลเลเตอร์ (อินเวอร์เตอร์) อยู่ภายในตัวเองด้วย เช่น เบอร์ 4060 เป็นต้น

### วงจรวจรหารความถี่

(Frequency Divider)

วงจรวจรหารความถี่ใน PLL จะทำหน้าที่เป็นตัวเปลี่ยนความถี่ของ VCO ในวงจรวจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรจึงต้องเป็นชนิดเปลี่ยนตัวหารได้อย่างอิสระ ซึ่งเป็นวงจรมชนิดซิงโครนัส (Synchronous Counter) ต่อкасเคดกัน ตัวหารจะสัมพันธ์กับความถี่เอาท์พุทโดย  $f_o = Nf$  ซึ่งเป็นกรณีทั่วไป แต่ที่ความถี่ของ VCO สูงมากเป็นความถี่ VHF, UHF วงจรวจรหารทั่วไป (ซึ่งอาจเป็นวงจรรวมชนิด CMOS หรือ TTL) จะไม่ทำงานจึงจำเป็นต้องทำให้ความถี่ของ VCO ลดลงก่อนที่จะป้อนเข้าวงจรวจร ings จะทำได้โดยวิธีเฮเทอโรไดนา (Heterodyne) หรืออีกวิธีหนึ่งคือวิธีพรีสเกล (Prescale) วิธีแรกแสดงในรูปที่ 43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

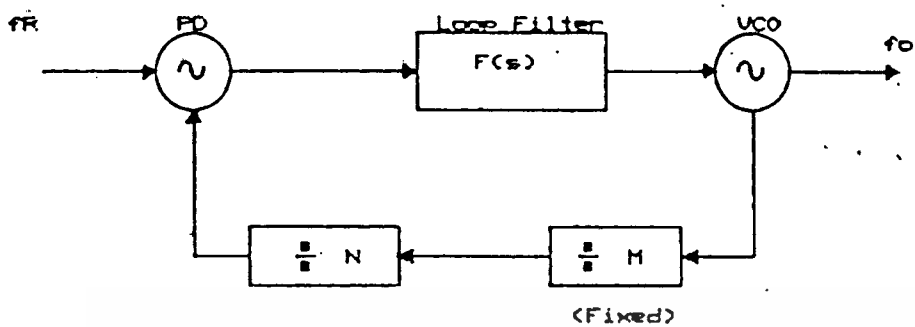


รูปที่ 43 แสดงวิธีการแปลงความถี่ VCO ให้ต่ำลงโดยวิธีเฮเทอโรไดนาญ์

จากรูป ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างความถี่ไปผสมกับความถี่จาก VCO ความถี่ ผลต่างที่ได้จากมิกเซอร์ จะผ่านฟิลเตอร์แล้วจึงป้อนเข้าวงจรถ่ายทอด วิธีนี้จะ ได้

$$f_o = Nf_r + f_{Fixed\ osc} \dots \dots \dots (93)$$

ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นเพื่อแปลงความถี่ของ VCO ให้ต่ำลงจำเป็นต้องมีเสถียรภาพสูง ซึ่งมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยคริสตอลแล้วทวีความถี่ขึ้นไป ซึ่งก็เป็นข้อยุ่งยากของวิธีนี้ ส่วนข้อดีก็คือ แต่ละแขน แผลของ VCO ยังเท่ากับ  $f_r$

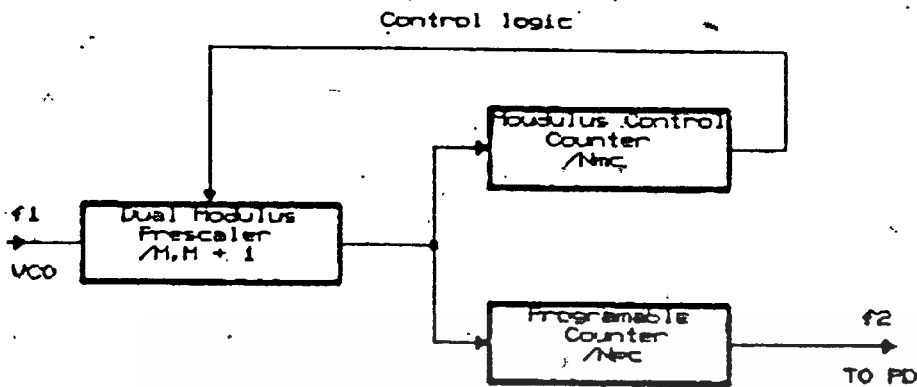


รูปที่ 44 แสดงวิธีแปลงความถี่ของ VCO ให้ต่ำลงโดยวิธีพริสเกล

วงจรพริสเกลจะใช้วงจรถ่ายความถี่ด้วยค่าคงที่ (M) ซึ่งสามารถทำงานที่ความถี่ VHF หรือ UHF ได้คือวงจรถ่ายชนิด ECL (Emitter Couple Logic) หารความถี่ของ VCO ลงมาครึ่งหนึ่งก่อน แล้วจึงป้อนให้วงจรถ่าย (ซึ่งเปลี่ยนตัวหารได้) วิธีนี้จะได้

$$f_o = Mf \cdot N \dots\dots\dots (94)$$

จะเห็นว่าความกว้างของแชนแนลจะเป็น M เท่าของ f เช่น f เท่ากับ 10 KHz และ M เท่ากับ 5 แต่ละแชนแนลของวิธีนี้จะมี ความกว้าง 50 KHz ต่อการเปลี่ยนตัวหาร N หนึ่งครั้ง ถ้าต้องการให้ ความกว้างของแชนแนลลดลงเป็น 5 KHz ก็ต้องลดความถี่ของ f ลงเป็น 1 KHz ซึ่งจะทำให้ลูบมีคุณสมบัติเลวลงไปด้วย นับเป็นข้อเสียของวิธีพริสเกล ส่วนข้อดีคือเสถียรกว่าวิธีเซทเทอไรดาซัน วิธีพริสเกลมีการพัฒนา เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องโดยการใช้กว้าหารแบบมอดุลัส (Dual-Modulus)



รูปที่ 45 แสดงวิธีหารความถี่แบบดวลโมดูลัส

ดวลโมดูลัสจะมีตัวหาร 2 ค่าคือ  $M+1$  และ  $M$  (เช่น 11/10, 21/20) โดยปกติ  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  จะเป็นวงจรถัดลง (Down Counter) เมื่อ  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  ถูกตั้งตัวหารไว้ที่ค่าใดๆ วงจรจะทำงานดังนี้ เมื่อวงจรถัดลงจาก  $VCO$  ในรอบแรก ดวลโมดูลัสจะหาร  $f_1$  ด้วย  $M+1$  เอาทั้งหมดที่ได้จะป้อนให้ทั้ง  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  เมื่อ  $N_{mc}$  นับลงจนถึงศูนย์ ก็จะให้สัญญาณควบคุมไปเปลี่ยนตัวหารในดวลโมดูลัสเป็น  $M$  และทำการนับต่อไปจนกระทั่ง  $N_{pc}$  มีค่าเป็นศูนย์ก็จะให้สัญญาณ  $f_2$  หนึ่งพัลส์ จากนั้นวงจรก็จะรีเซ็ตเป็น  $M+1$  แล้วเริ่มทำงานตามวงจรใหม่นี้ใหม่

ถ้าจะหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $f_2$  และ  $f_1$  จะกำหนดให้  $T_1$  เป็นเวลาที่ดวลโมดูลัสใช้ในการนับในรอบแรก และ  $T_2$  เป็นเวลาที่  $N_{mc}$  และ  $N_{pc}$  นับต่อมา จนกระทั่งได้เอาทั้งหมด  $f_2$  หนึ่งพัลส์

$$T_1 = \frac{(M+1)}{f_1} N_{mc}$$

$f_1$

เมื่อจบช่วงเวลา  $T_1$  จำนวนที่ตั้งไว้ใน  $N_{pc}$  จะลดลงไปเท่ากับ  $N_{mc}$   
 ขณะจบเวลา  $T_1$  นี้ค่าของ  $N_{pc}$  จะเหลืออยู่เท่ากับ  $(N_{pc}-N_{mc})$  ดังนั้นเมื่อ ดุ  
 อัลโมดูลัสเปลี่ยนค่าเป็น  $M$  จนกระทั่งได้  $f_2$  ออกมาหนึ่งพัลส์จะใช้เวลา

$$T_2 = \frac{M}{f_1} * (N_{pc}-N_{mc})$$

และเนื่องจาก  $f = 1/T$  ดังนั้น

$$F_2 = 1/(T_1+T_2) = \frac{1}{(M+1)N_{mc}/f_1 + M(N_{pc}-N_{mc})/f_1}$$

$$F_2 = \frac{f_1}{(M+1)N_{mc} + M(N_{pc}-N_{mc})}$$

$$= \frac{f_1}{MN_{pc}+N_{mc}}$$

ในกรณีของการสังเคราะห์ความถี่,  $f_{vco} = (MN_{pc}+N_{mc}) \cdot f_r$  ซึ่งจะเห็น  
 ว่าการเปลี่ยน  $N_{pc}$  และ  $N_{mc}$  จะเท่ากับการเปลี่ยนความถี่ของ VCO และจะได้  
 ความกว้างของแต่ละแชนแนลเท่ากับ  $f_r$  ข้อดีของวิธีนี้คือสามารถที่ทำงานความถี่ต่ำ  
 มาใช้ในการสังเคราะห์ความถี่สูงมากๆ ได้โดยผ่านวงจร ดุอัลโมดูลัส โดยได้  
 ความกว้างของแชนแนลเท่ากับ  $f_r$  สำหรับการใช้วิธี ตัวดุอัลโมดูลัสจะเป็น  
 วงจรรวมชนิด ECL และ  $N_{mc}$  กับ  $N_{pc}$  จะเป็นวงจรรวมชนิด TTL หรือ CMOS  
 ข้อเสียของวิธีนี้คือต้องมียังวงจรประกอบเพิ่มขึ้นจากวงจรหารชนิดไปแรกมาได้ทำ  
 ไป และตัวดุอัลโมดูลัสมีราคาแพง

การใช้วงจรรวมชนิด ECL ร่วมกับชนิด TTL หรือ CMOS  
 โดยตรงทำ ไม่ได้ นอกจากจะต้องมีวงจรอินเทอร์เฟส (Interface) เพิ่มเข้า  
 มา เนื่องจากระดับลอจิกต่างกัน โลจิกของ ECL มีความแตกต่างกันเพียง 800

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

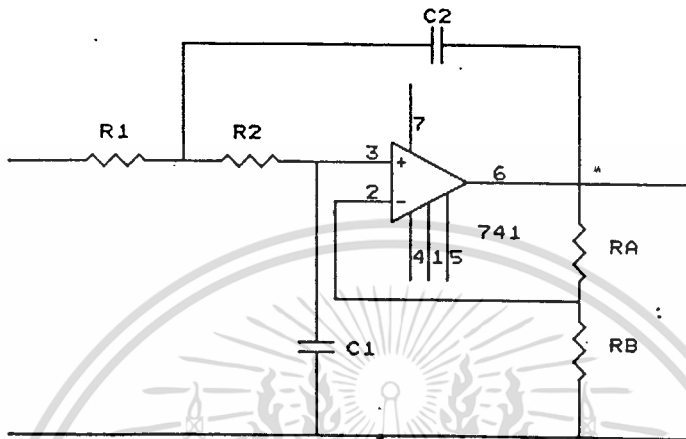
mVp-p ในการใช้งานของ ECL มักจะกำหนดไว้ที่  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $V' = 0 \text{ V}$  ก็ได้) เมื่อใช้  $V_{CC} = 0 \text{ V}$  ระดับลอจิก "0" คือ  $-1.75 \text{ V}$  และ "1" คือ  $-0.9 \text{ V}$  ซึ่งเมื่อใช้กับแรงดัน  $V_{CC} = 5 \text{ V}$  ก็คือ "0" =  $3.25 \text{ V}$  และ "1" =  $4.1 \text{ V}$  และการต่อวงจรโดยให้ "1" =  $+5 \text{ V}$  และ "0" =  $0 \text{ V}$  ก็จะทำให้วงจรไม่ทำงาน ดังนั้นการใช้งาน ECL จึงต้องพิจารณาจากคู่มือ โดยละเอียด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2<sup>nd</sup> ORDER VCVS FILTER

2<sup>nd</sup> order LPF ทั่ว ๆ ไป เป็น voltage control voltage source (VCVS) มี วงจรดังรูป



ซึ่งหมายถึงเป็นวงจรฟิลเตอร์แบบ SALLEND AND KEY ด้วย สำหรับวงจรนี้ ความถี่คัตออฟ ถูกกำหนดโดย

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (7-1)$$

ถ้าเรากำหนดให้  $R_1 = R_2$  ;  $C_1 = C_2$  สมการ (7-1) จะกลายเป็น

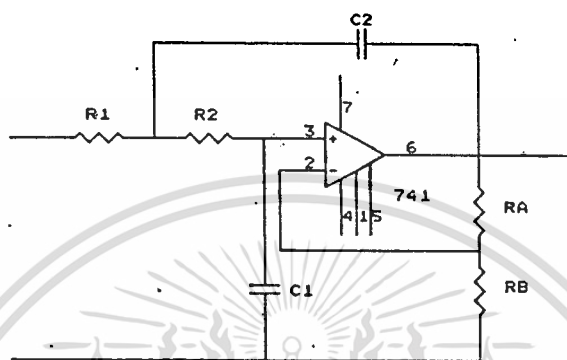
$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{RC}} \quad (7-2)$$

จึงถูกเรียกว่า " equal-component " VCVS LPF pass band gain ถูกกำหนดตายตัวที่ 1.586 (+4 dB) สำหรับ 2<sup>nd</sup> order Butterworth response ความถี่ cut off จะต้องอยู่ที่จุดที่ความถี่ตอบสนอง เป็น 3 dB น้อยกว่า passband gain ของ +4dB หรือ +1dB หลังจากความถี่ cut off การตอบสนองจะลดลงในอัตรา 12dB /octave หรือ 20 dB /decade

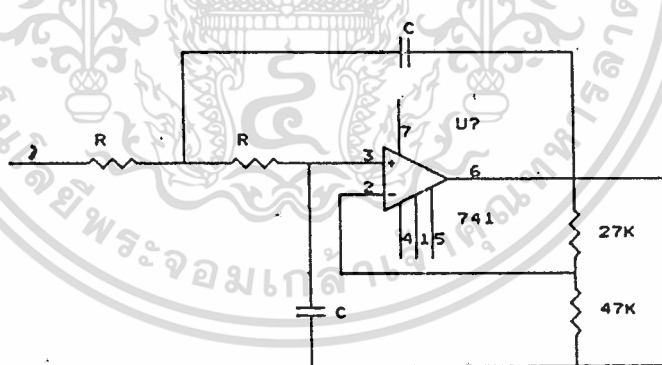
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น filter จึงใช้ Opamp. ในโหมด noninverting ความต้านทาน feedback ( $R_B$ ) จึงจำเป็นต้องเป็น 0.586 เท่าของความต้านทาน input ( $R_A$ ) สำหรับ Voltage gain = 1.586 โดยใช้ตัวต้านทานผิดพลาดไม่เกิน 5% ตัวอย่างหาวัตถุดิบความต้านทานคือ 27 และ 47 กิโลโอห์ม ดังรูป



7-1 order VCVS filter



7-2 Equal-Component VCVS LPF

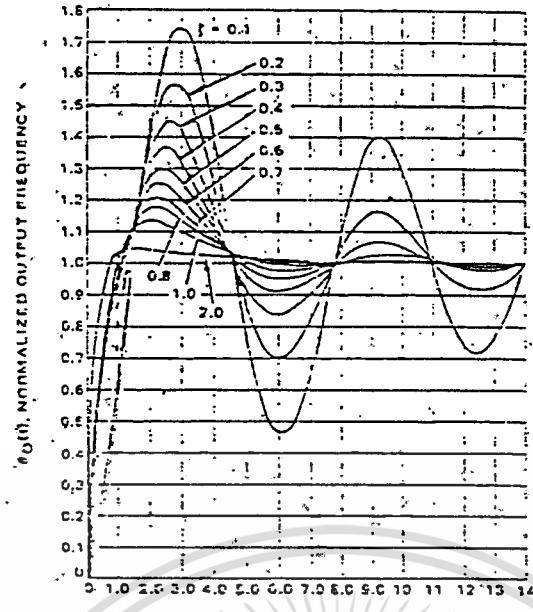
### การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่

#### ข้อกำหนด

- ความถี่ out put 88 MHz
- เวลาที่ใช้ในการ lock หลังเปิดเครื่อง 60 ms

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้พิจารณา Second order Step response

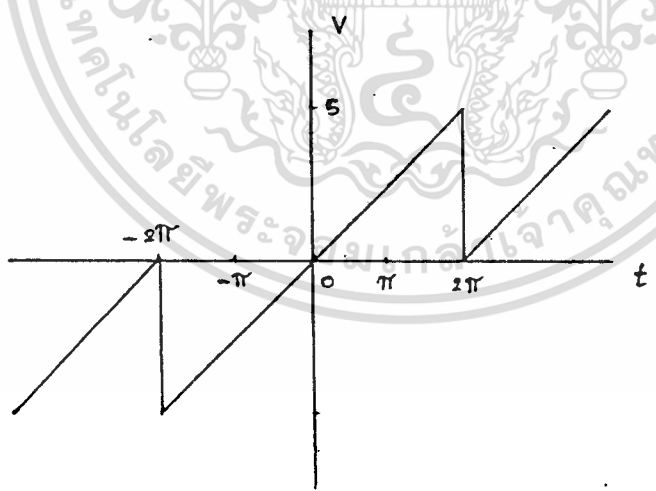


กำหนดให้  $\zeta = 0.70$  เพราะว่า overshoot น้อยกว่า 20 % จากกราฟจะ

ได้ค่า  $\omega_n t$  ประมาณ 6.3 และเวลาตอบสนองที่ต้องการคือ 60 ms

$$\omega_n = \omega_n t / t = 6.3 / 60 \cdot 10^{-3} = 105 \text{ rad/s (ประมาณ } 16.7 \text{ Hz)}$$

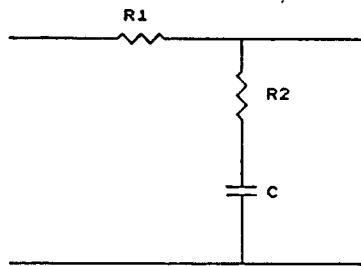
วงจร PD ที่จะใช้เราใช้ วงจรรวมเบอร์ 5081 ซึ่งมี  $k$  จากกา  
ครทดลองเท่ากับ 0.8 v/rad ซึ่งมีคุณสมบัติดังรูป



วงจรมีผลึกความถี่คงที่ เราใช้วงจรรวมเบอร์ 5082 ร่วมกับคริสตอล 10.24 MHz เพื่อให้เสถียรภาพดีเยี่ยม แล้วเซทให้หารเหลือ 10kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร LPF เราเลือกใช้ Passive filter ก็พอเพียงแล้ว ที่เราเลือก  
เป็นแบบ Seconorder LPF ดังรูป



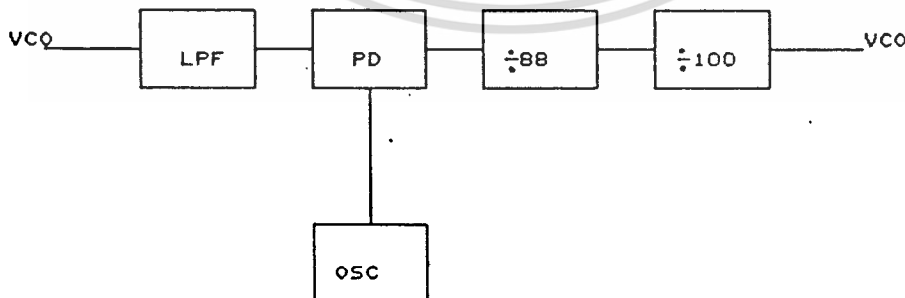
ซึ่งมีทราซเฟอ์ฟังก์ชัน

$$F(S) = [1+sT_2]/[1+sT_1]$$

$$T_1 = (R_1+R_2) C$$

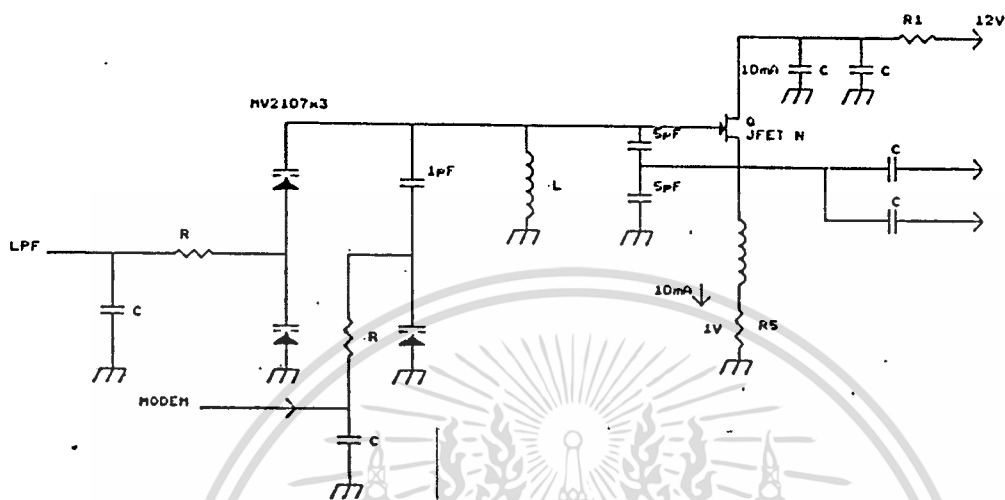
$$T_2 = R_2 C$$

วงจรหารเราใช้ Ic DS8629 ทำการหาร High freq. ลงมาโดยเซท  
ไว้ที่หาร 100 และ ต่อมาอีกตัวหนึ่งใช้เบอร์ TC9122 โดยเซทไว้ที่หาร 88 เพื่อ  
ให้ได้ความถี่ output ของวงจรหารเป็น 10kHz เมื่อ loop ถูก lock



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบภาค OSCILATOR (VCO) และ FM MODULATION



วงจร OSC ที่ใช้เป็นวงจรโคลทิกท์ การ Bias FET จะอาศัย Data sheet เราใช้ FET เบอร์ 2N5486 ใช้  $V_{DD} = 12\text{ V}$ ,  $V_{DS} = 10\text{ V}$ ,  $V_{GS}(\text{off}) = -4\text{ V}$ ,  $V_{GS} = -1\text{ V}$ ,  $I_D = 10\text{ mA}$ . จะได้  $R_S = V_{GS} / I_D = 1/10\text{ mA} = 100$

$$R_1 = (12 - V_{RS} - V_{DS}) / I_D = (12 - 10 - 1) / 10\text{mA} = 100$$

จากการที่เป็น OSC แบบโคลทิกท์ จะมีสมการทั่วไปคือ  $f = 1/2 LC$  และจะได้

$$L = 1/W^2 C_T \text{ ซึ่ง } C_T = C_V + C_{IN}$$

กรณีที่เรานำใช้ VARICAB เบอร์ MV 2107 ที่ Bias 4 V จะได้ค่า  $C = 22\text{ pF}$  ฉะนั้นจะได้ค่า  $C_V = 11.89\text{ pF}$

จากโครงสร้างเราสามารถหา  $C_{GS}$  และ  $C_{DS}$  ได้จาก DATA SHEET แต่ในที่นี้เราจะประมาณค่าให้  $= 5\text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้น จะได้  $C_{IN} = (10 \cdot 10) / (10 + 10) = 5 \text{ pF}$

เมื่อ  $f = 88 \text{ MHz}$  จะได้ค่า  $L = 1 / (2 \cdot 88 \cdot 10^6)^2 \cdot (11.89 \cdot 10^{-12} + 5 \cdot 10^{-12})$

$$= 0.194 \mu\text{H}$$

แทนค่า

$$C_T = C_V + C_{IN} = 11.89 + 5 = 16.89 \text{ pF}$$

เพื่อให้ตัวตัวต้านทาน  $R_S$  ไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร จะใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ

หน้า  $5.5 \mu\text{H}$  ซึ่งมี Impedance  $3K$  ที่  $88 \text{ MHz}$

จากสมการที่ 76

เงื่อนไขการ OSC คือ  $r < gm/w^2 c_1 c_2$

จาก  $gm$  : ซึ่งใช้ค่าจริงของ  $Y_{fs}$  คือ  $3.5 \text{ m}$

$$gm/w^2 c_1 c_2 = 3.5 \cdot 10^{-3} / (2 \cdot 88 \cdot 10^6)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^{-12}$$

$$= 114.48$$

$$r = X_L / X_{CV}$$

$$X_L = 2 \pi f L = 2 \cdot 88 \cdot 10^6 \cdot 0.194 \cdot 10^{-6} = 106.71$$

$$X_C = 1 / w C_V = 1 / 2 \cdot 88 \cdot 10^6 \cdot 11.89 \cdot 10^{-12} = 152.1$$

$$r = 152.1 / 106.7 = 62.12$$

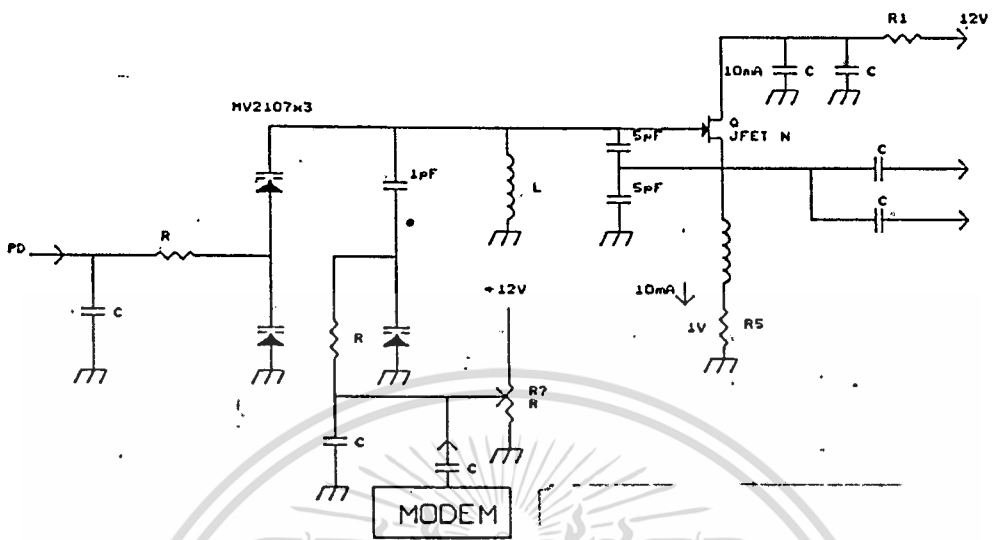
$62.12 < 114.48$  วงจร OSCILATE ได้

$$Q = X_L / r = 106.71 / 62.12 = 1.717$$

$Q$  ขดลวด (unload) ต้อง  $> 1.717$  วงจรจึงจะ OSCILATE ได้

โดยปกติย่าน VHF. สามารถทำให้ขดลวดมีค่า  $Q$  มากกว่า 300-400 ได้โดยใช้ขดลวดแกนอากาศที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่ ๆ เช่น ลวดเบอร์ 18 SWG วิธีพันดูที่ภาคผนวก

วงจรมอดูเลเตอร์ FM



เราใช้ VARICAB 1เบอร์ MV2107 ทั้งหมด แล้วจัด bias ไว้ที่ 4 V ทำให้ได้ค่า

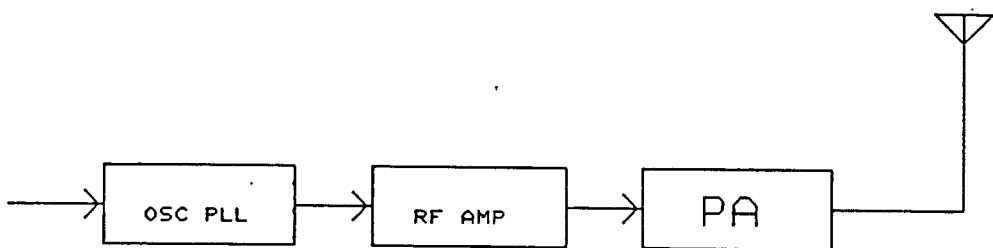
$C_T = 16.89 \text{ pF}$  แล้วนำสัญญาณจาก Modem ที่มีความถี่ = 1 KHz เข้ามา mod โดยกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน โดยการปรับ Amplitude ของสัญญาณจาก Modem

$K_o$  จากการวัดได้เท่ากับ 1.1 MHz/v หรือเท่ากับ  $6.9 \times 10^6 \text{ (rad/s)/v}$  นำค่า Natural frequency ( $\omega_n$ ) แทนลงในสมการ ( ) แล้วแก้สมการหาค่า LPF

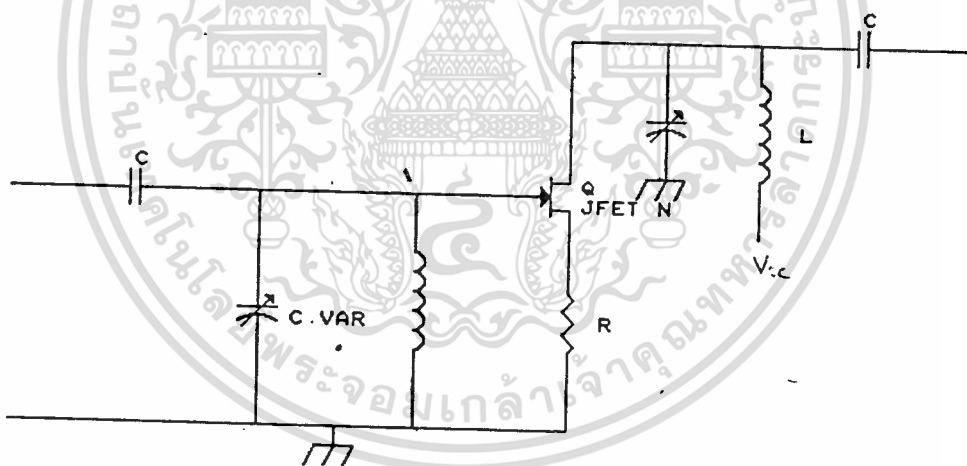
จะได้ ค่า ค.ต.ท และ คาบไซเคิล LPF



การออกแบบภาค RF AMP และสร้างภาค POWER AMP



ภาค RF AMP ของเรานี้ ทำหน้าที่ drive และ matching impedance กับ input 50 และ output 50 มีวงจรวางที่ input และ output ซึ่งเป็น BPF ซึ่งถูกจูนไว้ที่ 88 MHz



กำหนดจุดทำงาน ให้  $V_{GS} = -.625 \text{ V}$   $I_D = 6.25 \text{ mA}$

จะได้  $R_S = 100$

กำหนด  $A_v = 1.45$  หา  $Z_t$  จาก

$$1.45 = \frac{Z_t}{Z_T + r_D} g_m r_d$$

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้  $V_P$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p}\right)$$

จาก  $Y_{Os} = 1.7 \text{ m}$

จาก  $Q = \frac{W_{OL}}{R}$

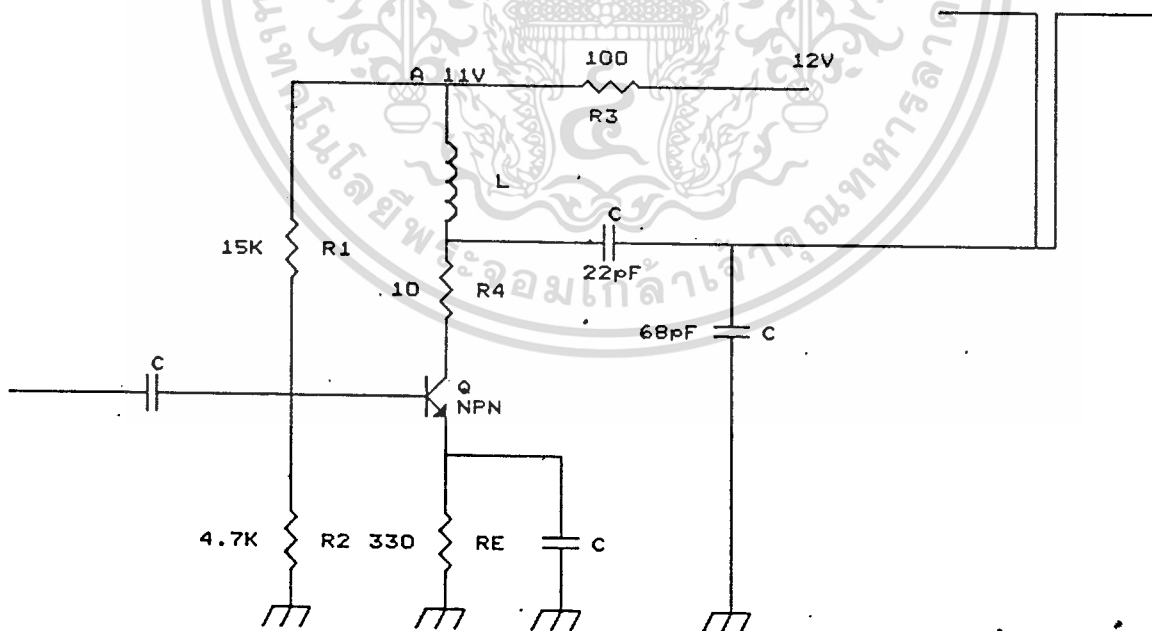
และ

$$f_o = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

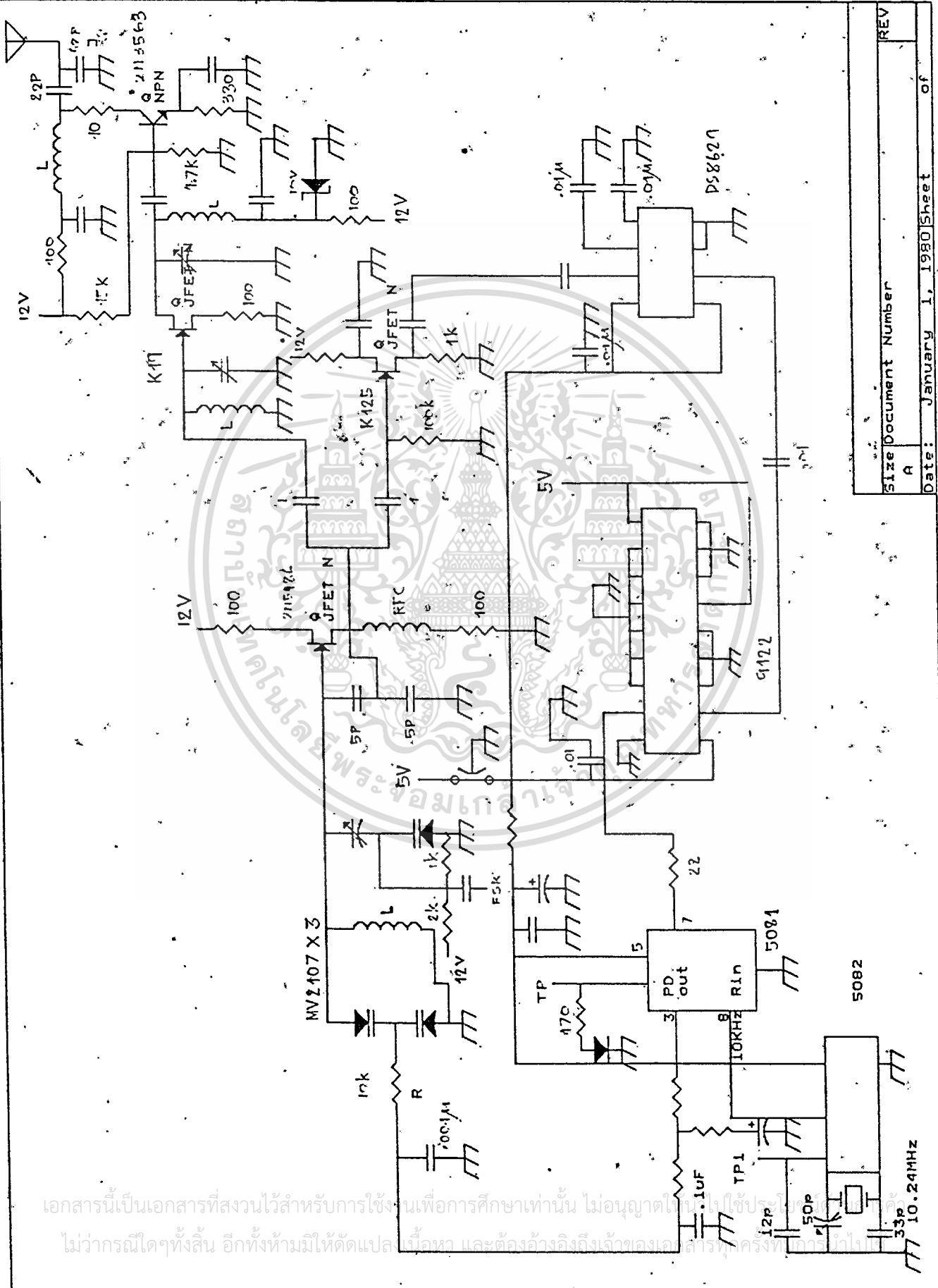
คำนวณค่า  $L_2, C_2$

ส่วนวงจรจูนทางด้านอินพุตก็จะเป็นทำนองเดียวกัน ก็จะสามารถคำนวณค่า  $L_1, C_1$  ได้

ส่วนทางด้านภาค power amp



ทำการ bias ใน class AB ให้มีกระแส  $I_C$  ไหลประมาณ 1 - 10 ของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด ทำให้นำกระแสมากกว่า  $180 R_4$  ใส่ไว้เพื่อป้องกันการ OSC ที่  $USF$  ให้  $R_4 = 10$  อีกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไป

|       |                 |          |
|-------|-----------------|----------|
| Size  | Document Number | REV      |
| A     |                 |          |
| Date: | January 1, 1980 | Sheet of |

$h_{fe}$  ของ 2N3563 = 30/200 ;  $I_{Cmax}$  = 50 mA

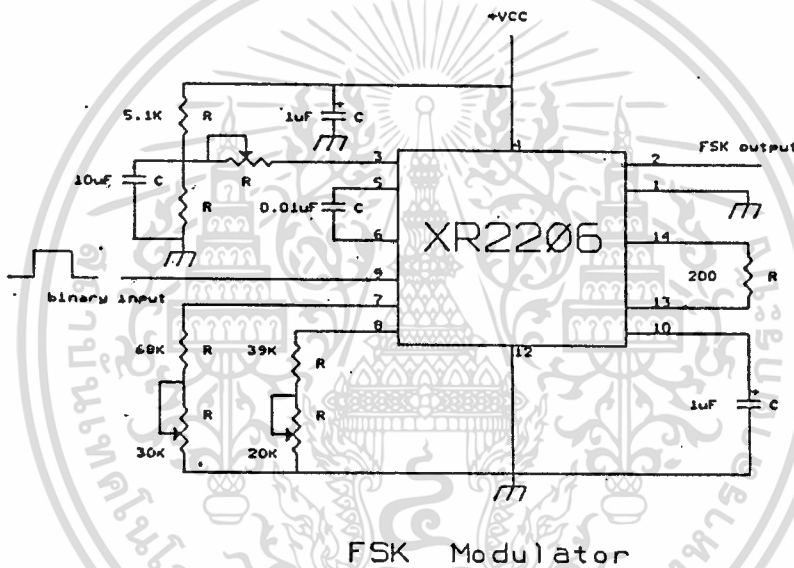
ถูกออกแบบให้มีกำลังขยายเท่ากับ 0.25 W

การออกแบบ modem ด้านส่ง และวงจรประกอบ

เราใช้ XR2206 ทำหน้าที่เป็น FSK Generator ทำการ shift ในอัตรา 1200 b/s

$$f_m = 1/R_1C$$

$$f_s = 1/R_2C$$



ตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 และ 6 จะอยู่ในช่วง 1000pF - 100uF ใช้ 0.01uF ตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  จะอยู่ในช่วง 4K - 200K

กำหนด  $f_m = 1200\text{Hz}$

$f_s = 2200\text{Hz}$

จะได้  $R_1 = 83.3\text{K}$   $R_2 = 45.45\text{K}$

ตัวต้านทานที่เหลือ ให้เป็นไปตามคู่มือ

พิจารณาค่า BANDWIDTH

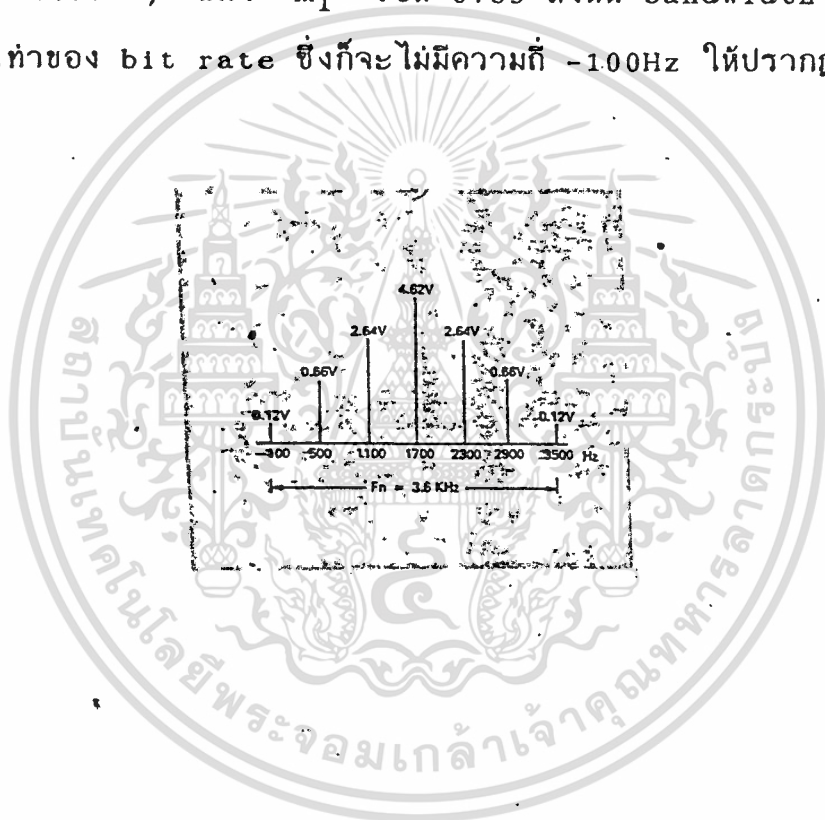
จาก  $m_1 = F = f_m - f_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$F_a = \text{bit rate}$

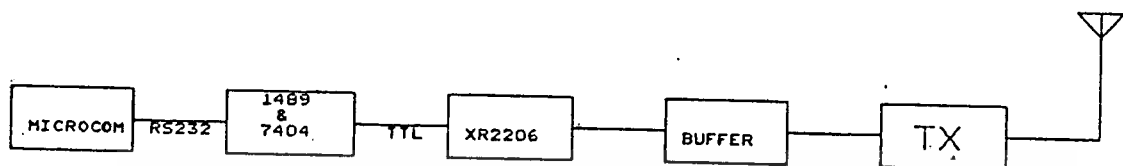
$$m_1 = 0.83$$

จากการเปรียบเทียบ BASSEL FUNTION จะเห็นว่าค่า  $m_1 = 0.83$  ไม่มีจึงประมาณเป็น 1 ซึ่งจะได้ความถี่ sideband ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละช่วงจะห่างกันเท่ากับ  $\text{bit rate}/2$  คือ 600 Hz จากสเป็คตรัมความถี่เอาท์พุทจะเห็นว่าด้าน LSB ค่าความถี่ที่ติดลบเป็นไปไม่ได้ แต่เกิดขึ้นเพราะเราประมาณค่า  $m_1$  เป็น 1 จะได้ bandwidth ประมาณ 3 เท่าของ Bit rate แต่จริง ๆ แล้ว  $m_1$  เป็น 0.83 ดังนั้น bandwidth จริง ๆ แล้วไม่ถึง 3 เท่าของ bit rate ซึ่งก็จะมีค่าความถี่  $-100\text{Hz}$  ให้ปรากฏ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรเข้ารหัสทางอินพุตประกอบด้วย



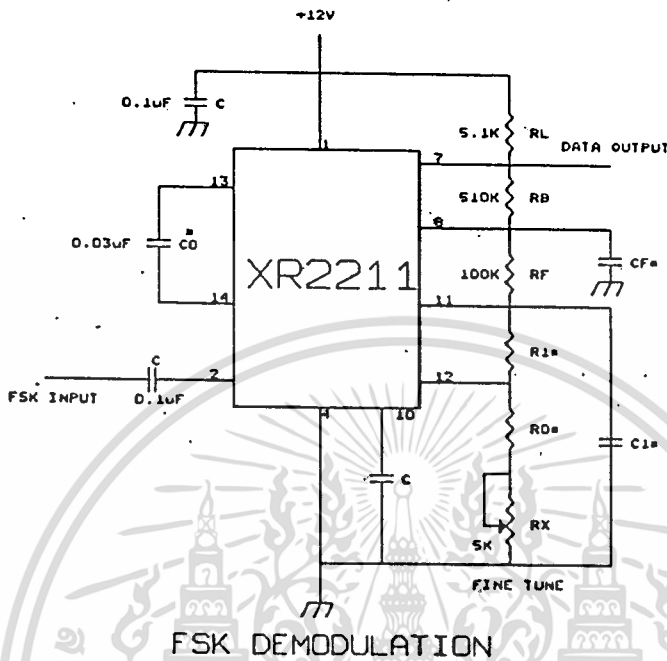
IC 1489 & 7404 ทำให้สัญญาณ RS232 เป็น TTL ที่ถูกต้อง  
แล้ว XR2206 ทำให้สัญญาณดิจิทัลเป็น FSK ส่งไป mod กับภาคเครื่องส่งออก  
อากาศไป ซึ่งก็เป็นการเปลี่ยนข้อมูลทางดิจิทัลไปเป็น อนุภาค นั้นเอง

### การออกแบบ modem ด้านรับ และ วงจรประกอบ

เราใช้ XR2211 ทำหน้าที่หลักในการเปลี่ยน FSK เป็น ดิจิตอล

$$f_o = \frac{1}{R_o C_o} \text{ Hz}$$

จากรูป



FSK DEMODULATION

อุปกรณ์ภายนอกคือ  $R_0$  ,  $C_0$  จะ set free running frequency หรือ Center frequency ( $f_0$ ) ของ PLL ,  $R_1$  จะเซ็ทแบนด์วิท,  $C_1$  เซ็ท Damping factor หรือ filter time constant,  $C_F$  และ  $R_F$  ใช้สำหรับเซ็ท Data FSK output ค่าความต้านทาน  $R_B$  (510K ) ระหว่างขา 7 กับ 8 เป็นตัวป้อนกลับทางบวก เพื่อให้ Transition Time ของ เอาก์พุท FSK เร็วขึ้น

ดังนั้นการออกแบบวงจรจะต้องหาค่าอุปกรณ์ภายนอกที่จะนำมาต่อ

ดังนี้คือ

$$f_0 = \frac{f_m + f_s}{2}$$

เลือก Time resistor ( $R_o$ ) ซึ่งต้องอยู่ในช่วง 10K - 100K

$$C_o = \frac{1}{f_o R_o}$$

หาค่า  $R_1$  เพื่อตั้ง BW จาก

$$R_1 = (R_o) \frac{f_o}{f}$$

หาค่า  $C_1$  เพื่อตั้ง Damping factor

$$= \frac{1}{4} \sqrt{\frac{C_o}{C_1}}$$

โดยทั่วไปกำหนด = 0.5

$$C_1 = \frac{C_o}{4}$$

หา  $C_F$  เมื่อ  $R_F = 100K$

$$R_B = 510K$$

$$C_F = \frac{3 \text{ (uF)}}{\text{Band rate}}$$

$$f_o = \frac{1200 + 2200}{2} = 1700 \text{ Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนด  $R_o$  ให้เป็น 20K โดยโพเทนชิโอมิเตอร์ 5K อนุกรมกับ 18K

$$C_o = \frac{1}{f_o R_o}$$

$C_o$  ใช้ค่า 0.027 uF

$$R_1 = 34K$$

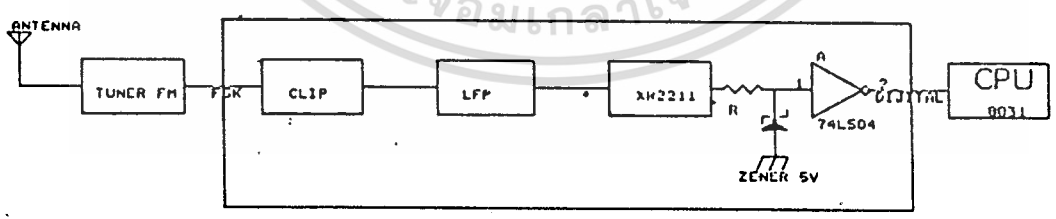
$$C_1 = \frac{C_o}{4} = \frac{0.027 \text{ uF}}{4} = 0.00675 \text{ uF}$$

ใช้ค่า 0.0067 uF

$$C_F = \frac{3 \text{ uF}}{1200} = 0.0025 \text{ uF}$$

ใช้ค่า 0.0027 uF

วงจรถอดรหัสทางเอาท์พุทประกอบด้วย



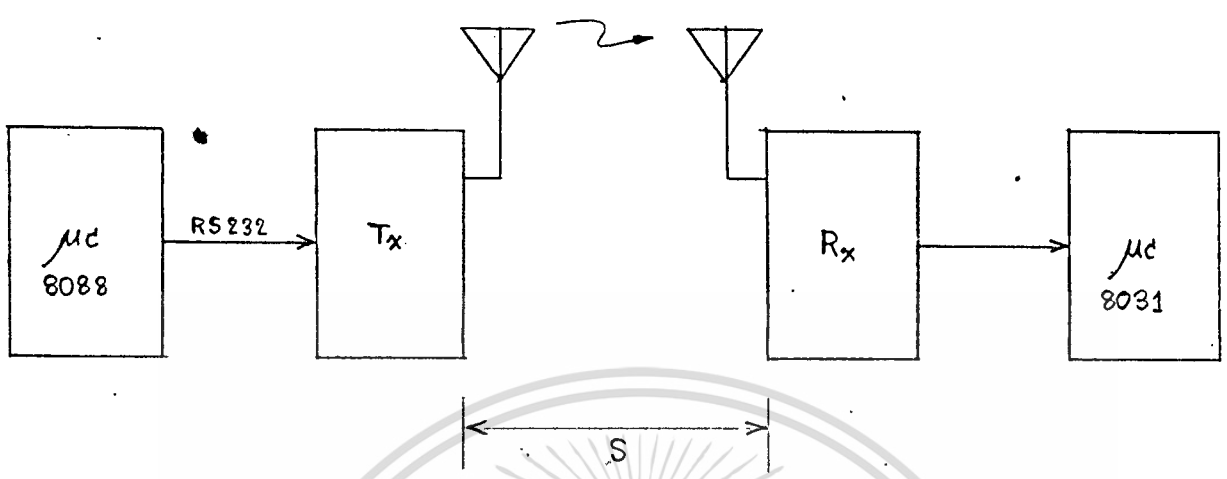
สัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามา จะถูกถอดออกเป็นข้อมูล FSK แล้วป้อน  
 เข้าวงจรรวมเพื่อทำการเปลี่ยนอนาล็อกเป็นดิจิตอล เพื่อป้อนให้ CPU 8031 ต่อ  
 ไป เพื่อควบคุมแขนกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง ๘.๑๕๑๕๕

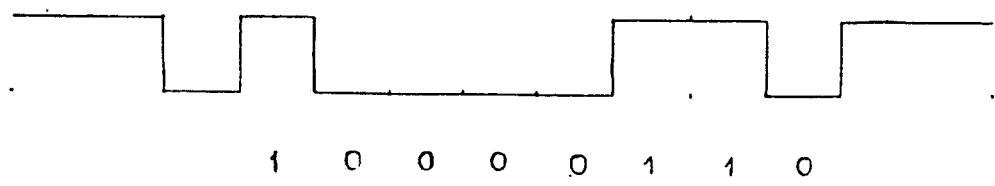
จากการทดลองเชื่อมต่อระหว่างเครื่องรับส่ง กับ เครื่องไม

โครคอมพิวเตอร์ ดังรูป



เมื่อทำการส่งข้อมูลในอัตรา 1200 b/s หลังจากทำการปรับแต่ง hardware ด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ และปรับปรุง software แล้ว ปรากฏว่า สามารถรับข้อมูลได้โดยไม่มีผิดพลาด

ข้อมูลที่เข้ามาที่เครื่องส่งจะเป็น ASCII CODE ซึ่งเป็น ดิจิตอล เมื่อถูกแปลงเป็นอนาล็อกแล้วส่งไปที่เครื่องรับ แล้วแปลงเป็นดิจิตอลแกทหนึ่ง ข้อมูลจะถูกเก็บใน memory และแสดงผลออกทาง port out ของ 8031 ออกมาเป็นรหัส ASCII CODE ตามเดิม เช่น อักษร A มีรหัสเป็น 61H ดังรูป



ต่อมาทำการป้อนโปรแกรม เพื่อควบคุม Stepping motor ให้กับเครื่อง  
 ส่ง หลังจากเครื่องรับรับแล้วดีเทคเป็นดิจิตอล ป้อนให้ 8091 รับเข้าไป  
 แล้วส่งข้อมูลออกที่ Post output แล้วไปเข้าของควบคุม Stepping motor  
 เพื่อรับ Stepping motor แล้วทำการปรับแต่งโปรแกรมเพื่อควบคุม  
 Stepping motor ปรากฏว่า สามารถควบคุมได้ตามต้องการ ในระยะที่  
 ทดลองขณะนั้นประมาณ 50 เมตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สรุปผลการทดลองและวิจารณ์ของเครื่องส่งและเครื่องรับข้อมูล

จากการทดลองการส่งข้อมูลจากไมโครคอมพิวเตอร์ IBM ไปเข้าเครื่องส่งออกอากาศในอัตรา 1200 บิตต่อวินาที แล้วให้เครื่องรับรับไป แล้วทำการตีเทคเป็นสัญญาณดิจิทัล บ้อนให้ CPU 8031 นำโปรแกรมรับที่รับ ได้อินพุทพอร์ตเข้าไป แล้วแสดงผลออกมาทางพอร์ตเอาต์พุทบ้อนให้ LED แสดงผลเป็นรหัส ASCII CODE ปรากฏว่าสามารถรับข้อมูลได้โดยไม่ผิดพลาดเลย ในระยะที่ทดสอบประมาณ 50 เมตร ทำให้สามารถส่งข้อมูลดิจิทัลไปควบคุม MOTOR ได้

ปัญหาขณะทำโปรเจกนี้คือการขาดเครื่องมือที่ทันสมัย เช่นสโคป ที่ทันสมัยในย่านวีเอชเอฟ, สเป็คตรัมอานาไลเซอร์, ซิกแนลเจเนอเรเตอร์ ทำให้เสียเวลาในการทดลองในแต่ละภาคเป็นเวลานาน และเป็นไปโดยความลำบาก เช่น ต้องไปใช้เครื่องมือตามสถานที่ต่าง ๆ เช่น กฟผ. เป็นต้น บางครั้งต้องสร้างเอง เช่น ซิกแนล เจเนอเรเตอร์ เป็นต้น ทำให้ต้นทุนในการทดลองสูง

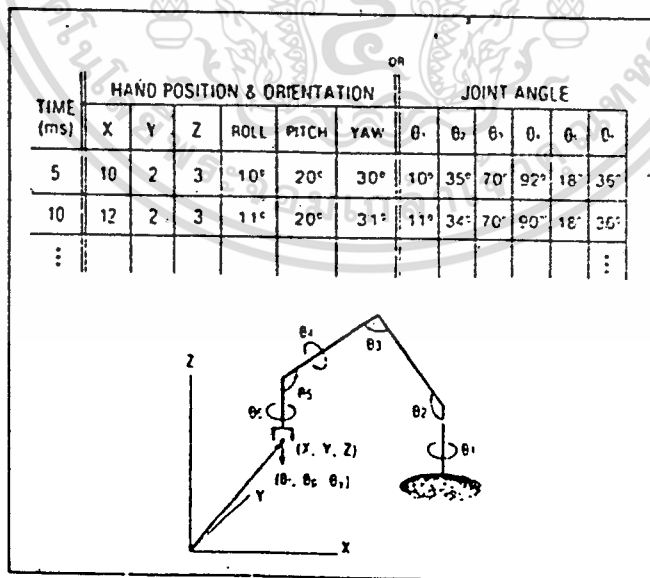
หวังว่า โปรเจกนี้จะมีผู้พัฒนาต่อไปในทางที่ดี และมี แนวความคิดที่จะใช้ให้เกิดประโยชน์ต่อไป

## โครงสร้างทั่วไปของหุ่น

หุ่นยนต์ที่ได้สร้างขึ้นในโครงการนี้ เป็นหุ่นยนต์ที่ใช้งานเฉพาะด้าน โดยเน้นที่โครงสร้างที่จะทำให้ใช้งานได้ดี ส่วนวางจรรยาบรรณในระบบควบคุมนั้น มีผู้พัฒนาไว้มากแล้ว ทั้งยังเป็นระบบควบคุมที่มีประสิทธิภาพดีและความไวใจได้ (Reliability) สูง อย่างไรก็ตาม งานชิ้นนี้เป็นงานกึ่งพัฒนาและวิจัย (Reserch and developments) ซึ่งผู้จัดทำยังขาดประสบการณ์อยู่เป็นอันมาก ทั้งยังเป็นโครงการที่ใหญ่เกินกว่าจะสำเร็จลงในเวลาอันสั้น จึงอาจได้ผลออกมาไม่ดีเท่าที่ควร

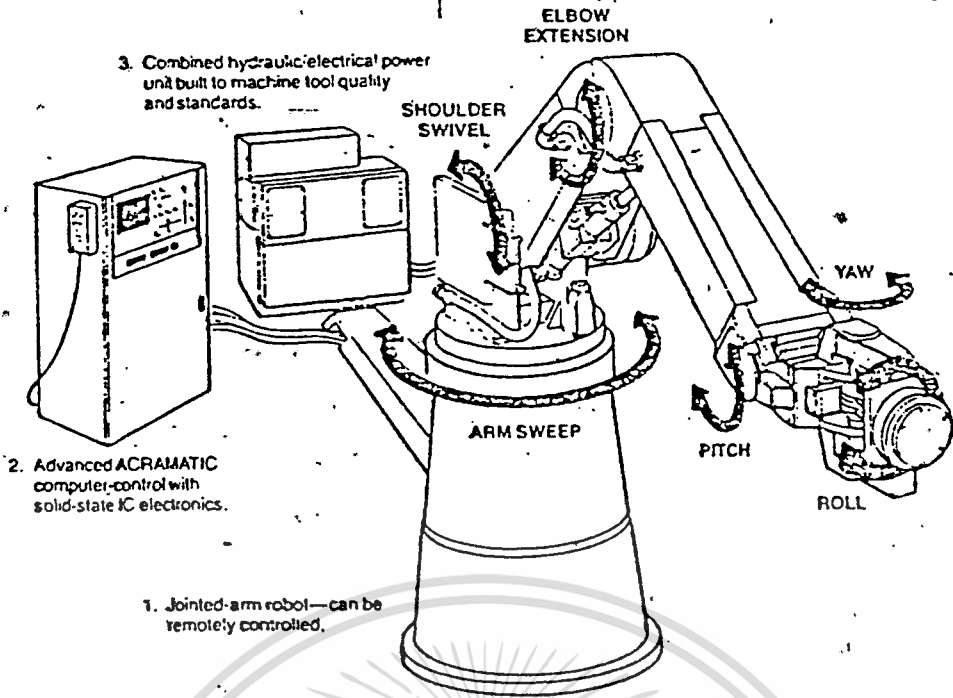
ระบบที่จะกล่าวถึงเป็นอย่างแรกคือ ระบบ CO-ORDINATE ของ การเคลื่อนไหวในแบบ 3 มิติ (3-dimension) ซึ่งจะกำหนดจุดใน SPACE เทียบกับจุดอ้างอิง อาจเป็นระบบ POLAR CO-ORDINATE, ระบบ CO-ORDINATE หรือระบบ CARTESIAN ก็ได้

สำหรับโครงการนี้เราใช้การกำหนดจุดเป็น POLAR CO-ORDINATE ดังรูป

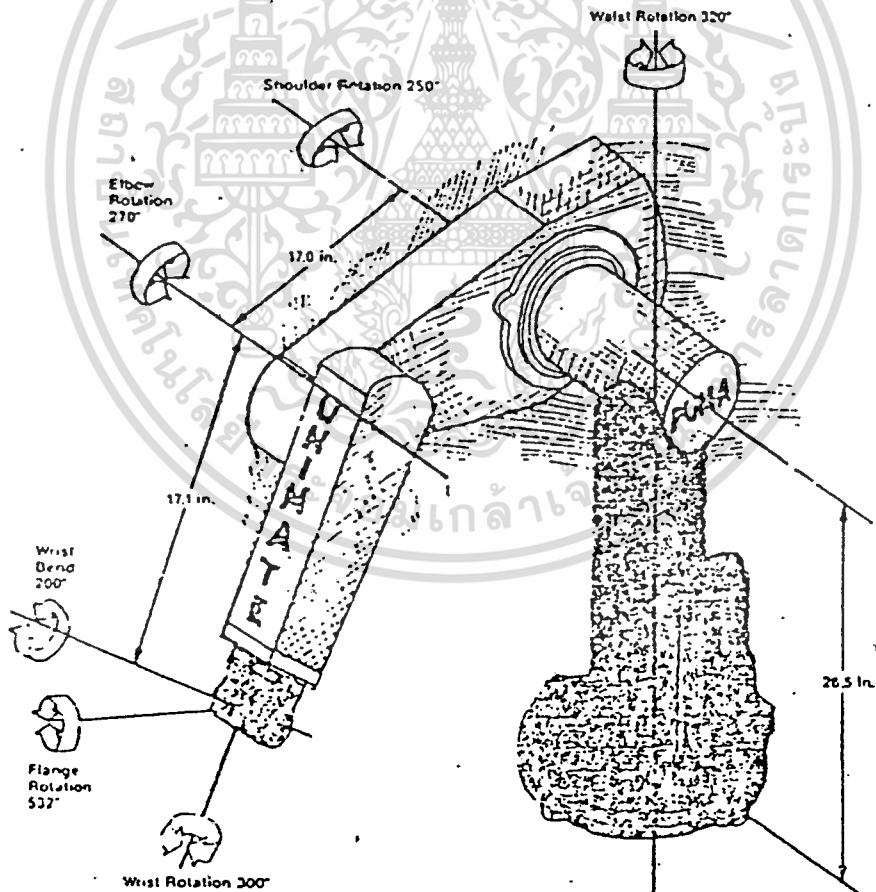


Two alternate ways of representing the path of a robot manipulator. This example assumes the robot arm has only angular joints. For a machine with linear joints, simply replace the appropriate  $\theta_i$  by an "r<sub>i</sub>."

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Cincinnati Milacron's T<sup>5</sup> 566 and T<sup>5</sup> 586 sophisticated robot. Courtesy of Cincinnati Milacron Industrial Robot Division, Lebanon, Ohio.



The 560 Series—combines six axes of motion with 40 inch reach to easily perform assembly, finishing, handling, joining and inspection operations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกาการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการเคลื่อนไหวกของแขนนั้นจะมีลักษณะเป็น 2 แบบคือ

1. แบบอิสระจากกัน นั่นคือ ถ้าแขนท่อนบนขยับไปหรือ มีการเปลี่ยนแปลงจะไม่มีผลต่อมุม อื่นๆ เลข คือ ทุกส่วนของแขนเป็นอิสระต่อกัน

2. แบบ RELATIVE MOVEMENT คือ ถ้าแขนท่อนบนขยับไป จะส่งผลต่อที่อื่น ๆ ด้วย เช่น ถ้า เปลี่ยนแปลงไป อื่นจะเปลี่ยนด้วย ถ้าต้องการให้มุม อื่นๆ อยู่ในค่าเดิม จะต้องส่งกำลังให้ขยับแขนแต่ละท่อนมีความสัมพันธ์กันในทางชัดเจน ลักษณะของ RELATIVE MOVEMENT แบบนี้ มักเกิดขึ้นในกรณีที่ใช้ตัวส่งผ่านกำลังเป็นโซ่, สายพาน, ลวดสลิงหรือเฟลาซ์บ ซึ่งเป็นผลมาจากการที่ตัวกลางส่งผ่านกำลังที่เป็นเฟืองทดต่อ ถูกยึดไม่ให้หมุนตามท่อนแขนที่หมุนไป และจะเกิดขึ้นในทุกกรณีที่มีเฟืองหรือตัวกลางส่งผ่านกำลังในลักษณะเช่นนี้

แต่ไม่ว่าจะเป็นการเคลื่อนไหวแบบใด เราก็สามารถจะควบคุมให้ไปถึงจุดหมายปลายทางได้เสมอ เพียงแต่การควบคุมจะแตกต่างกันบ้างเท่านั้น

ตัวต้นกำลัง ตัวต้นกำลังที่มีใช้กันทั่วไปจะแบ่งได้ 3 ชนิดตามลักษณะสมบัติทางธรรมชาติ คือ

ตัวต้นกำลังทางไฟฟ้า (ELECTRICAL ACTUATORS) เช่น มอเตอร์, โซลินอยด์

#### ข้อดี

1. มีความเร็วในการตอบสนองต่อคำสั่งดี และความแม่นยำสูง
2. ระบบควบคุมสามารถเปลี่ยนแปลงให้ทันสมัยมากขึ้นได้
3. หาได้ง่าย, ราคาถูก
4. ใช้งานได้ง่าย

#### ข้อเสีย

1. ต้องใช้เฟืองขับ, หรือตัวส่งกำลังแบบอื่นเพิ่มเติมอีก
2. ความคลาดเคลื่อนของเฟืองจะเป็นตัวกำหนดความละเอียด
3. การ พนม ทางไฟฟ้า อาจก่อให้เกิดปัญหาได้
4. มีกำลังไม่สูงนัก

ตัวต้นกำลังที่ใช้ของเหลว (HYDRAULIC ACTUATORS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดี

1. มีกำลังสูง
2. ความเร็วหมาะประมาณ
3. เนื่องจากของเหลวอัดตัวได้น้อยมาก เมื่อขยับถึงจุดหนึ่งแล้ว ก็  
สามารถค้างอยู่ ตำแหน่งเดิมได้เลย
4. การควบคุมสามารถทำได้ง่าย

ข้อเสีย

1. ราคาสูงสำหรับระบบ HYDRAULIC
2. บริเวณการทำงานอาจสกปรกและเเทอะจากน้ำมัน และเสียงรบกวน
3. ไม่เหมาะสำหรับระบบที่ใช้ความเร็วสูง

## ตัวต้นกำลังที่ใช้ลม (PNEUMATIC ACTUATORS)

ข้อดี

1. ราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับระบบ HYDRAULIC
2. มีความเร็วสูง
3. ไม่ทำให้บริเวณการทำงานสกปรกและเเทอะ
4. สามารถใช้งานในห้องปฏิบัติการทดลองได้

ข้อเสีย

1. เนื่องจากการอัดตัวของอากาศ จะกำจัดความชื้น
2. เสียงดังรบกวนยังคงมีอยู่
3. การรั่วไหลของอากาศเป็นปัญหาสำคัญ
4. ต้องการระบบกรองอากาศ และลดความชื้น
5. ต้องการบำรุงรักษา

โดยการเลือกตัวต้นกำลังนั้นมีปัจจัยในการพิจารณาเพื่อการเลือก

ดังนี้

1. ในโรงงานอุตสาหกรรม น้ำมันและลมสามารถหาได้ง่ายอยู่แล้ว

ดังนั้นการเลือกใช้ระบบ HYDRAULIC หรือ PNEUMATIC จะเหมาะสมกว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2. ตัวต้นกำลังทางไฟฟ้าเหมาะสมสำหรับงานที่ต้องการความแม่นยำสูง ทำงานช้าชากได้อย่างรวดเร็วและเงียบ
- 3. ตัวต้นกำลังทางลมจะมีราคาถูก, สะอาดปลอดภัย ทั้งยังมีกำลังสูง แต่ก็เสียเปรียบที่การตอบสนองค่อนข้างล่าช้า
- 4. ระบบ HYDRAULIC จะตอบสนองได้ดีและมีกำลังสูงมาก แต่ราคาแพงและสกปรก เลอะเทอะ

สำหรับในโครงการนี้เราได้เลือกใช้ตัวต้นกำลังทางไฟฟ้าคือมอเตอร์เป็นตัวขับ เพราะมีความสะดวกในการใช้งานและถูกวัตถุประสงค์มากกว่ามอเตอร์ที่เลือกใช้มีอยู่ 2 ประเภทคือ

DC-MOTOR เป็นมอเตอร์ที่มีการต่อเฟืองและเกลิชว นอนทดในตัว (มอเตอร์ปิดหน้าฟัน) ซึ่งมีข้อดีและข้อเสียดังนี้

ข้อดี

- 1. ควบคุมได้ง่ายด้วยวงจรขั้วธรรมดา
- 2. มีกำลังสูง
- 3. มีเฟืองทดสำเร็จรูปในตัว
- 4. ระบบสามารถล็อกตัวเองได้ เมื่อตัดไฟออก

ข้อเสีย

- 1. ระบบควบคุมต้องเป็น CLOSE LOOP
- 2. กินกระแสไฟฟ้ามก
- 3. ความแม่นยำต่ำ
- 4. ความเฉื่อยมาก ทำให้ต้องมีการ BREAK มอเตอร์

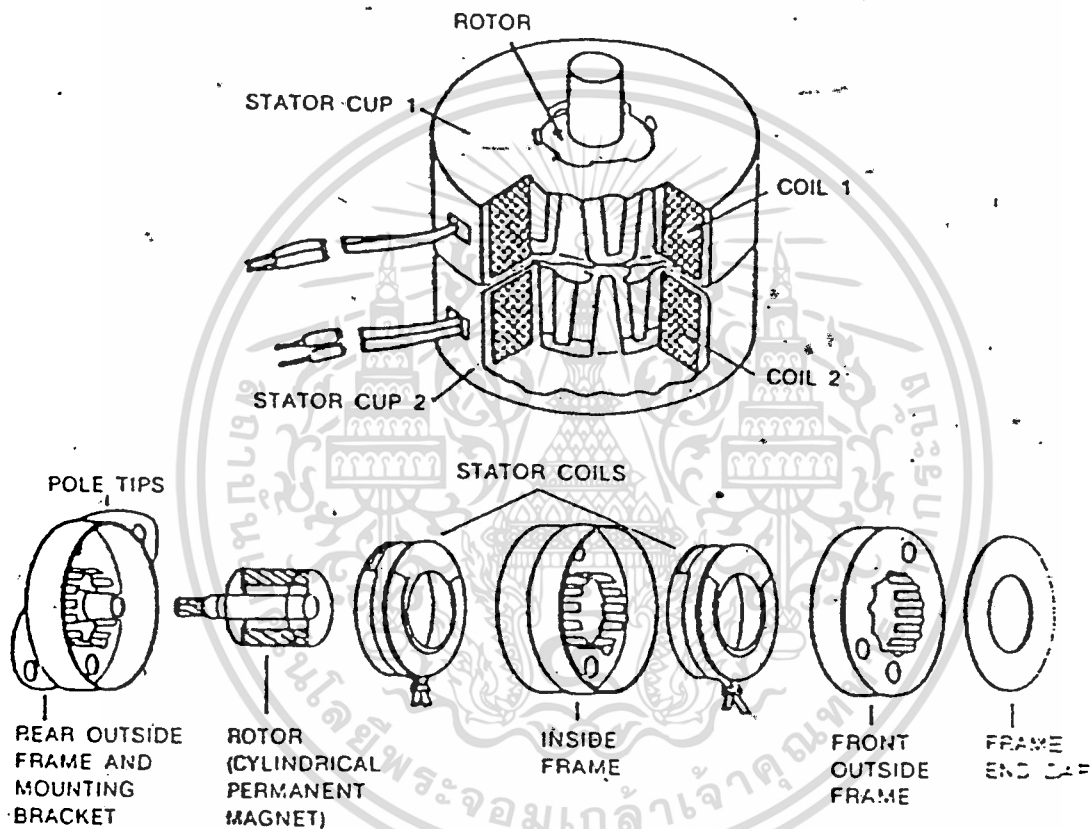
STEPPING MOTOR เป็นมอเตอร์ที่ควบคุมการทำงานด้วยการป้อนกระแสไฟฟ้า ให้ถูกจังหวะและซ้ำให้ถูกต้องตาม SEQUENCE มีลักษณะดังนี้

- 1. ทำงานด้วย ELECTRICAL PULSES
- 2. หมุนไปเป็น STEP เดินหน้าหรือถอยหลังด้วยมุมเล็ก ๆ ตามแต่ละ

PLUSE ป้อนเข้าไป

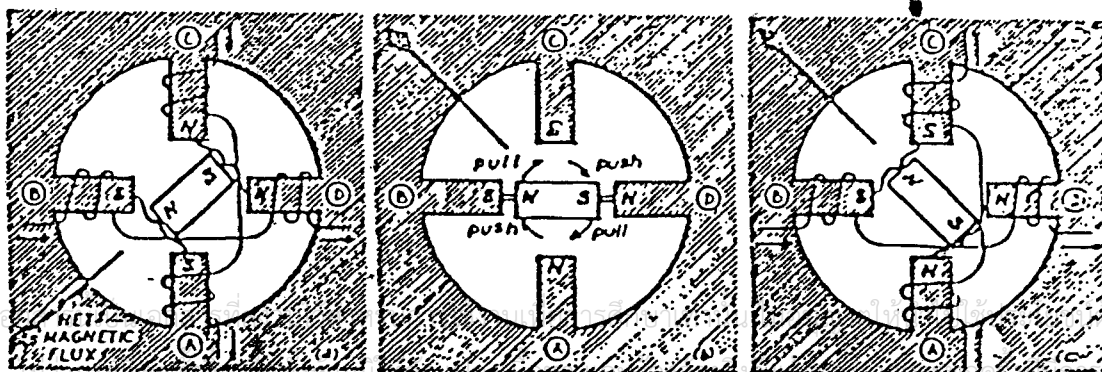
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ถ้าป้อน PLUSE ให้ต่อเนื่องก็จะทำให้มันหมุนอย่างต่อเนื่อง
4. STEPPING MOTOR สามารถทำงานได้อย่าง SYNCHRONIZE กันมากกว่า 1 ตัวด้วย SPEED ที่เท่ากัน
5. ใช้ควบคุมทางตำแหน่งได้อย่างแม่นยำ
6. ควบคุมได้ง่าย และเป็นแบบ OPEN LOOP หรือ CLOSE LOOP ก็ได้
7. มีตำแหน่งหยุดที่แน่นอน

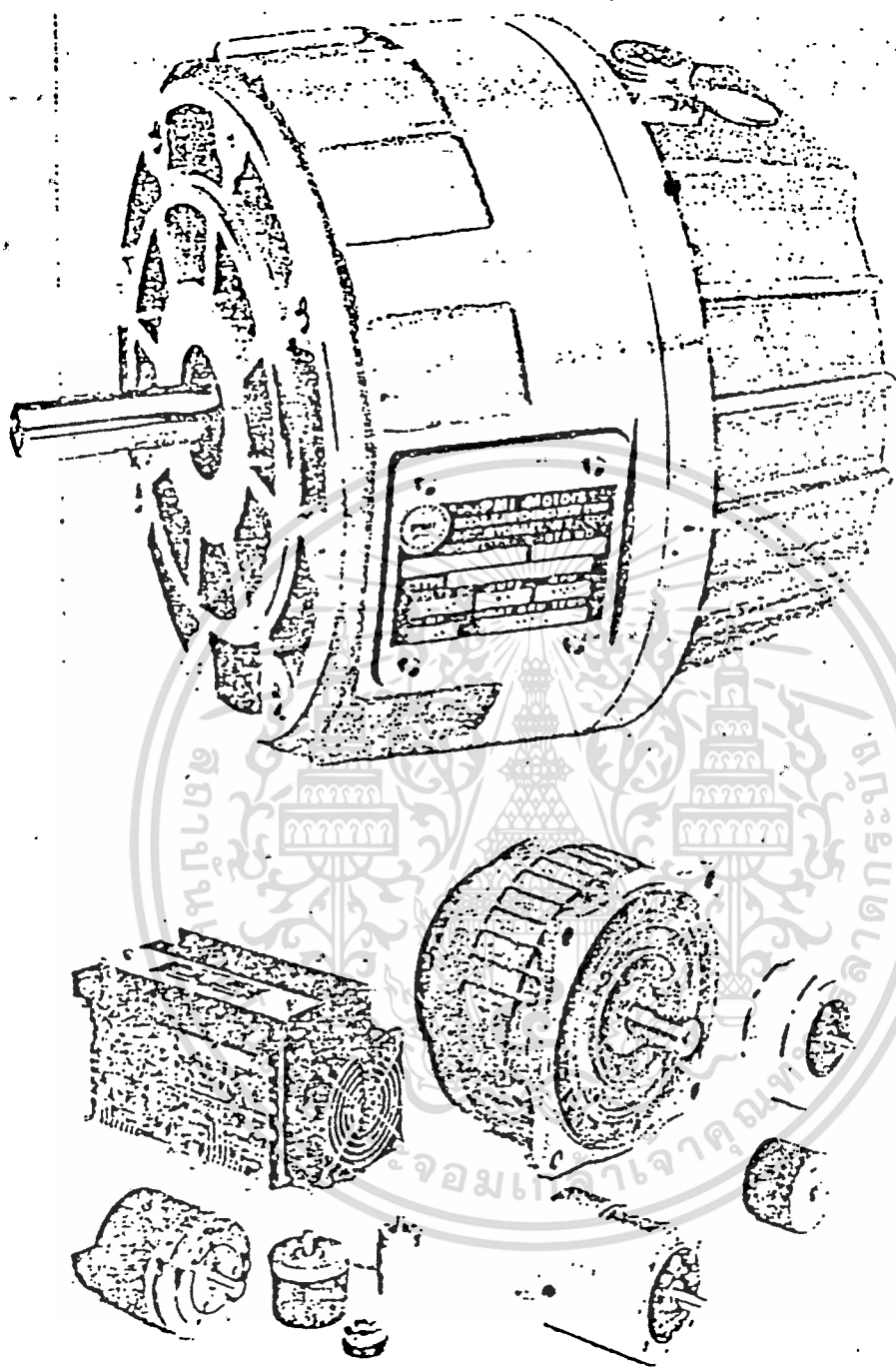


Construction of a stepper motor.

NUMBER OF STEPS/REVOLUTION: 4-200  
 MAXIMUM TURNING TORQUE: 0.17-100 OZ-IN  
 STALL TORQUE: 0.3-200 OZ-IN



Working of a stepper motor.



DC MOTOR.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หลักการท างานของดิซิมอเตอร์

ดิซิมอเตอร์เป็นทรานสดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้ มีลักษณะพิเศษคือแรงบิดของเพลลาของดิซิมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสแอมแปร์แรงบิดของเพลลาของดิซิมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ หลักการนี้แสดงได้ในรูป 1 ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างฟิลด์ที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก และขดลวดตัวนำเหล่านี้อยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ  $r$  ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K I$$

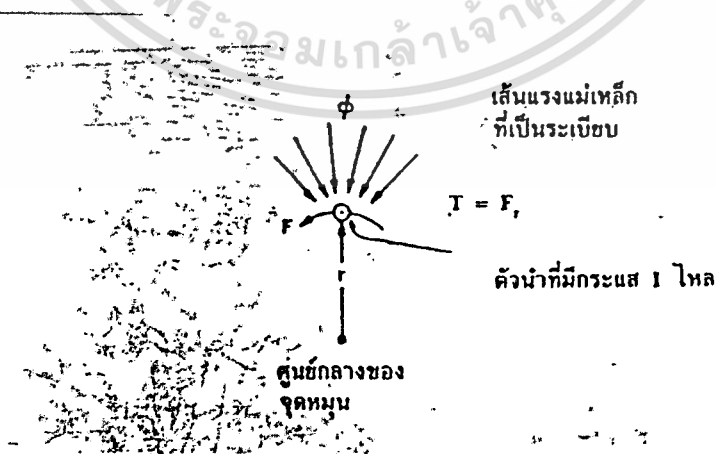
เมื่อ  $T$  คือแรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร

คือเส้นแแม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมแปร์

$I$  คือกระแสเป็นแอมแปร์

และ  $K$  คือตัวคงที่ ดังนั้นแรงบิดของเพลลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแแม่เหล็กและกระแส เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดโวลต์ที่ตัดคร่อมตัวมันเอง โวลต์ที่ตัดใจจะเป็นสัดส่วนกับความถี่และความเร็วของเพลลาของมอเตอร์และด้านกาไรของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์ที่ตัดย้อนกลับนี้และความเร็วของเพลลามอเตอร์คือ

$$E = K \phi \omega$$



รูปที่ 1 แสดงถึงการเกิดแรงบิดในตัวดิซิมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $E$  คือ โวลต์ เต็มจย้อนกลับ  $emf$  มีหน่วยเป็นโวลต์

$\phi$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเวเบอร์

$\omega$  คือ ความเร็วของมอเตอร์มีหน่วยเป็น เรเดียน/วินาที

สมการ (1) และ (2) เป็นสมการที่แสดงถึงหลักการทำงานของ

มอเตอร์

### การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับลักษณะวิธีการสร้างสนามแม่เหล็กของมอเตอร์และขึ้นอยู่กับพื้นฐานการออกแบบโครงสร้างของอาร์มาเจอร์การแบ่งประเภทตามลักษณะการจ่ายสนามแม่เหล็กออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้
2. ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

สำหรับโครงงานนี้เราใช้ดีซีแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ลักษณะของอาร์มาเจอร์เป็นขดลวดหมุน ดังนั้นจะกล่าวรายละเอียดเฉพาะที่ใช้งาน

### ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

ระบบการกระตุ้นฟิลด์ของมอเตอร์โดยทั่วไปในปัจจุบันมักใช้ เป็นแบบแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในรูป 3 ในระบบนี้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างกระแสอาร์มาเจอร์และแรงบิดจะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการ (1) เขียนให้ง่ายขึ้นได้เป็น

$$T = K_1 I$$

และสมการ (3-2) ได้เป็น

$$E = K_C \omega$$

ระบบนี้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์มาเจอร์ แรงบิดและความเร็วอยู่ในลักษณะลิเนียร์

สมการทางไฟฟ้าของดีซีมอเตอร์แบบนี้ เขียนได้ เป็น

$$V = K_C \omega + L \frac{di}{dt} + Ri$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $v$  คือโวลต์เตจที่ป้อนให้กับมอเตอร์

$K_c$  คือค่าคงที่ของโวลต์เตจย้อนกลับ

$L$  คืออินดักแตนซ์ของอาร์มเจอร์

$R$  คือความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์

สมการไดนามิกของมอเตอร์คือ

$$T_g = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f + T_L$$

เมื่อ  $T_g$  คือแรงบิดที่กำเนิดโดยมอเตอร์

$J$  คือผลรวมของโมเมนต์ของแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด

$B$  คือสัมประสิทธิ์ของวิสกอสแดมป์บิง

$T_f$  คือแรงบิดเสียดทานภายใน

$T_L$  คือแรงบิดโหลด

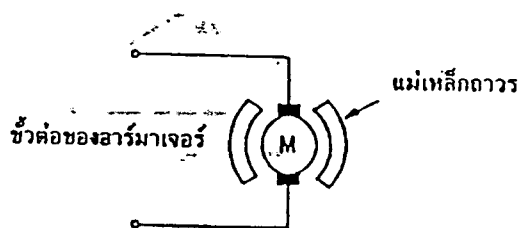
สมการต่างของมอเตอร์แบบแยกกระตุ้นฟิลด์จะเหมือนกับแบบกระตุ้นฟิลด์

คงที่ อย่างไรก็ตามข้อดีของมอเตอร์แบบฟิลด์แม่เหล็กถาวรซึ่งเหนือกว่ามอเตอร์แบบมีโครงสร้างของพิวัดด้วยการพันของขดลวดคือ ไม่มีกำลังสูญเสียในฟิลด์ มีประสิทธิภาพสูงกว่าและมีขนาดเล็กกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ที่มีขนาดกำลังม้าเท่ากันนอกจากนี้ความสัมพันธ์เชิงเส้นในสมการ (1) ยังให้ค่าของกระแสอาร์มเจอร์ที่สูงกว่าดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นขดลวด การประยุกต์ใช้งานเหมาะกับระบบที่ต้องการแรงบิดของโหลดสูง



รูป 2. ชิ้นหม้อเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่งานวิจัยสำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3. ดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร

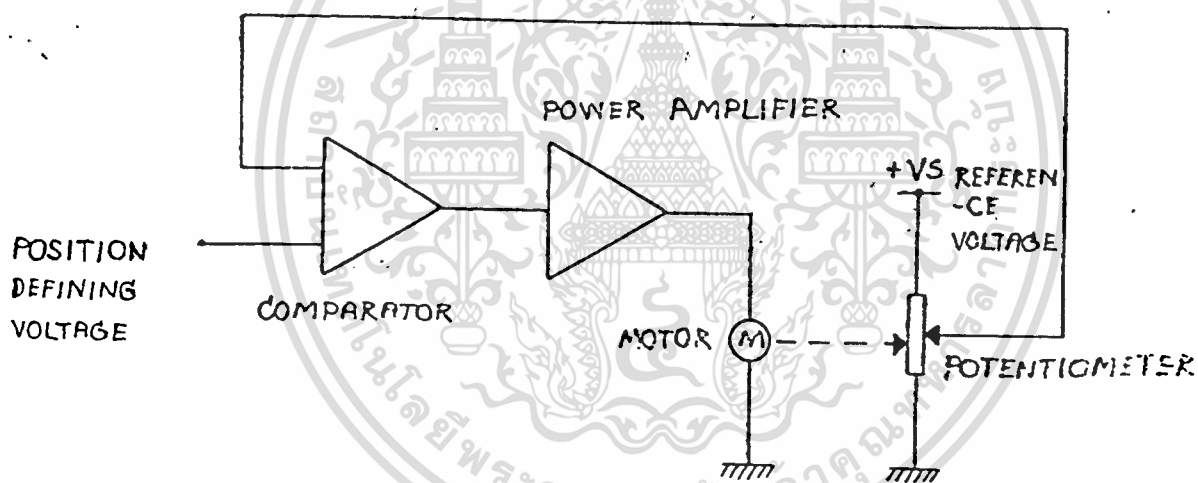


รูป 4. ดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและเกียร์บล็อกสำหรับลดความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุม DC motor

แบบง่าย ๆ ในการควบคุม DC motor ซึ่งอาจจะประกอบไปด้วย Power Amplifier ที่อยู่หน้า Comparator (รูปที่ 1) ซึ่งให้ output voltage ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างที่เคลื่อนที่ไปจริง ถ้า Potentiometer นี้ไปยัง ตำแหน่งที่ต้องการแล้้งหยุด เมื่อเริ่มหมุนอีกจะต้องให้ค่า Voltage ที่บอกตำแหน่งมาใหม่ สมมุติว่า Amplifier นี้เป็นแบบ Linear เมื่อมี Voltage มาขับ Motor จะทำให้ได้ Error Voltage เป็นแบบ Linear ซึ่งเป็นความแตกต่าง ระหว่างการที่กำหนดตำแหน่งที่ต้องการจะไปกับตำแหน่งไปจริง



รูปที่ 1 BASIC D.C. MOTOR CONTROL SYSTEM

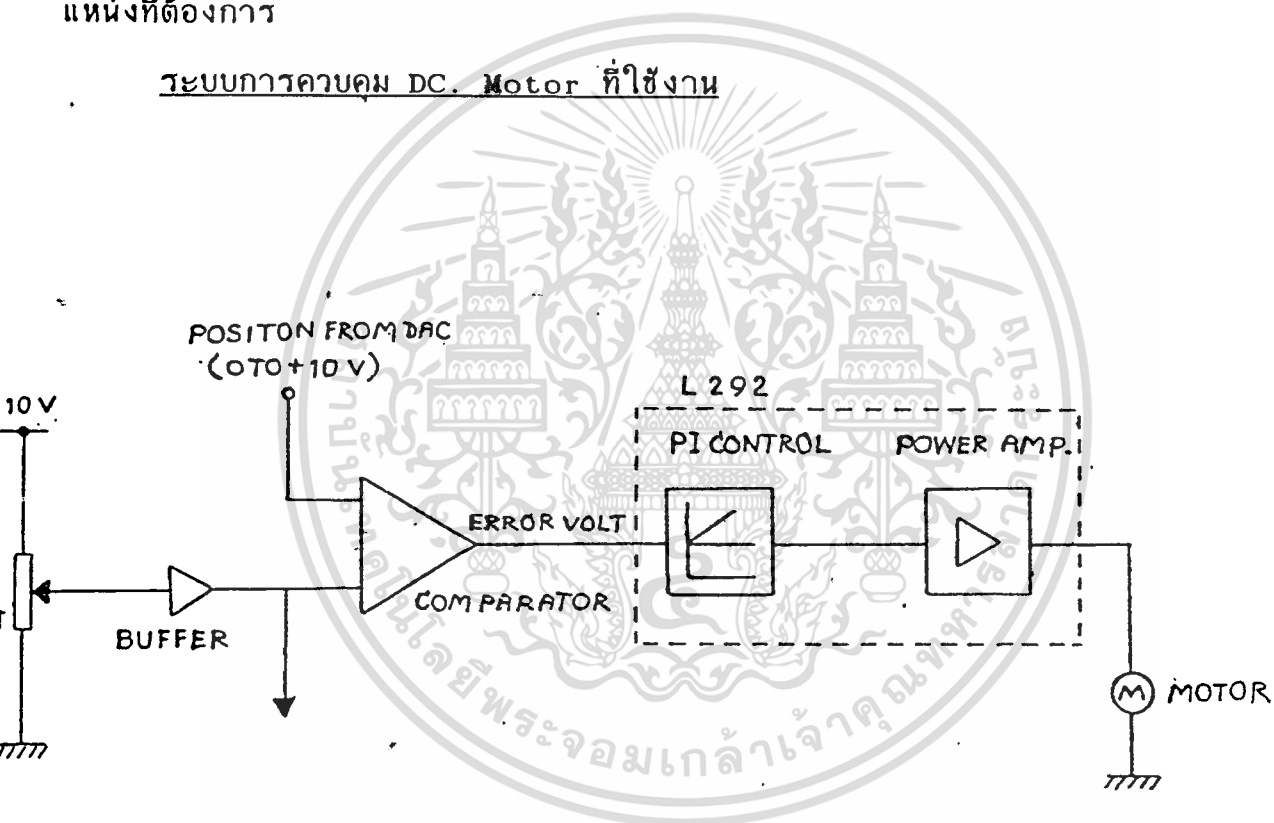
ดังนั้นการกำหนดตำแหน่งที่ต้องการนี้จะไปยัง Motor จะทำให้เกิด การเปลี่ยนแปลงของ Motor โดยจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแล้้งจะค่อยๆช้าลงและจะหยุดในที่สุด เมื่อ Error Voltage นี้เป็นศูนย์ ซึ่งเป็นตำแหน่งจุดหมายที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังที่กล่าวมา เป็นระบบการควบคุมอย่างง่าย โดยที่เรายังไม่ได้สนใจผลของความเฉื่อย ประสิทธิภาพของ Motor ที่แรงเคลื่อนต่ำ ความเฉื่อยนี้จะมีผลในการเพิ่มความแม่นยำของการหยุดตำแหน่งที่ต้องการ เว้นเสียแต่ว่า Gain ของ Amp. จะต่ำมากในการใช้งานที่ Low speed ของแขน ลักษณะโดยมาก Gain นี้จะเปลี่ยนแปลง Voltage ในการขับ Motor ตาม Error Voltage ที่เปลี่ยนแปลง

ความผิดจะเป็นสาเหตุที่ Motor ต้องการจำนวนของ Voltage ก่อนที่จะหมุน ต่อมาเมื่อ Gain ของแขนได้พอแล้วจะหยุดการเคลื่อนที่ก่อนตำแหน่งที่ต้องการ

### ระบบการควบคุม DC Motor ที่ใช้งาน



จากรูปที่ 2 ตำแหน่งของการหมุนในแต่ละครั้งของแขน จะส่งค่าของ Potentiometer และหลังจากปรับ Offset และ Gain ใน Buffer (รูปที่ 3) นี้มีขนาด 0-10V. ซึ่งผ่านไป ADC ไปยัง Computer เพื่อให้รู้ทิศทางและตำแหน่งของแขนแล้วทำการส่งตำแหน่งที่ต้องการกลับมาจาก Computer ให้ DAC เป็น Voltage ขนาด 1-10V. แล้วผ่าน Comparator ซึ่งจากการใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ซึ่งมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบ จะให้ขนาด Error Voltage ขนาด  $-10\text{ V}$  ถึง  $+10\text{ V}$  ไปยัง PI Control ก็จะทำกรปรับ Gain ให้แก่ Amplifier แล้วให้ Voltage ขนาด  $-24$  ถึง  $+24\text{V}$ . แก่ Motor

### สเตปป์มอเตอร

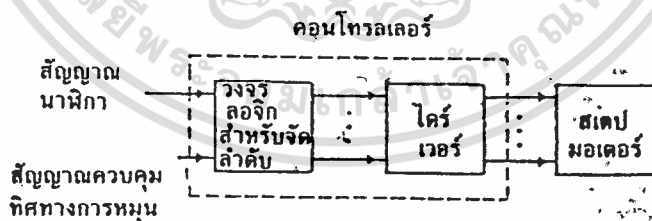
นิยามของสเตปป์มอเตอร จะมีหลากหลายเป็นสเตป

- ป้อนอินพุตด้วยพัลส์ที่มีความถี่ค่าหนึ่ง
- จะสเตปไปหนึ่งสเตปในแต่ละพัลส์
- ขนาดของสเตปขึ้นอยู่กับกาออกแบบสเตปมอเตอร

การทำงานของสเตปมอเตอร ขึ้นอยู่กับพัลส์ที่ป้อนให้กับขดลวดเฟสของมันในลำดับที่ถูกต้องด้วย วงจรลอจิกสำหรับจัดลำดับ (sequencer logic)

- ด้วยกระแสที่พอเพียงโดยวงจรไดร์เวอร์

คอนโทรลเลอร์ของสเตปมอเตอร แสดงได้ดังในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ตัวคอนโทรลเลอร์สำหรับควบคุมการทำงานของสเตปมอเตอร

ในรูปที่ 1 สเตปมอเตอร จะทำงานเมื่อเราป้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

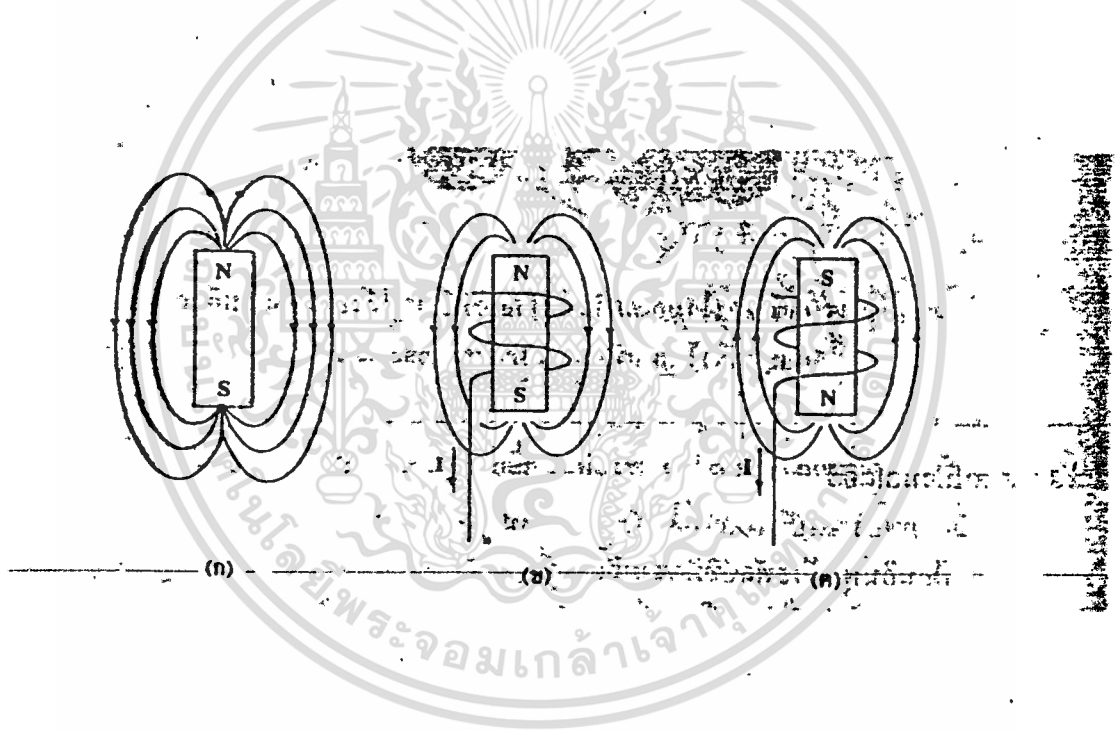
- สัญญาณพัลส์นาฬิกา(clock pulses)
- อินพุทสำหรับควบคุมทิศทางการหมุน
- คอนโทรลเลอร์ของสเตปมอเตอร์จะอินเตอร์เฟสได้โดยตรงกับไมโครโปรเซสเซอร์หรือไมโครคอมพิวเตอร์

ไมโครโปรเซสเซอร์หรือไมโครคอมพิวเตอร์

สเตปมอเตอร์สามารถกำหนดตำแหน่งของโพลได้อย่างเที่ยงตรงมากเนื่องจากแต่ละอินพุทพัลส์จะทำให้สเตปมอเตอร์เคลื่อนที่ไปหนึ่งสเตปอย่างเที่ยงตรง

หลักการทํางานของสเตปมอเตอร์ทั่วๆไป

ในรูปที่ 2 แสดงหลักการพื้นฐานของเส้นแรงแม่เหล็ก



รูปที่ 2 แสดงถึงสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในลักษณะต่างๆ

- ในรูปที่ 2 (ก) สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากแม่เหล็กถาวร
- (ข) สนามแม่เหล็กของแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากกระแส I
- (ค) ขั้วแม่เหล็กกลับทิศทางเมื่อขดลวดถูกพันกลับทิศทางและทิศทาง  
ทางการไหลของกระแสไม่เปลี่ยนแปลง

ในรูปที่ 3 แท่งแม่เหล็กถาวรติดอยู่บนเพลลาและหมุนได้อิสระเหมือนอาร์มาเจอร์ มีขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า 2 ขั้ว ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของโครงโลหะที่เป็นสเต

เอ็กสทรินเป็นเอ็กสทรินที่ส่งวนเวสสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ (stator)

ในรูปที่ 3 ตำแหน่งแกนของอาร์มาเจอร์แม่เหล็กคือ a-a' ซึ่งต่างไปจากตำแหน่งแกนขั้วของแม่เหล็กไฟฟ้าเล็กน้อย เป็นมุม

แรงแม่เหล็กที่เกิดจากการดึงดูดของขั้วแม่เหล็กที่ต่างกันทำให้เกิด ส่วนของแรงปกติ -

$$F_{a'} = F \cos (\text{แรงนี้ตั้งฉากกับแกน } a-a')$$

ทอร์กผลรวม  $T = F_n \cdot R$  (ทำให้อาร์มาเจอร์หมุนไปทิศทาง CW จนกว่าแกน ของอาร์มาเจอร์ a-a' จะอยู่ในแนวเดียวกับแกนขั้วของสเตเตอร์)



รูปที่ 3 แสดงแรงดึงดูดทำให้เกิดทอร์กที่หมุนอาร์มาเจอร์ให้ไปอยู่ในตำแหน่งสมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากมีคู่แม่เหล็กไฟฟ้าหลายๆคู่ขั้วรอบๆ สเตเตอร์และถ้าหากขั้ว เหล่านั้นถูกกระตุ้นด้วยพัลส์ในรูปแบบที่ เรียงลำดับกันไปอาร์มาเจอร์ก็จะหมุนใน รูปลักษณะของสเตปที่เป็นไปตามการหมุนของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากการสวิตซ์ที่ เรียงลำดับของขดลวดขั้วแม่เหล็กไฟฟ้าของสเตเตอร์

การควบคุมสเต็ปिंगมอเตอร์ส่วนใหญ่ใช้2วิธีคือ วิธีแรก ใช้คอมพิว เตอร์หรือซิงเกิลบอร์ดควบคุม ส่วนอีกแบบหนึ่งใช้วงจรถติจิตอลควบคุมซึ่งวิธีแรกนั้น จะต้องทำชุดอินเตอร์เฟสระหว่างคอมพิวเตอรืกับสเต็ปिंगมอเตอร์ และจะต้องมี ซอฟต์แวร์ เพื่อควบคุมสเต็ปึงมอเตอร์ให้ทำงาน วิธีนี้มีข้อเสียคือ ความยุ่งยากใน การเขียนโปรแกรมซึ่งต้องอาศัยความรู้และเทคนิคในการเขียนโปรแกรมอย่าง มาก แต่ก็มีข้อดีคือ สามารถที่จะควบคุมตำแหน่งของสเต็ปึงได้แน่นอนถูกต้องและ มีความละเอียดมาก

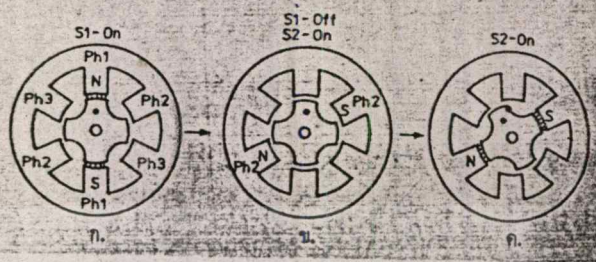
โครงสร้างและการทำงานของสเต็ปึงมอเตอร์

ภายในสเต็ปึงมอเตอร์ประกอบด้วย สเตเตอร์, โรเตอร์, และ ขดลวดประกอบเข้าด้วยกันดังรูป1 (สมมุติเป็นมอเตอร์แบบ 3 เฟส)

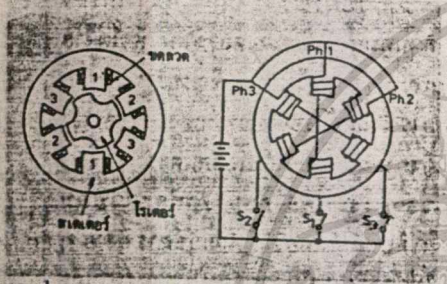
เนื่องจากสเต็ปึงมอเตอร์นี้โรเตอร์เป็นเหล็กอ่อน ซึ่งมีคุณสมบัติ พยายามปรับตัวเองให้อยู่ในแนวทางเส้นแรงแม่เหล็กผ่านมากที่สุดดังในรูป2 เมื่อ เกิดเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นที่สเตเตอร์ตัดผ่านโรเตอร์ ตัวโรเตอร์ก็จะพยายามปรับตัว เองให้เส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านตัวเองมากที่สุดโดยการหมุนตัวเอง ทำให้เกิดมุม ของการหมุนขึ้น และมอเตอร์จะหยุดหมุนเมื่อเส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวมันถึง จุดที่มากที่สุด

การทำให้สเต็ปึงมอเตอร์หมุนก็ทำได้โดยอาศัยหลักการนี้ แต่ต้อง ให้เส้นแรงแม่เหล็กเกิดขึ้น โดยรับช่วงต่อกันไปเรื่อยๆดังรูปที่ 3ก, 3ข และ 3ค ซึ่งแสดงถึงการหมุนของมอเตอร์ โดยทิศทางขึ้นอยู่กับการับกระแสเข้าขดลวด ว่า จะให้ไปทางไหน และเมื่อต้องการให้มอเตอร์หยุดมอเตอร์ก็หยุดการขับโรเตอร์ มอเตอร์ก็จะหยุด ณตำแหน่งสุดท้ายที่มีการขับที่สเตเตอร์ ดังนั้นเราจึงสามารถรู้ค่า

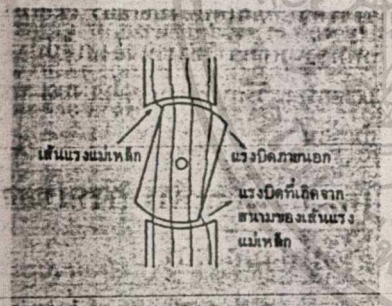
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



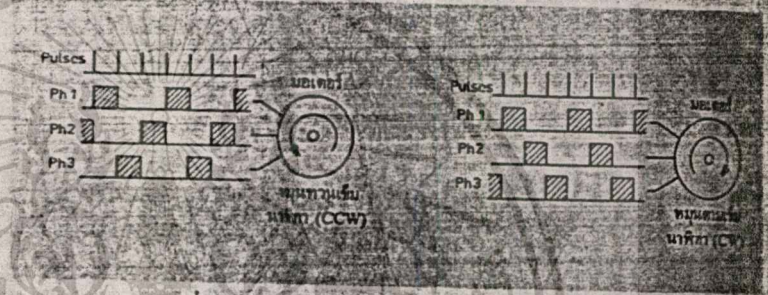
รูปที่ 3 แสดงการเคลื่อนที่ที่ละเอียดเมื่อกระตุ้นเฟส 1 เฟส 2



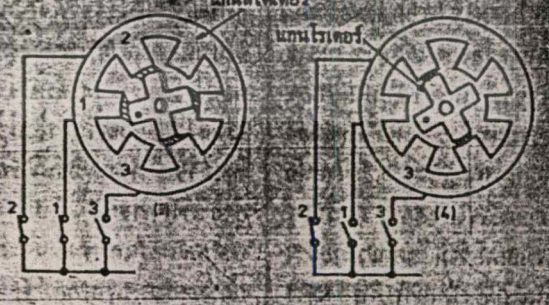
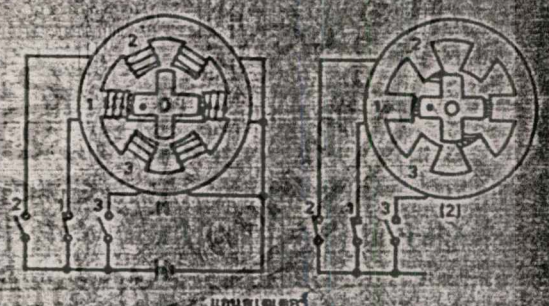
รูปที่ 1 ภาพหน้าตัดของสเต็ปมอเตอร์แบบ 3 เฟส



รูปที่ 2 เส้นแรงแม่เหล็กที่ทำให้เกิดแรงบิด



รูปที่ 4 แสดงการกระตุ้น แบบเค้นหน้าและดอยหลัง



รูปที่ 5 แสดงการทำงานของสเต็ปมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งของมอเตอร์ได้ โดยการนับจำนวนพัลส์ที่ป้อนให้มอเตอร์โดยใช้สูตร

มุมที่เปลี่ยนไป = ค่าของมุมสเต็ป \* จำนวนพัลส์ที่ป้อนให้

### การกระตุ้นเฟสของขดลวดสเตเตอร์

ดังที่รู้จักกันอยู่แล้วว่าในการทำให้สเต็ปิ่งมอเตอร์หมุนนั้นจะต้องกระตุ้นเฟสของขดลวดสเตเตอร์ให้เรียงกันไปเรื่อยๆทางใดทางหนึ่ง ถ้าต้องการให้หมุนกลับ ก็กระตุ้นเฟสในทิศทางกลับกันซึ่งการกระตุ้นเฟสของสเตเตอร์มีอยู่ 3 แบบคือ

1. การกระตุ้นเฟสเดียวเรียกว่า single phase excitation
2. การกระตุ้นสองเฟสเรียกว่าแบบ two phase excitation
3. การกระตุ้นโดยใช้แบบ 1 และ 2 สลับกันเรียกว่าแบบ one-two-phase excitation หรือแบบ half step operation

ในการขับแลการกระตุ้น 2 เฟส เส้นแรงแม่เหล็ก จะไม่ผ่านแกนเหล็ก เป็นเส้นตรงเลขที่เดียวเหมือนแบบกระตุ้นเฟสเดียว แต่จะวกกลับมาเข้าสู่แกนทางด้านข้างๆดังรูปที่ 9 และเส้นแรงแม่เหล็กส่วนหนึ่งจะมาจากแกนตรงข้ามดังรูปที่ 10

การขับสเต็ปิ่งมอเตอร์ แบบกระตุ้นสองเฟสนี้จะมีลักษณะเดียวกันกับการขับแบบกระตุ้นเฟสเดียว แต่ในการกระตุ้นแต่ละครั้งนั้นจะกระตุ้นทีเดียวก่อนกันทั้ง 2 เฟส จะต่างก็ตรงที่การขับแบบ 2 เฟส เข้าตำแหน่งแต่ละสเต็ปได้เร็วกว่าแบบเฟสเดียว และแรงบิดมากกว่าการขับแบบเฟสเดียวอีกด้วย ดังนั้นในโครงการนี้จึงใช้การขับแบบกระตุ้นสองเฟส

### การเกิดออสซิลเลตของสเต็ปิ่งมอเตอร์

ความเร็วของการหมุนของสเต็ปิ่งมอเตอร์เป็นลิเนียร์กับความถี่ที่ป้อนให้สเต็ปิ่งมอเตอร์ แต่เมื่อเราป้อนความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึงความถี่ค่าๆหนึ่ง สเต็ปิ่งมอเตอร์ก็จะหยุดหมุน เนื่องจากเวลาที่โรเตอร์หมุนตามพัลส์แม่เหล็กไม่ทัน เราเรียกว่า มอเตอร์เกิดการออสซิลเลต ซึ่งมอเตอร์แต่ละตัวจะออสซิลเลตที่ความถี่ต่างกันไป โดยทั่วไปจะออสซิลเลตที่ความถี่ประมาณ 500 Hz ในการ

ขับกระตุ้น 1 หรือ 2 เฟส และจะมีความถี่ประมาณ 1 KHz เมื่อขับแบบครึ่งสเต็ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เมื่อลดความถี่ให้ต่ำลงมอเตอร์จะไม่หมุนทันทีและเมื่อความถี่  
 ลงจนถึงความถี่หนึ่งมอเตอร์จึงจะเริ่มหมุนอีกครั้ง นั่นก็คือ มอเตอร์มีฮิสเทอรีซิส  
 ซึ่งมอเตอร์จะเริ่มหมุนที่ความถี่ประมาณ 200 Hz ในการขับแบบ 1 หรือ 2 เฟส  
 และมีความถี่ประมาณ 150 Hz เมื่อขับแบบครึ่งสเต็ป

| สัญญาณนาฬิกาที่ | R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| เฟสที่ 1        | ■ |   |   | ■ |   |   | ■ |   |   |
| เฟสที่ 2        |   | ■ |   |   | ■ |   |   | ■ |   |
| เฟสที่ 3        |   |   | ■ |   |   | ■ |   |   | ■ |

รูปที่ 6 แสดงการกระตุ้นแบบเฟสเดียว

| สัญญาณนาฬิกาที่ | R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| เฟสที่ 1        |   | ■ |   | ■ |   | ■ |   | ■ |   |
| เฟสที่ 2        |   |   | ■ |   | ■ |   | ■ |   | ■ |
| เฟสที่ 3        |   |   |   | ■ |   |   | ■ |   |   |

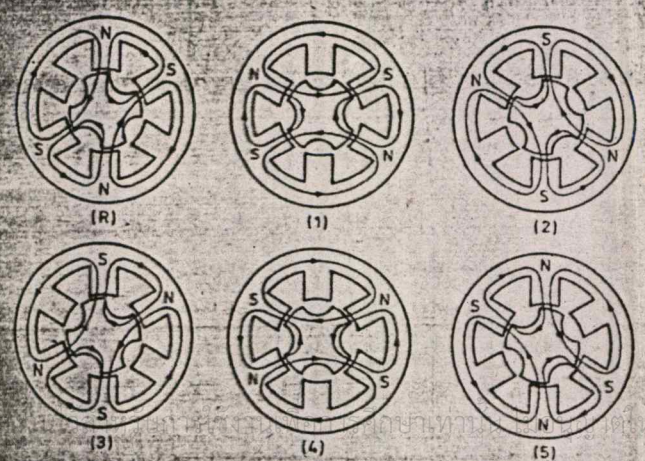
รูปที่ 7 แสดงการกระตุ้นแบบสองเฟส

| สัญญาณนาฬิกาที่ | R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| เฟสที่ 1        |   |   |   |   |   |   | ■ |   |   |
| เฟสที่ 2        |   |   |   |   |   |   |   | ■ |   |
| เฟสที่ 3        |   |   |   |   |   |   |   |   | ■ |

รูปที่ 8 แสดงการกระตุ้นแบบครึ่งสเต็ป



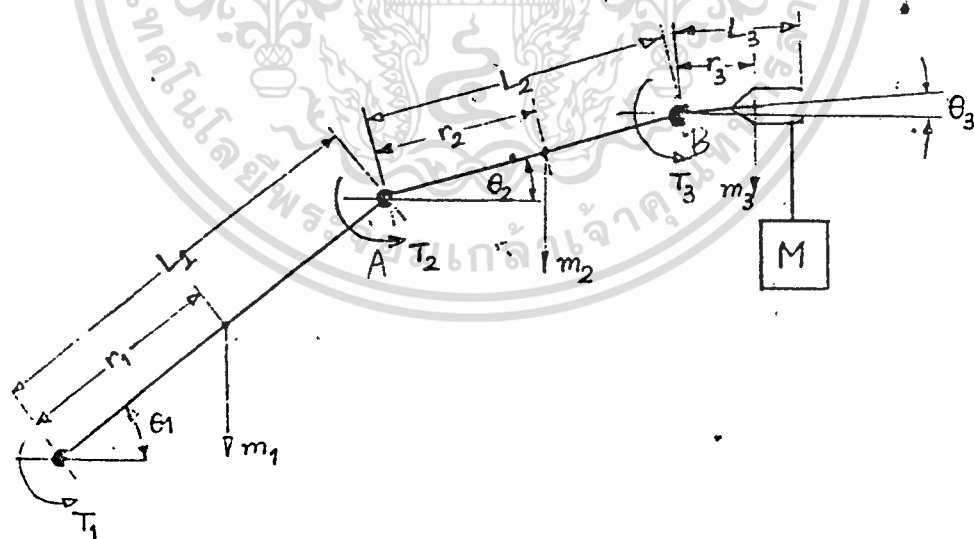
รูปที่ 9 เส้นแรงแม่เหล็กเมื่อขับแบบ 2 เฟส



รูปที่ 10 ลักษณะเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อขับแบบ 2 เฟส

### ส่วนแขน งานหมุน ล้อ และระบบขับเคลื่อน

ส่วนที่สำคัญมากอีกส่วนหนึ่งของระบบมือกลก็คือแขน เพราะฉะนั้นในการเข้าถึงชิ้นงาน ระบบนี้จะเป็นตัวรับน้ำหนัก (LOAD) รวมทั้งส่งผ่านกำลังจากมอเตอร์ ไปยังปลายแขน โครงสร้างของส่วนนี้จำเป็นต้องมีความแข็งแรงพอที่จะรับน้ำหนักได้ดี สำหรับแขนที่ยาวนั้น จะกินพื้นที่ครอบคลุมในการทำงานได้ยากแต่ก็มีข้อเสียเปรียบเชิงกลมาก ดังนั้น MOTOR ที่หัวไหล่และข้อศอกจะต้องทำงานหนักขึ้นมาก วิธีการแก้ปัญหาอันนี้เราได้อาศัยหลักการ TAKE MOMENT โดยมีจุดหมุนอยู่ที่แกน SHOULDER AXIS ซึ่งใช้เพลลา 10mm. ปลายโคนแขนอีกข้างหนึ่งจะใส่ก้อนน้ำหนักถ่วงไว้ (balance weight) เพื่อให้ในขณะที่ยังไม่มีการยก LOAD MOTOR ก็แทบจะไม่ต้องอาศัยแรงยกเลย ด้วยวิธีนี้เราจะเพิ่มความสามารถในการยกน้ำหนักได้มาก แต่ก็ต้องคำนึงถึงความแข็งแรงของแขนด้วย



การคำนวณ MOMENT ของแขน

ให้ L1 แทนความยาวของแขน UPPER ARM จากจุด O ถึงจุด A

ให้ L2 แทนความยาวของแขน LOWER ARM จากจุด A ถึงจุด B

ให้ L3 แทนความยาวของแขน GRIPPER จากจุด B เป็นต้นไป

ให้ m1 แทนมวลของ UPPER ARM

ให้ m2 แทนมวลของ LOWER ARM

ให้ m3 แทนมวลของ GRIPPER

ให้ r1 แทนระยะทางจากจุด O (โอ) ไปยังจุด CM ของ UPPER ARM

ให้ r2 แทนระยะทางจากจุด A (เอ) ไปยังจุด CM ของ LOWER ARM

ให้ r3 แทนระยะทางจากจุด B (บี) ไปยังจุด CM ของ GRIPPER

ให้ 01 แทนมุมที่ UPPER ARM ทำกับ แนวระดับ

ให้ 02 แทนมุมที่ LOWER ARM ทำกับ แนวระดับ

ให้ 03 แทนมุมที่ GRIPPER ทำกับ แนวระดับ

ให้ L4 แทนความยาวของโคนแขนส่วนยึดมอเตอร์และ BALANCE

#### WEIGHTS

ทำการ take moment ที่จุด O

$$T1 = m1g(r1\cos01) + m2g(r2\cos02 + L1\cos01) \\ + m3g(r3\cos03 + L2\cos02 + L1\cos01) \\ + Mg(L3\cos03 + L2\cos02 + L1\cos01)$$

ดังนั้น M1 ต้องมี torque สูงขนาด T1 เพื่อยกมวล M ที่ปลายมือให้ได้

Take moment ที่จุด A

$$T2 = m2g(r2\cos02) + m3g(r3\cos03 + L2\cos02) \\ + Mg(L3\cos03 + L2\cos02)$$

นั่นคือ ที่จุด A จะต้อง มี Torque = T2

Take moment ที่จุด B

$$T3 = m3gr3\cos03 + MgL3\cos03$$

ดังนั้นที่จุด B จะต้อง มี Torque = T3

## ตัวประกอบในการเลือกใช้และออกแบบ GRIPPERS

ATOR

### การพิจารณา

คนที่ต้องเคลื่อนย้าย

- น้ำหนักและขนาด
- รูปร่าง
- การเปลี่ยนแปลง รูปร่างและการทำงาน

ารส่งจ่ายกำลังงานแก่สัญญาณ

- นิวเมติก
- ไฟฟ้า
- ไฮดรอลิค

งที่ตัว GRIPPER

- กลไก
- น้ำหนักของวัตถุ
- วิธีการจับยึด
- ส.ป.ส. ความเสียดทานระหว่าง GRIPPER กับวัตถุ
- ความเร็ว และ วัตถุ

หาในการกำหนดตำแหน่ง

- ความยาวของส่วนที่เป็นนิ้วมือ
- ความเที่ยงตรงและความสามารถในการทำซ้ำ
- ระยะของชิ้นงาน

ภาพแวดล้อมในการทำงาน

- ความร้อนและอุณหภูมิ, ความชื้น
- ฝุ่นละออง, สารเคมี

วัสดุที่ใช้ในการสร้าง

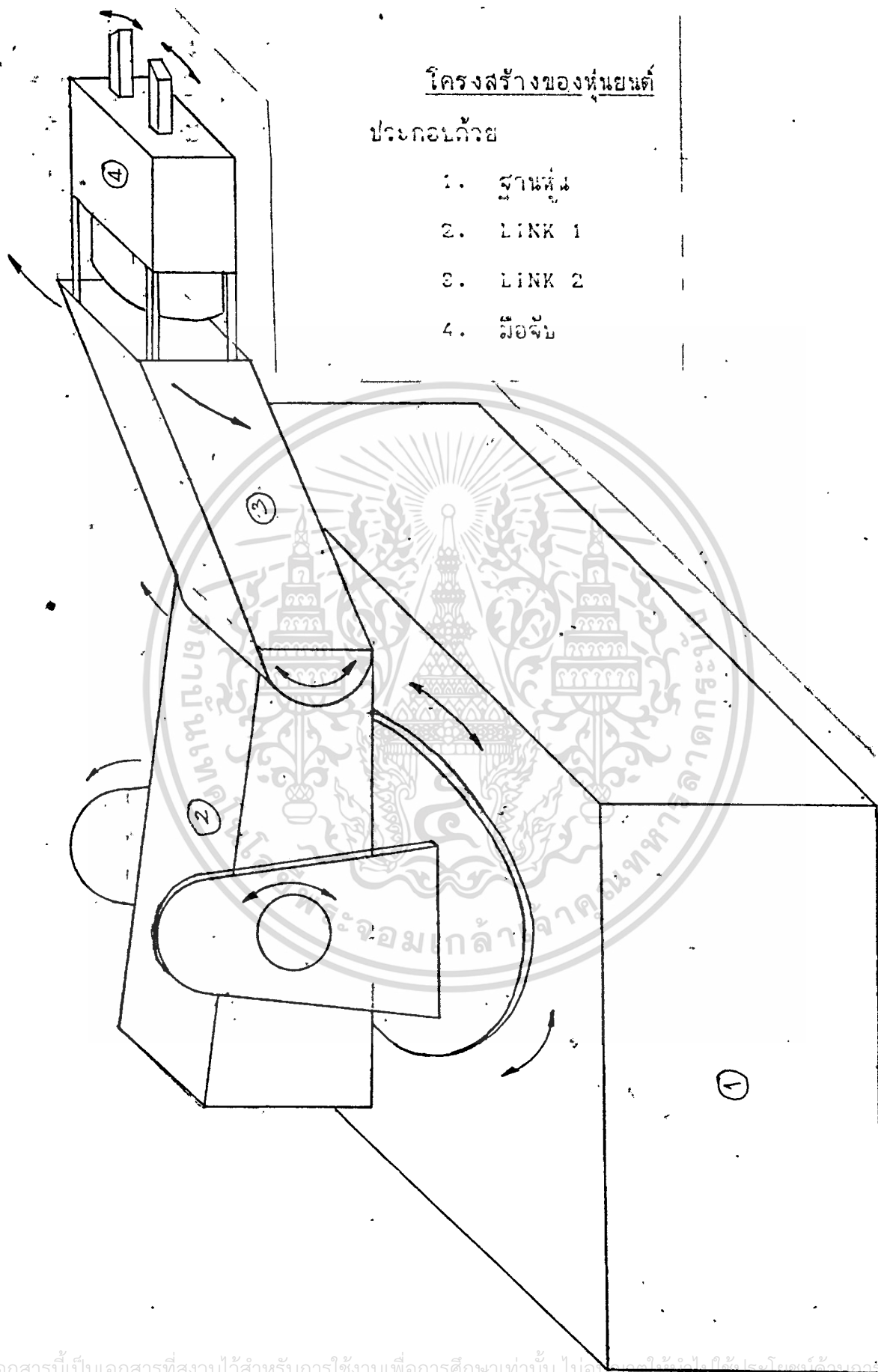
- ความแข็งแรง, ความแกร่ง, ความทนทาน
- ราคาและความยากง่ายในการสร้าง
- การเปลี่ยนแปลง Fingers
- แบบมาตรฐาน
- การจับยึดเข้ากับตัวแขน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### โครงสร้างของหุ่นยนต์

#### ประกอบไปด้วย

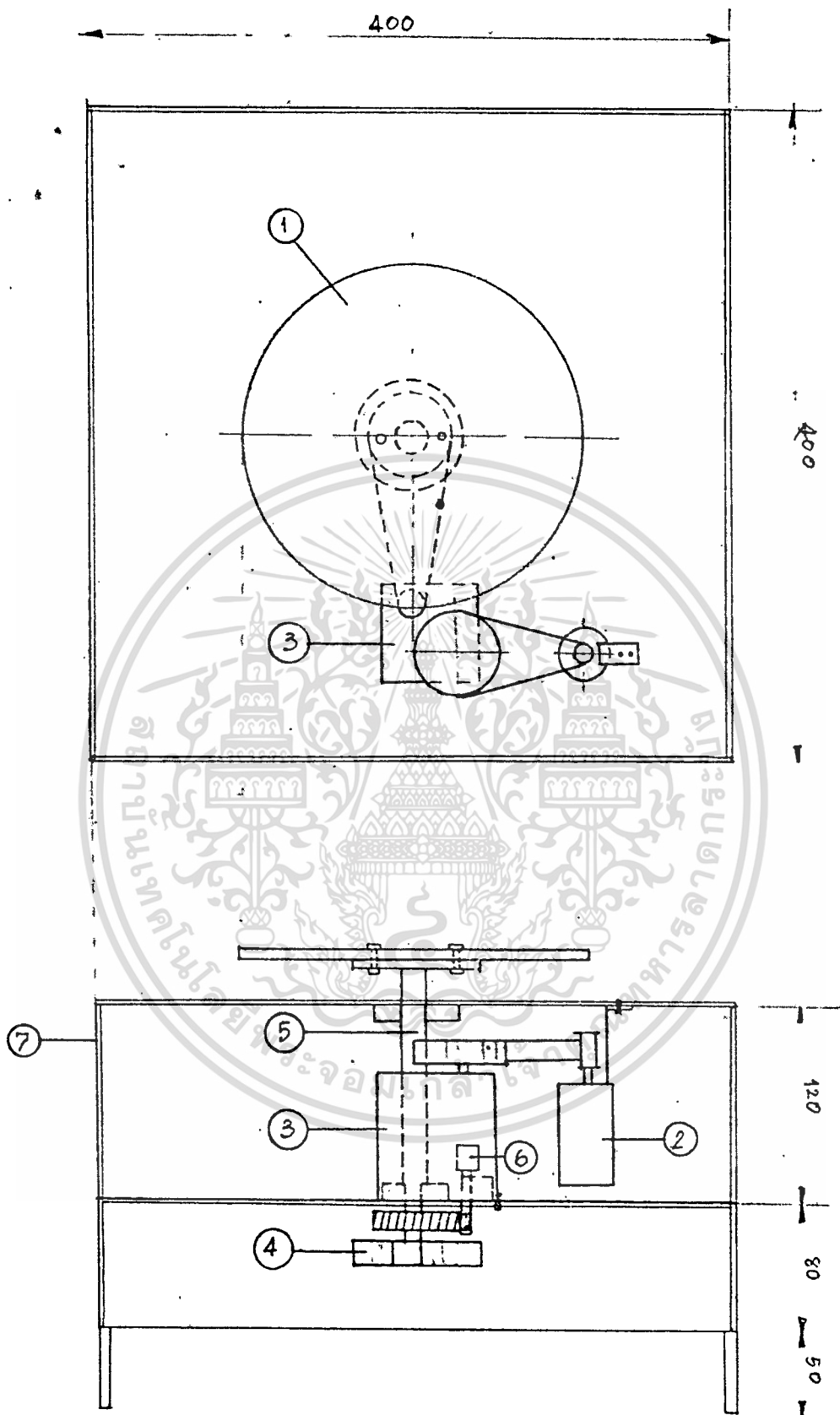
1. ฐานหุ่น
2. LINK 1
3. LINK 2
4. มือจับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

### งานหมุน ประกอบด้วย

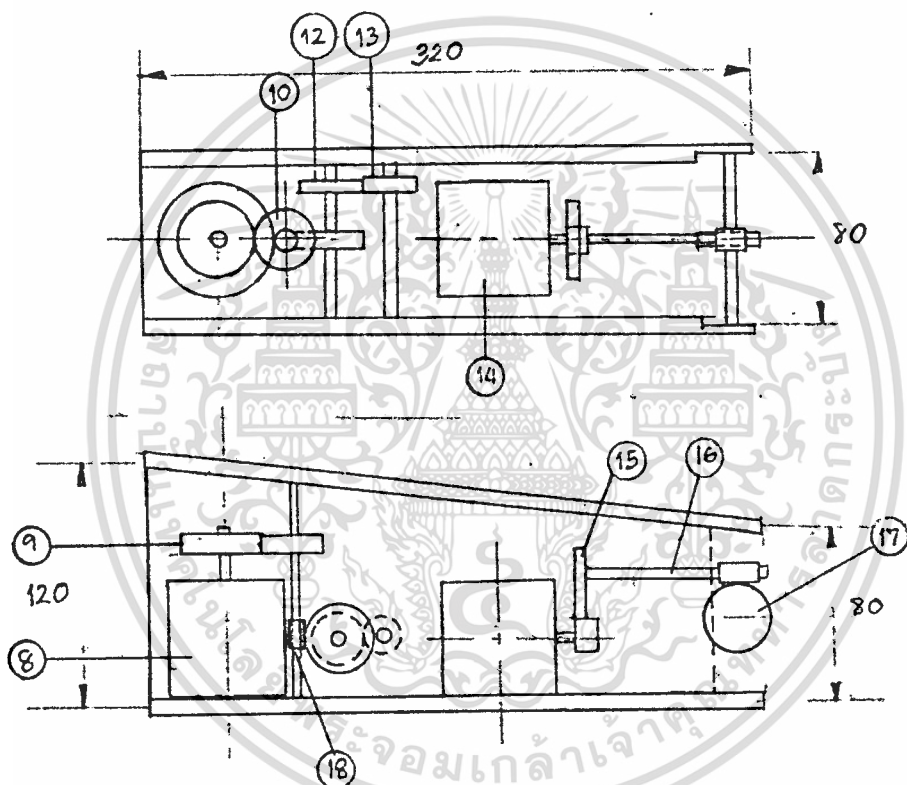
1. งานหมุนทากจากเหล็ก  $\phi = 222$  มม. ทนหนา = 10 มม.  
มีหน้าที่รองรับส่วนแขนของหุ่น เพื่อให้แขนหมุนรอบตัวเอง
2. DC MOTOR 24V  
มีหน้าที่ขับเคลื่อนเฟืองสำหรับหมุนงานโดยใช้สายพานต่อจาก DC MOTOR ไปขับเฟืองมีอัตราทด 1:5
3. เฟืองชุด 1:45  
มีหน้าที่รับการขับจาก DC MOTOR โดยรับทางสายพาน
4. เฟืองขับงานหมุน  
มีหน้าที่รับแรงขับจากเฟืองชุดโดยใช้เฟืองขนาด 18:44 การขับเฟืองใช้สายพานชนิดมีฟันเฟือง
5. เพลาขับงานหมุน  
มีหน้าที่ส่งแรงจากเฟืองขับงานหมุนสู่งานหมุน
6. ตัวต้านทานปรับค่าอย่างละเอียด และเป็น LINEAR 10 รอบต่อ 2K  
มีหน้าที่วัดมุมองศาของงานที่เปลี่ยนแล้วรับเป็นความต้านทานต่อผ่านแรงดัน แล้วส่งแรงดันไปให้ตัวควบคุม เพื่อสั่งการทำงานของ MOTOR
7. โครงงานขนาด 400 x 400 x ทากจากเหล็กฉาก มีผ่าข้างเป็นเหล็กหนา 2 มม. 200 x 400 มีพื้นบนและล่างเป็นเหล็กแผ่นหนา 5 มม. ขนาด 400 x 400



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### LINK 1 (เปรียบเสมือนแขนท่อนบนของคน)

มีหน้าที่ยก LINK 2 และมือจับ ขึ้นลงแนวตั้ง ภายในประกอบด้วย STEPPING MOTOR 2 ตัว โดยตัวที่ 1 ใช้สำหรับขับเคลื่อนเพื่องสำหรับยก LINK 1 ขึ้นลง โดยมีแกนหมุนของการยกขึ้นลงอยู่บนจานหมุน ส่วน STEPPING MOTOR ตัวที่ 2 อยู่ที่ปลาย LINK 1 มีหน้าที่ยกขึ้นลงของ LINK 2 โดยแกนการหมุนอยู่ที่ LINK 1 โดยที่ STEPPING MOTOR แต่ละตัวจะขับเคลื่อนเพื่องทด ดังรูป



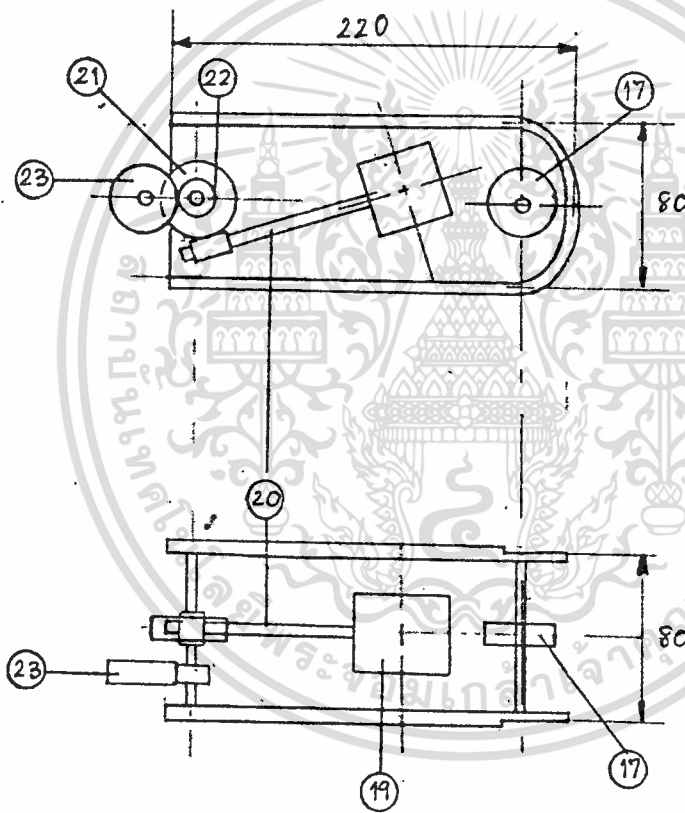
- |   |  |
|---|--|
| 8. STEPPING MOTOR                               | 13. เพื่องตรง MODUL 1 40 ฟัน   |
| 9. เพื่องพลาสติก MODUL 1 70 ฟัน                 | 14. STEPPING MOTOR   |
| 10. เพื่องพลาสติก MODUL 1 50 ฟัน                | 15. ชุดเพื่องทด อัตราทด 1.75:1   |
| 11. เพื่องพลาสติก MODUL 1.0 (เพื่องเล็ง)        | 16. เพื่องพลาสติก 40 ฟัน 200 มม. ปลายด้านหนึ่งทำเป็นเกลียวท่อน MODUL 0.8 |
| 12. เพื่องตรง MODUL 1 36 ฟัน                    |  |
| 17. เพื่องพลาสติก MODUL 0.8 (เพื่องเล็ง) 65 ฟัน |  |
| 18. เพื่องท่อน MODUL 0.8 1 ชุด                  |  |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LINK 2 (เปรียบเสมือนแขนท่อนล่างของคน)

มีหน้าที่ยกส่วนของมือจับต่อจาก LINK 1 เนื่องจาก LINK 1 มีขอบเขตการยกขึ้นลงจำกัด เพื่อให้ส่วนมือสามารถจับสิ่งของได้กว้างมากขึ้น และภายใน LINK 2 ยังมี STEPPING MOTOR และชุดเฟืองทดอีกเพื่อใช้ขับเคลื่อนส่วนของมือจับไปทางซ้ายหรือขวา ซึ่งมีลักษณะเหมือนข้อมือของคน ลักษณะของ LINK 2 ดังรูป

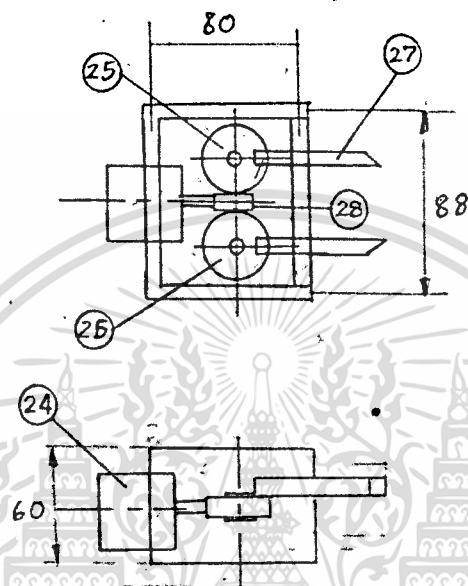


- |   |   |
|---|---|
| 17. เฟืองพลาสติก MODUL 0.8 (เฟือง) 65 ฟัน   | 19. STEPPING MOTOR                            |
| 20. เกียร์รทอน (อคูมีเนชัน) MODUL 0.8 : 1:1 | 21. เฟืองพลาสติก MODUL 0.8 (เฟืองเส้น) 65 ฟัน |
| 22. เฟืองพลาสติก MODUL 1.5 40 ฟัน           | 23. เฟืองพลาสติก MODUL 1.5 32 ฟัน             |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มือจับ จะถูกต่อจาก LINK 2 มีลักษณะเป็นปากคีบ(คล้ายตะเกียบ)

มีหน้าที่สำหรับหยิบจับสิ่งของ ซึ่งการหยิบจับนี้ถูกขับโดย STEPPING MOTOR ผ่านเกสียวหนอน และเฟืองเฉียง ซึ่งจะเพิ่มแรงในการคีบสิ่งของได้ ลักษณะของมือจับ ดังรูป



24. STEPPING MOTOR  
 25. เฟืองพลาสติก MODUL 0.8 (เฟือง) 27. ปากจับ  
 26. เฟืองพลาสติก MODUL 0.8 (เฟืองเฉียง) 60 ฟัน 28. เกสียวหนอนทำจากอลูมิเนียม

## การทำงานของวงจร CONTROL DC MOTOR

จากวงจร IC1a นี้เป็น High Impedance เป็น Buffer มี Gain = 1 เมื่อหลีกเลี่ยงการต่อกับโหลดโดยตรง ถ้า Potentiometer อยู่ในตำแหน่งที่ศูนย์ จะต้องมีความ Voltage เท่ากับศูนย์จริงๆ ไม่เช่นนั้นจะต้องทำการปรับ Voltage ให้เป็นศูนย์ที่ VR1 gain ของ IC1b จะให้ขนาดของแรงเคลื่อน 0-10 V.

IC2b เป็น Inverter ซึ่ง Feedback Voltage ไปยัง ADC. เป็นบวก D1 จะป้องกันแรงเคลื่อนย้อนกลับที่จะทำให้ค่าเพิ่มขึ้น IC2a นี้เป็น Comparator เปรียบเทียบกับ Feedback Voltage จาก IC2b กับตำแหน่งที่ต้องการจะไปจาก Computer มาซึ่ง DAC. เป็น Voltage ซึ่งค่าที่ได้จากการเปรียบเทียบ เป็น Error Voltage ไปยังจุด Summing ของ IC3a ซึ่งจะมีการป้อนกลับจาก L292 โดยผ่านทางความต้านทาน 510 ผ่านวงจร Integrator คือ IC3b มาซึ่งจุด Summing เช่นเดียวกันเพื่อขยายเพิ่มแรงบิดในช่วงที่ error Voltage เข้าใกล้ศูนย์และแรงเคลื่อนที่ออกจาก IC3a ไปยัง L292 ซึ่งเป็นเสมือนตัว Power Transconductance amplifier การกำหนดทิศทางการหมุนนั้นขึ้นอยู่กับ การ Summing ระหว่าง Error Voltage กับ แรงเคลื่อนที่รวม ค.ต.ท. 510

### การคำนวณ L292

A: Data -motor characteristic :  $L_m = 5.3 \text{ mH}$

$R_m = 13$

$$L_m/R_m = 4.08 \text{ mSEC.}$$

-Voltage and current characteristics:

$$V_s = 28V. \quad I_m = 2A$$

$$V_{i\max} = 10 V.$$

-closed loop bandwidth : 3 KHz  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B: Calculation-From relationship(4): จากคู่มือท้ายเล่ม

$$R_3 = 0.044 / I_m = 0.25$$

and from (1) : ดูจากคู่มือท้ายเล่ม

$$G_m = 2V_s / R_m V_r = 0.538$$

$$-RC = 1\text{msec [from expression(2)]}$$

-Assuming  $= 1 / \sqrt{2}$  ; from (7) follows:

$$= 1/2 * \frac{400c}{4R_f C_f * 0.2}$$

-The cut off frequency is :

$$F_t = 143 * 10^{-3} / R_f C_f$$

$$= 3. \text{ KHz}$$

C: Summaising  $-RC = 1 * 10^{-3} \text{ sec}$

$$= 1000C / R_f C_f$$

$$= R_f C_f = 47 \text{ uF}$$

$$C = 47 \text{ uF}$$

$$R = 9k$$

$$R_f = 510$$

$$C_f = 100\text{uF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สรุปผลการทดลองด้านแขนง

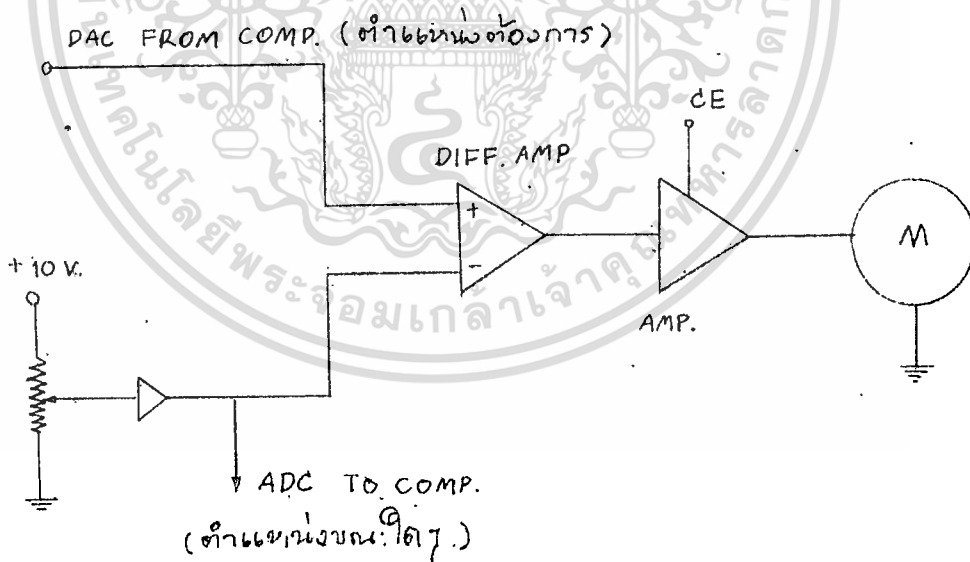
- ในการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง สามารถควบคุมได้ค่อนข้างแม่นยำ จะมีผิดพลาดได้นิดหน่อยเนื่องจากความผิดพลาดของความต้านทานต่าง ๆ เมื่อต่อผ่าน Amp แล้วสัญญาณนี้จะเพิ่มมากขึ้นทำให้ วงจรควบคุมมอเตอร์ไม่สามารถตัดการทำงานของมอเตอร์ได้. จะต้องอาศัยสัญญาณ CB จากคอมพิวเตอร์มาตัด

ส่วนทางด้านเมืองทอนั้น จากการทดสอบแล้วทำให้สามารถรับการได้ประมาณ 25-30 กก. โดยใช้ มอเตอร์กระแสตรงขนาดเล็ก ๆ ขับได้ และเราต้องการวงจรควบคุมไปมอเตอร์ขนาดใหญ่ขึ้นหรือใช้ในงานที่มีภาระมาก ๆ ก็ทำได้โดยการเพิ่มทรานซิลเตอร์ภายนอก (ตาม DATA SHEET ของ IC L 292 ในภาคผนวก) ก็จะสามารถควบคุมได้

ปัญหาในการทำส่วนของแขนง คือ ขาดเครื่องมือสำหรับทำ เช่น เครื่องกลึง เครื่องกัดฟันเฟืองจึงต้องไปจ้างร้านทำซึ่งทำให้ราคาการลงทุนสูงมากส่วนในการทดลองเฟืองได้จากการซื้อของเก่ามา ทำให้เกิดปัญหา คือ ฟันเฟืองขบกันไม่พอดีทำให้เกิดคลอนไต่

### ผลการทดลองทางด้านแขนกล

- ส่วนของการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง (Direct Current Motor) สามารถควบคุมได้ค่อนข้างจะแม่นยำ เมื่อเราป้อนตำแหน่งเป็นโวลต์เตจ โดยการเทียบกับองศาของการหมุน เช่น 360 องศา เท่ากับ 8 โวลต์ ดังนั้น 90 องศา จะเท่ากับ 2 โวลต์ ซึ่งในการส่งแรงดันแทนตำแหน่งองศา นั้น ได้รับการเปรียบเทียบจากคอมพิวเตอร์ แล้วเปลี่ยนจากขนาดแบบ Digital เป็น Analog ส่วนตำแหน่งของแขนกล(ส่วนฐาน) จะถูกดึงตำแหน่งกับไปทุกขณะ โดยใช้ความต้านทานชนิดปรับโดยละเอียด และเป็นเชิงเส้นตรงต่อผ่านแรงดัน กลับไปเปรียบเทียบที่คอมพิวเตอร์ โดยแปลงจาก Analog เป็นต้น Digital แล้วคอมพิวเตอร์จะนำเอาค่า Digital ที่ได้ไปเทียบกับส่วนของคอมพิวเตอร์ที่ให้มาในกรณีที่ว่าค่าจากความต้านทานมากกว่ามอเตอร์จะหมุนกลับ แต่ถ้าค่าจากความต้านทานน้อยกว่ามอเตอร์จะหมุนไปตามเข็มนาฬิกา และถ้าทั้งสองค่าเท่ากันแล้วคอมพิวเตอร์ส่งสัญญาณ CE (สัญญาณแรงดันต่ำ) ให้ชุดควบคุมเพื่อหยุดการทำงานของมอเตอร์ ลักษณะวงจรแบบง่าย ๆ เป็นดังรูป



- ส่วนของแขนกล (ฐานหมุน) มอเตอร์ สามารถขับฐานหมุนได้โดยการทดเฟืองทำให้ ฐานหมุนสามารถรองรับโหลดที่มีน้ำหนักได้ประมาณ 25-30 กก. ทางด้านโครงสร้างทำจากเหล็กแผ่นมีความแข็งแรงพอสมควรและมีน้ำหนักประมาณ 50 กก. จึงสามารถถ่วงส่วนของแขนได้โดยจะไม่เกิดการล้ม ในกรณี

ที่เราต่อส่วนของแขนออกไป เป็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนของ Stepping motor นั้น เราสามารถควบคุมเป็นแบบ open loop ได้โดยป้อนสัญญาณให้กลับวงจรขับเคลื่อนแล้วนับเพื่อเปรียบเทียบกับองศา เช่น เราป้อน 1 ครั้ง Stepping motor จะหมุนไป 1.8 องศา ดังนั้นถ้าเราป้อน 200 ครั้ง motor จะหมุนไป 1 รอบ จากนั้นเราจะเอาการหมุนของ motor ไปทศเพื่อจะได้ 1:90 ฉะนั้นเมื่อมอเตอร์หมุน 1 รอบ (ป้อนสัญญาณขับ Stepping Motor 200 ครั้ง) แขนกลจะเคลื่อนไป 4 องศา ในกรณีที่เรต้องการให้แขนกลหมุนไป 1 องศา เราก็สามารถทำได้โดยให้ Stepping motor หมุนไป 1 ส่วน 4 รอบ (เมื่อสัญญาณขับมอเตอร์ 50 ครั้ง ส่วนการทำงานของวงจรและการขับ Stepping motor จะไม่กล่าวถึงเนื่องจากได้กล่าวไปแล้วข้างต้นแล้ว



## บทสรุปและแนวทางการพัฒนา

จากงานที่ผ่านมามาตลอด 2 Project ส่วนใหญ่จะเน้นไปในทางโครงการที่คล่องตัว ถึงแม้จะยังได้ผลไม่เป็นที่น่าพอใจนัก ก็ยังทำให้เรียนรู้ถึงการทำงานในแบบแผนที่ต่อเนื่องและใหญ่เท่าที่เคยผ่านมา ต้องมีการวางแผนล่วงหน้าเป็นระยะยาวพร้อมกับหนทางแก้ปัญหาไว้ด้วยตลอดเวลา เพราะสภาพความไม่พร้อมทางเทคโนโลยีของตลาดเมืองไทย อุปกรณ์ที่ใช้ก็ต้องหาของเก่าเพื่อประหยัดราคา และสะดวกในการเลือกซื้อ ราคาของอุปกรณ์ใหม่อาจสูงถึง 3 เท่าของอุปกรณ์ที่หาซื้อมาได้ ทั้งนี้ต้องอาศัยการสอบถามและพยายามในการค้นหา

ปัญหาที่ได้พบในระหว่างการทำงาน คือ

- ปัญหาด้านผู้ร่วมงาน
- ปัญหาด้านงบประมาณ
- ปัญหาด้านเทคนิค

ทั้งสามปัญหาที่กล่าวถึงนั้น ต้องใช้ความอดทน และความเข้าใจอย่างมาก จึงจะผ่านพ้นมาได้อย่างยากเย็น ซึ่งก็นับเป็นประสบการณ์ที่ดีของชีวิต แต่อย่างไรก็ตาม กว่าที่จะสำเร็จลุล่วงลงได้ก็ได้รับความช่วยเหลือจากผู้รอบข้างมากมาย ทั้งกำลังใจ และการลงมือทำงาน

แนวทางการพัฒนาต่อไปมีหลักการกว้างๆ และขึ้นกับการใช้อุปกรณ์ดังนี้

- เป็นหุ่นยนต์ขนาดกลาง มีกำลังในการยกน้ำหนักไม่เกิน 2 กก  
แบ่งออกเป็นระบบต่างๆคือ

### 1. ระบบขับเคลื่อน

- ใช้ระบบต้นกำลังเป็น DC motor ไปขับเคลื่อนสายพินตินตะ

ขา

- ระบบล้อขาง ประกอบสายพาน

### 2. ระบบโสตทัศนภาพ

- กล้องวิดีโอขนาดเล็ก

- INFRARED CONVERTOR WITH INFRARED LAMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ระบบแขนเครื่องมือ

- แต่ละแขนมี 4 แกน (4 degrees of freedom)
- ระบบเครื่องมือมีความสามารถในการตัดสายไป, ลวด, การไข

สกรู, การขุดดิน

### 4. ระบบควบคุมสัญญาณ

- มี TRANSCEIVER ติดต่อรับคำสั่งจากสถานีควบคุม และส่ง

สัญญาณกลับไปสถานี

- สัญญาณที่รับเข้ามาประกอบด้วย สัญญาณควบคุมระบบต่างๆ

ทุกระบบ ทั้ง 6 จากสถานีควบคุม

- สัญญาณที่ส่งกลับไปจะประกอบด้วย
  - สัญญาณภาพ
  - สัญญาณเสียง
  - สัญญาณจากเครื่องตรวจจับต่างๆ
  - พลังงานที่เหลือที่ยังทำงานต่อไปได้

### 5. ระบบตรวจสอบ

- ตรวจสอบตนเอง
- ตรวจสอบโลหะ
- ตรวจสอบการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า, แม่เหล็ก
- ตรวจสอบเสียง
- ตรวจสอบทางการเคลื่อนที่และสิ่งกีดขวาง
- วัด PARAMETER ต่างๆทางไฟฟ้า (V, ., I)
- วัดน้ำหนัก ขนาด ความกว้าง ขาว
- พลังงานที่เหลือ

### 6. ระบบกำลัง

- จ่าย supply ให้ทุกระบบ
- ควบคุมระบบจ่ายกำลังสำรอง

### 7. สถานีควบคุม

- ตรวจสอบสัญญาณที่ส่งกลับมาจาก monitor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในเฉพาะเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ดู parameter ต่างๆที่ส่งมาจากหุ่น

ควบคุมหุ่นจาก REMOTE CONTROL ผ่านทาง TRANSCEIVER

โดยมี SPARE CHANNELS หลาย CHANNELS ในการฝึก JAM

- STAFF ที่ทำงานควบคุมหุ่นนี้ ควรใช้ 2 คน เพื่อตรวจสอบ 1 คน และ ควบคุมหุ่นอีก 1 คน

- มี CONTROL PANEL ควบคุมส่วนต่างๆ โดยอาจใช้ Joy stick หรือ Control pad แบบอื่นๆที่เหมาะสม

เครื่องชนิดที่เป็นต้นกำลังขับเคลื่อนเพื่อแก้ปัญหากำลังต่ำของ DC MOTOR

#### ข้อดี ข้อเสีย

1. กำลังเหลือเฟือ 1. หนักขึ้น
2. บั่นไฟได้อีก 2. แพงขึ้น
3. พิสัยการปฏิบัติงานไกลขึ้น นานขึ้น 3. บำรุงรักษายากขึ้น
4. คล่องตัวขึ้น 4. เสียงดังและสิ้น

## หนังสืออ้างอิง

### ส่วนคอมพิวเตอร์

1. National , National Semiconductor Linear Application Handbook
2. Borland , Turbo C Reference Guide
3. Microcomputer Data Book

### ส่วนสื่อสารข้อมูล

1. J. Smith, Modern communications circuit , Mc Graw-Hill , New York 1986
2. Howard M. Berlin, Design of op-amp circuit with experiments
3. Robert F. Coughlin, Principles & Application of Semiconductor and cct.
4. Schilling & Belone, Electronic cct. discrete integrated
5. Department of The Airforce , Antenna Systems AF Manual, e, Washington D.C., June 1953
6. โมไนย ไกรฤกษ์ , วิศวกรรม กิรานนท์ , วิทยุสายอากาศ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
7. นายชาญชัย ตันติแก้วฟ้า : นายชาญชัย พุฒิกานนท์ , วิทยานิพนธ์ เรื่อง เครื่องรับส่งวิทยุ FM ชนิดสังเคราะห์ความถี่
8. สุชาติ กังวารวิตต์ , เครื่องรับส่งวิทยุ และระบบวิทยุสื่อสาร
9. ซี.เอ็ด , คู่มือ TTL (คู่มือ/เทียบเบอร์ ไอซี TTL)
10. ซี.เอ็ด , คู่มือ TRANSISTER (TRANSISTER DATA BOOK)
11. ทินกร ตึกชูชัย ธารสารตั้งเจริญ, การสื่อสารข้อมูล , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ส่วนแนก

1. Richard D. Klafter; Thomas A. Chmielewski; Michael -  
Negoin, ROBOTIC ENGINEERING AN INTEGRATED APPROACH,  
Prentice-Hall International
2. SGS Technology and Service , Power linear.  
actuators DATA Book 2<sup>nd</sup> Edition
3. ดร. โธนิ เปรมปราณีรัชต์, ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอน  
โทรลมอเตอร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
4. ซี.เอ็ด. เซมิคอนดักเตอร์ ฉบับที่ 97



กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ดร.  
กนก เจนจิระพงศ์เวช และอาจารย์ กฤดากร กล่อมการ ซึ่งให้คำปรึกษา  
และสนับสนุนในการทำโครงงานนี้อย่างดี นอกจากนี้ยังต้องขอขอบคุณหน่วยงาน  
กรมสื่อสารทหารอากาศ การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย ที่ให้เครื่องมือ  
ทดลองงานชิ้นนี้เป็นอย่างดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Electrical Characteristics** (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ  $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  unless otherwise noted  
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV,  $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$ ,  $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$  unless otherwise noted

| Symbol                                  | Parameter   | Conditions                  | Min            | Typ | Max  | Units              |
|---|---|-----------------------------|----------------|-----|------|--------------------|
| <b>CONTROL INPUTS</b>                   |   |                             |                |     |      |                    |
| $V_{IN(1)}$                             | Logical "1" Input Voltage                         |                             | $V_{CC} - 1.5$ |     |      | V                  |
| $V_{IN(0)}$                             | Logical "0" Input Voltage                         |                             |                |     | 1.5  | V                  |
| $I_{IN(1)}$                             | Logical "1" Input Current<br>(The Control Inputs) | $V_{IN} = 15V$              |                |     | 1.0  | $\mu A$            |
| $I_{IN(0)}$                             | Logical "0" Input Current<br>(The Control Inputs) | $V_{IN} = 0$                | -1.0           |     |      | $\mu A$            |
| $I_{CC}$                                | Supply Current                                    | $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ |                | 0.3 | 3.0  | mA                 |
| <b>DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)</b> |   |                             |                |     |      |                    |
| $V_{OUT(1)}$                            | Logical "1" Output Voltage                        | $I_O = -360 \mu A$          | $V_{CC} - 0.4$ |     |      | V                  |
| $V_{OUT(0)}$                            | Logical "0" Output Voltage                        | $I_O = 1.6 \text{ mA}$      |                |     | 0.45 | V                  |
| $V_{OUT(EO)}$                           | Logical "0" Output Voltage EOC                    | $I_O = 1.2 \text{ mA}$      |                |     | 0.45 | V                  |
| $I_{OUT}$                               | TRI-STATE Output Current                          | $V_O = 5V$<br>$V_O = 0$     | -3             |     | 3    | $\mu A$<br>$\mu A$ |

**Electrical Characteristics**

Timing Specifications  $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$ ,  $V_{REF(-)} = GND$ ,  $t_s = t_h = 20 \text{ ns}$  and  $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise noted.

| Symbol           | Parameter                         | Conditions                                     | Min | Typ | Max           | Units            |
|------------------|-----------------------------------|--|-----|-----|---------------|------------------|
| $t_{WS}$         | Minimum Start Pulse Width         | (Figure 5)                                     |     | 100 | 200           | ns               |
| $t_{WALE}$       | Minimum ALE Pulse Width           | (Figure 5)                                     |     | 100 | 200           | ns               |
| $t_s$            | Minimum Address Set-Up Time       | (Figure 5)                                     |     | 25  | 50            | ns               |
| $t_h$            | Minimum Address Hold Time         | (Figure 5)                                     |     | 25  | 50            | ns               |
| $t_D$            | Analog MUX Delay Time<br>From ALE | $R_S = 0\Omega$ (Figure 5)                     |     | 1   | 2.5           | $\mu S$          |
| $t_{H1}, t_{H0}$ | OE Control to Q Logic State       | $C_L = 50 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8) |     | 125 | 250           | ns               |
| $t_{H1}, t_{OH}$ | OE Control to HI-Z                | $C_L = 10 \text{ pF}$ , $R_L = 10k$ (Figure 8) |     | 125 | 250           | ns               |
| $t_c$            | Conversion Time                   | $f_c = 640 \text{ kHz}$ (Figure 5) (Note 7)    | 90  | 100 | 116           | $\mu S$          |
| $f_c$            | Clock Frequency                   |  | 10  | 640 | 1280          | kHz              |
| $t_{EOC}$        | EOC Delay Time                    | (Figure 5)                                     | 0   |     | $8 + 2 \mu S$ | Clock<br>Periods |
| $C_{IN}$         | Input Capacitance                 | At Control Inputs                              |     | 10  | 15            | pF               |
| $C_{OUT}$        | TRI-STATE Output<br>Capacitance   | At TRI-STATE Outputs, (Note 12)                |     | 10  | 15            | pF               |

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from  $V_{CC}$  to GND and has a typical breakdown voltage of  $7 V_{CC}$ .

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the  $V_{CC}$  supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog  $V_{IN}$  does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute  $V_{IN}$  to  $5V_{CC}$  input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of  $4.900 V_{CC}$  over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplier errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Functional Description

**Multiplexer.** The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table I shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE I

| SELECTED ANALOG CHANNEL | ADDRESS LINE |   |   |
|-------------------------|--------------|---|---|
|                         | C            | B | A |
| IN0                     | L            | L | L |
| IN1                     | L            | L | H |
| IN2                     | L            | H | L |
| IN3                     | L            | H | H |
| IN4                     | H            | L | L |
| IN5                     | H            | L | H |
| IN6                     | H            | H | L |
| IN7                     | H            | H | H |

### CONVERTER CHARACTERISTICS

#### The Converter

The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached  $+1/2$  LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.

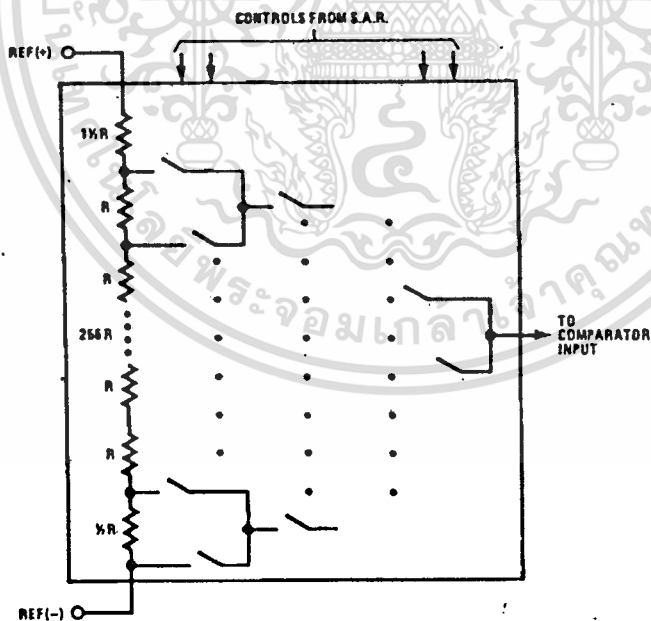


FIGURE 1 Resistor Ladder and Switch Tree

TL/H/5672-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 • ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion.

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

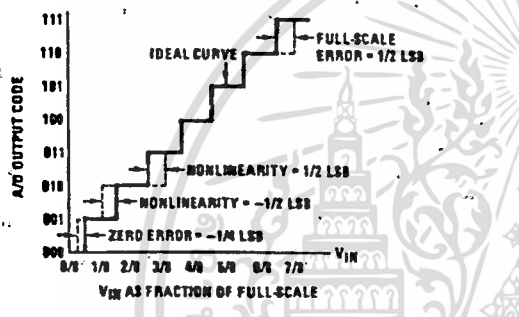


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

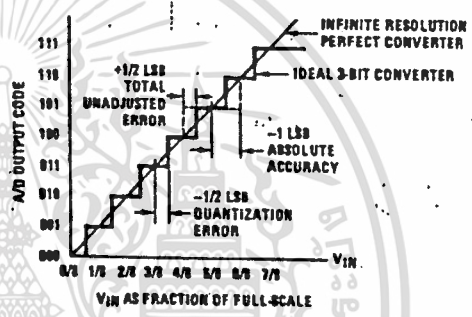


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

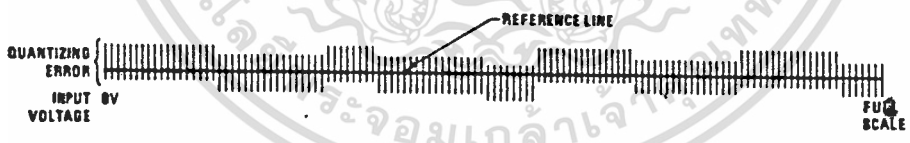
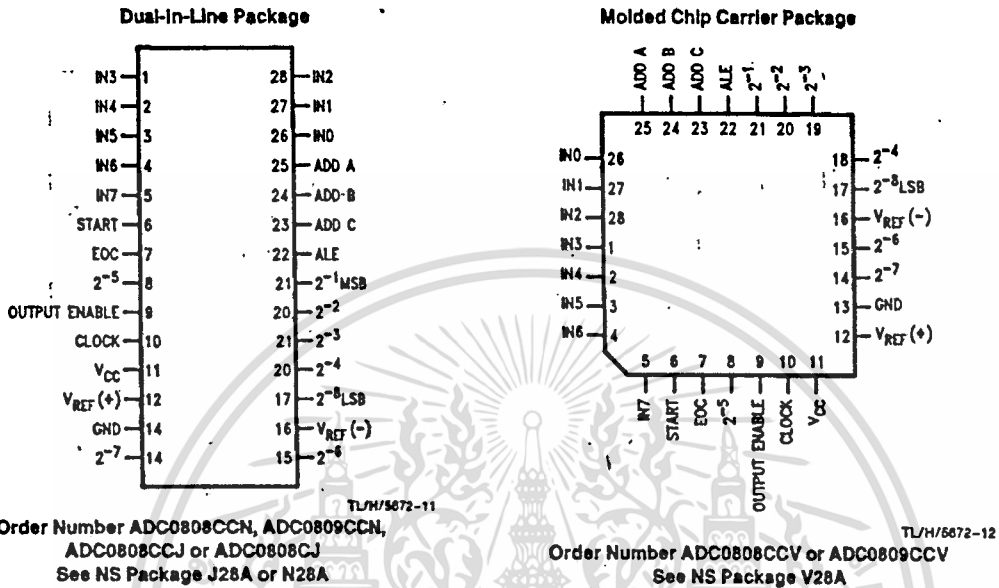


FIGURE 4. Typical Error Curve

TL/M/5672-9

Connection Diagrams



Timing Diagram

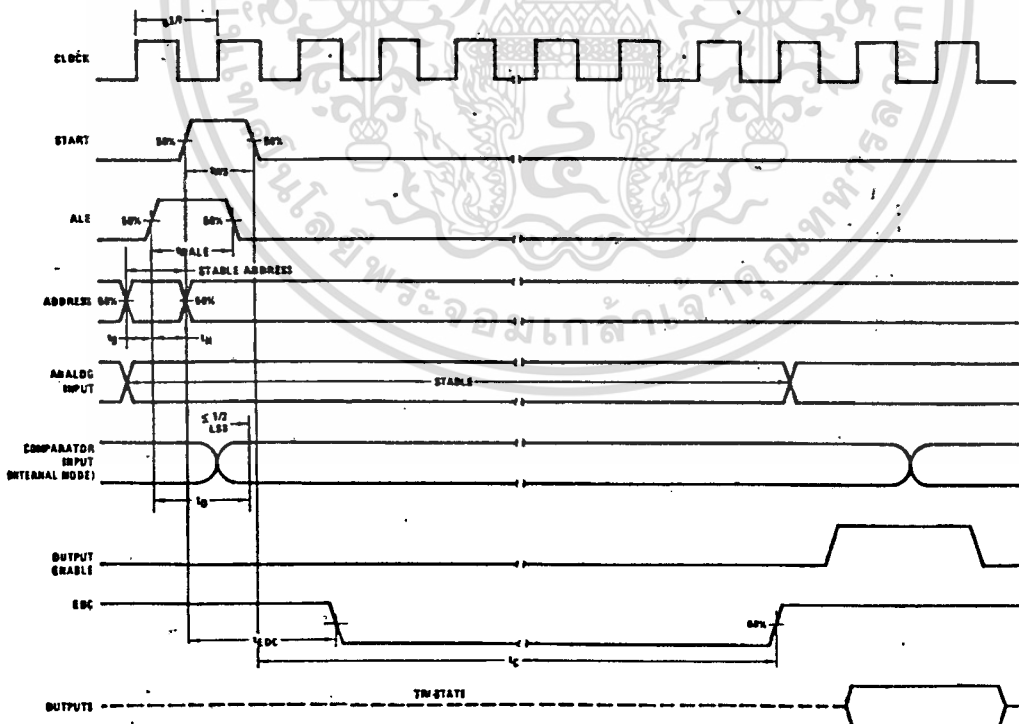


FIGURE 5

TL/H/5672-4

Typical Performance Characteristics

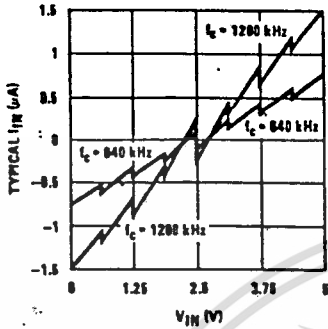


FIGURE 6. Comparator  $I_{IN}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

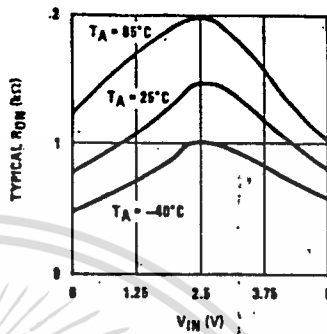


FIGURE 7. Multiplexer  $R_{ON}$  vs  $V_{IN}$  ( $V_{CC} = V_{REF} = 5V$ )

TL/H/6872-8

TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

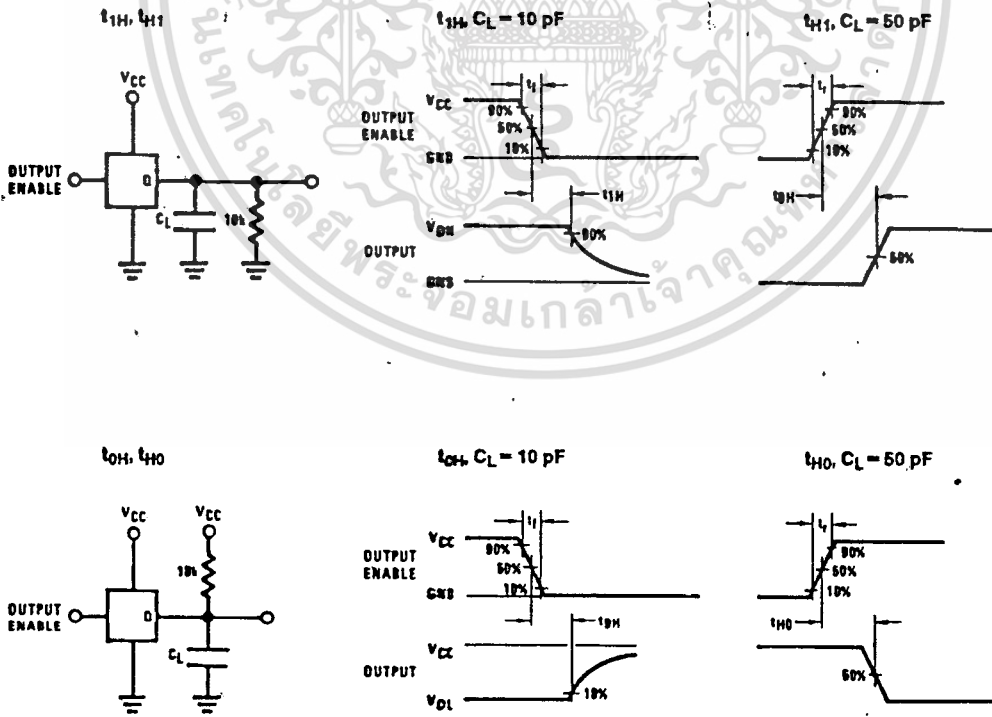


FIGURE 8

TL/H/6872-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง, นื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Applications Information

## OPERATION

### 1.0 RATIOMETRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$V_{IN} = \frac{D_x}{D_{MAX} - D_{MIN}} (V_{fs} - V_z) \tag{1}$$

$V_{IN}$  = Input voltage into the ADC0808  
 $V_{fs}$  = Full-scale voltage  
 $V_z$  = Zero voltage  
 $D_x$  = Data point being measured  
 $D_{MAX}$  = Maximum data limit  
 $D_{MIN}$  = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if  $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$ , then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

### 2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

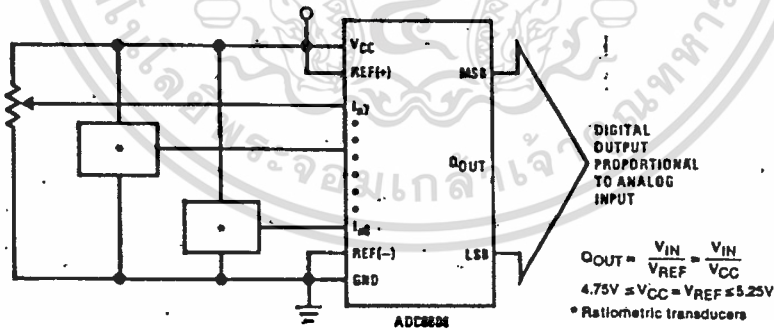


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

TU/H/5672-7

### Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10  $\mu$ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed  $V_{CC}$  and ground, respectively, but they can be symmetrically less than  $V_{CC}$  and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about  $V_{CC}/2$  since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

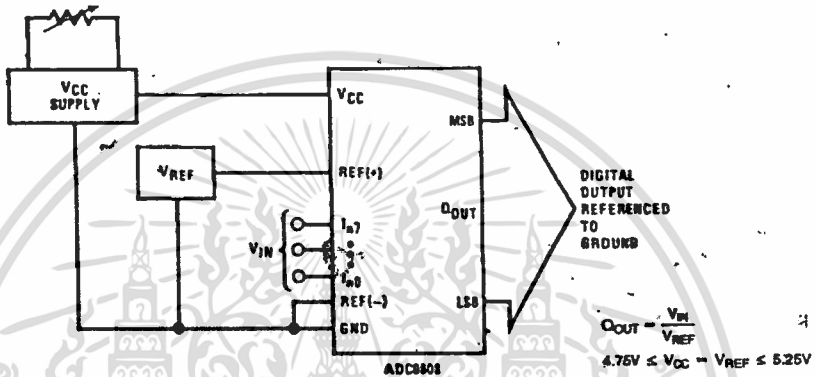


FIGURE 10: Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

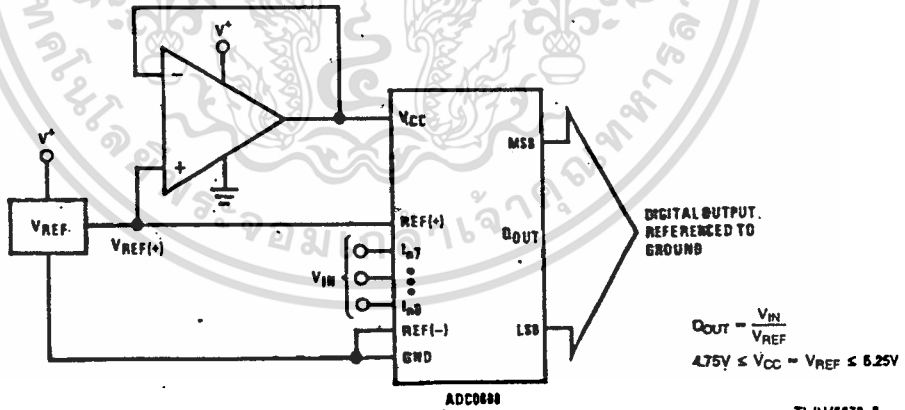


FIGURE 11: Ground Referenced Conversion System with Reference Generating  $V_{CC}$  Supply

TL/H/6672-8

Applications Information (Continued)

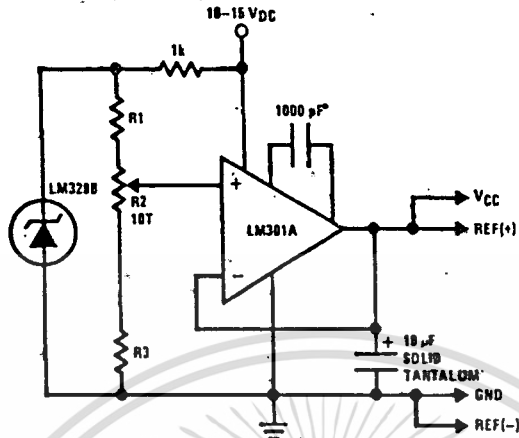


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

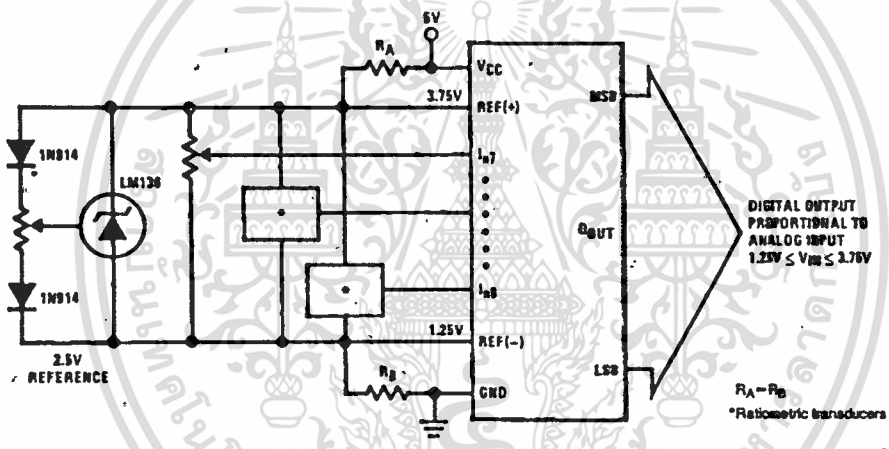


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 CONVERTER EQUATIONS

The transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[ \frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

- where:  $V_{IN}$  = Voltage at comparator input
- $V_{REF(+)}$  = Voltage at Ref(+)
- $V_{REF(-)}$  = Voltage at Ref(-)
- $V_{TUE}$  = Total unadjusted error voltage (typically  $0.5 \times (V_{REF(+)} + 512)$ )

4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS

The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

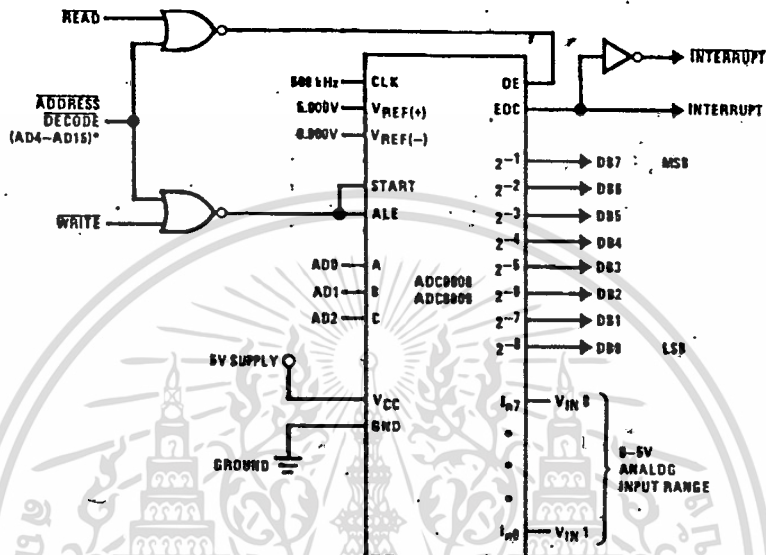
The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with  $V_{IN}$  as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

TL/H/5672-8

Typical Application



\*Address latches needed for 8085 and 80/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

TLH/5872-10

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

| PROCESSOR | READ                       | WRITE                    | INTERRUPT (COMMENT)            |
|-----------|----------------------------|--------------------------|--------------------------------|
| 8080      | MEMR                       | MEMW                     | INTR (Thru RST Circuit)        |
| 8085      | RD                         | WR                       | INTR (Thru RST Circuit)        |
| Z-80      | RD                         | WR                       | INT (Thru RST Circuit, Mode 0) |
| 80/MP     | NRDS                       | NWDS                     | SA (Thru Sense A)              |
| 6800      | VMA $\phi$ 2 $\bullet$ R/W | VMA $\phi$ $\bullet$ R/W | IROA or IROB (Thru PIA).       |

Ordering Information

| TEMPERATURE RANGE |                          | -40°C to +85°C           |                  |                  | -55°C to +125°C |
|-------------------|--------------------------|--------------------------|------------------|------------------|-----------------|
| Error             | $\pm 1/2$ LSB Unadjusted | ADC0808CCN               | ADC0808CCV       | ADC0808CCJ       | ADC0808CJ       |
|                   | $\pm 1$ LSB Unadjusted   | ADC0809CCN               | ADC0809CCV       |                  |                 |
| Package Outline   | N28A Molded DIP          | V28A Molded Chip Carrier | J28A Ceramic DIP | J28A Ceramic DIP |                 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



National  
Semiconductor  
Corporation

## ADC0808, ADC0809 8-Bit $\mu$ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

### General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE<sup>®</sup> outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

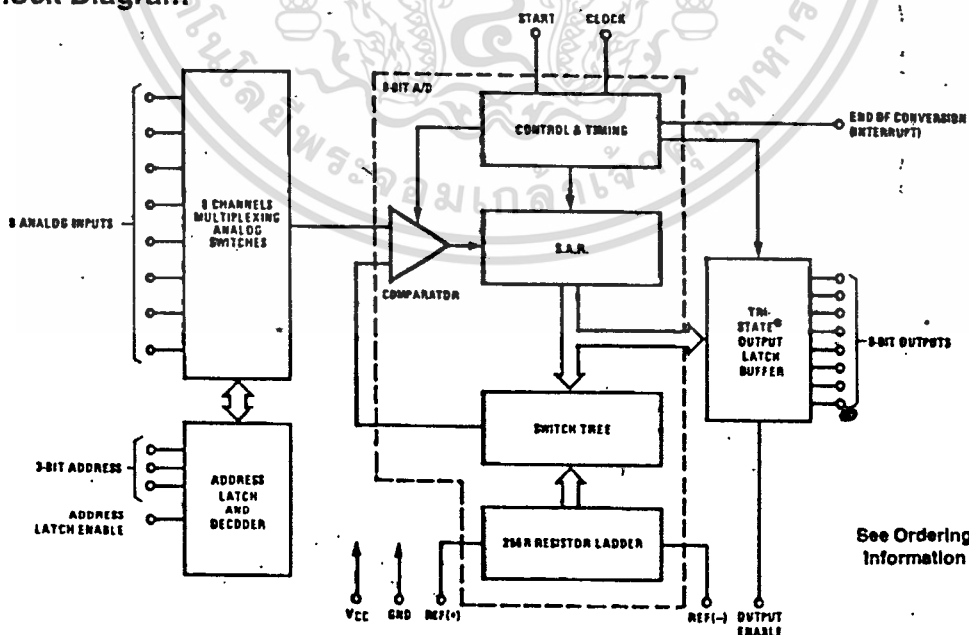
### Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V<sub>DC</sub> or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package

### Key Specifications

- |                          |                               |
|--------------------------|-------------------------------|
| ■ Resolution             | 8 Bits                        |
| ■ Total Unadjusted Error | $\pm 1/2$ LSB and $\pm 1$ LSB |
| ■ Single Supply          | 5 V <sub>DC</sub>             |
| ■ Low Power              | 15 mW                         |
| ■ Conversion Time        | 100 $\mu$ s                   |

### Block Diagram



See Ordering  
Information

TL/H/8072-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC0808/ADC0809

### Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

|  |                                  |
|--|----------------------------------|
| Supply Voltage (V <sub>CC</sub> ) (Note 3)                             | 6.5V                             |
| Voltage at Any Pin   | -0.3V to (V <sub>CC</sub> +0.3V) |
| Except Control Inputs  |                                  |
| Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C) | -0.3V to +15V                    |
| Storage Temperature Range  | -65°C to +150°C                  |
| Package Dissipation at T <sub>A</sub> = 25°C                           | 875 mW                           |
| Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)                                     |                                  |
| Dual-In-Line Package (plastic)   | 260°C                            |
| Dual-In-Line Package (ceramic)   | 300°C                            |
| Molded Chip Carrier Package  |                                  |
| Vapor Phase (60 seconds)   | 215°C                            |
| Infrared (15 seconds)  | 220°C                            |
| ESD Susceptibility (Note 11)   | 400V                             |

### Operating Conditions (Notes 1 & 2)

|                                   |  |
|-----------------------------------|--|
| Temperature Range (Note 1)        | T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub> |
| ADC0808CJ                         | -55°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +125°C                      |
| ADC0808CCJ, ADC0808CCN,           |  |
| ADC0809CCN                        | -40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C                       |
| ADC0808CCV, ADC0809CCV            | -40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C                       |
| Range of V <sub>CC</sub> (Note 1) | 4.5 V <sub>DC</sub> to 6.0 V <sub>DC</sub>           |

### Electrical Characteristics

Converter Specifications: V<sub>CC</sub> = 5 V<sub>DC</sub> = V<sub>REF+</sub>, V<sub>REF(-)</sub> = GND, T<sub>MIN</sub> ≤ T<sub>A</sub> ≤ T<sub>MAX</sub> and f<sub>CLK</sub> = 640 kHz unless otherwise stated.

| Symbol                              | Parameter                                     | Conditions                           | Min                    | Typ                | Max                    | Units           |
|-------------------------------------|---|--------------------------------------|------------------------|--------------------|------------------------|-----------------|
|                                     | ADC0808<br>Total Unadjusted Error<br>(Note 5) | 25°C                                 |                        |                    | ± 1/2                  | LSB             |
|                                     |   | T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub> |                        |                    | ± 3/4                  | LSB             |
|                                     | ADC0809<br>Total Unadjusted Error<br>(Note 5) | 0°C to 70°C                          |                        |                    | ± 1                    | LSB             |
|                                     |   | T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub> |                        |                    | ± 1 1/4                | LSB             |
|                                     | Input Resistance                              | From Ref(+) to Ref(-)                | 1.0                    | 2.5                |                        | kΩ              |
|                                     | Analog Input Voltage Range                    | (Note 4) V(+) or V(-)                | GND-0.10               |                    | V <sub>CC</sub> +0.10  | V <sub>DC</sub> |
| V <sub>REF(+)</sub>                 | Voltage, Top of Ladder                        | Measured at Ref(+)                   |                        | V <sub>CC</sub>    | V <sub>CC</sub> +0.1   | V               |
| $\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$ | Voltage, Center of Ladder                     |                                      | V <sub>CC</sub> /2-0.1 | V <sub>CC</sub> /2 | V <sub>CC</sub> /2+0.1 | V               |
| V <sub>REF(-)</sub>                 | Voltage, Bottom of Ladder                     | Measured at Ref(-)                   | -0.1                   | 0                  |                        | V               |
| I <sub>IN</sub>                     | Comparator Input Current                      | f <sub>c</sub> = 640 kHz, (Note 6)   | -2                     | ±0.5               | 2                      | μA              |

### Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V ≤ V<sub>CC</sub> ≤ 5.5V, -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C unless otherwise noted  
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 ≤ V<sub>CC</sub> ≤ 5.25V, -40°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +85°C unless otherwise noted

| Symbol                    | Parameter                   | Conditions   | Min          | Typ | Max        | Units    |
|---------------------------|-----------------------------|--|--------------|-----|------------|----------|
| <b>ANALOG MULTIPLEXER</b> |                             |  |              |     |            |          |
| I <sub>OFF(+)</sub>       | OFF Channel Leakage Current | V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = 5V,<br>T <sub>A</sub> = 25°C<br>T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub> |              | 10  | 200<br>1.0 | nA<br>μA |
| I <sub>OFF(-)</sub>       | OFF Channel Leakage Current | V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>IN</sub> = 0,<br>T <sub>A</sub> = 25°C<br>T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>  | -200<br>-1.0 | -10 |            | nA<br>μA |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## DS8629 120 MHz Divide-by-100 Prescaler

### General Description

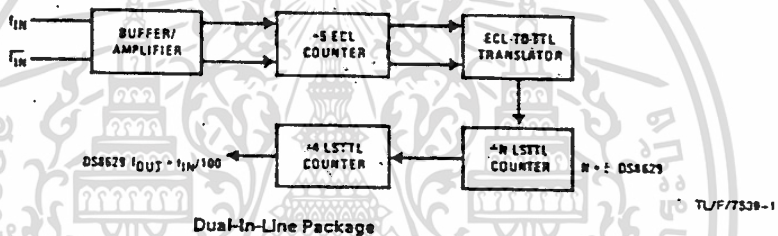
The DS8629 is a fixed ratio counter combining ECL and Low Power Schottky technology on a single monolithic substrate. This provides high frequency capability and TTL compatibility. A single 5.2V  $\pm 10\%$  supply is needed.

The device can be operated in a single-ended or differential input mode, with the signal source typically capacitively coupled to the input. An input amplifier is included to allow use of extremely small amplitude, high frequency signals. The output of the device is a square wave of frequency  $f_{OUT} = f_{IN}/100$  for the DS8629. The output is standard Low Power Schottky.

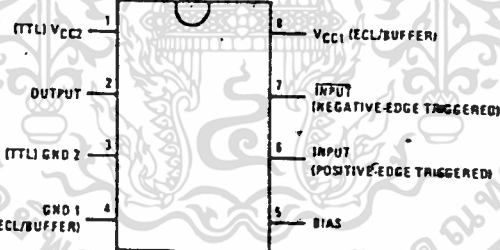
### Features

- High Frequency, dc—120 MHz—small input amplitude
- Sine wave input  $30 \text{ MHz} < f_{IN} < 120 \text{ MHz}$
- TTL compatible output
- May be used with TTL input
- Single supply operation 5.2V  $\pm 10\%$
- Single ended or differential input modes
- Positive or negative-edge triggered
- Count down sequence avoids broadcast FM IF harmonics

### Logic and Connection Diagrams



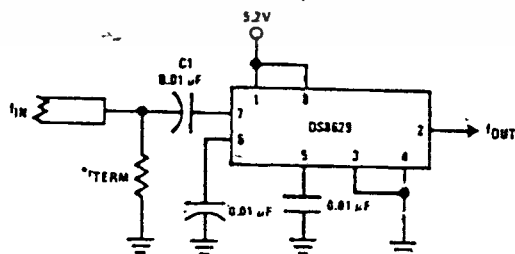
Dual-In-Line Package



Order Number DS8629N  
See NS Package Number N08E

### Typical Applications

#### High Frequency—Single-Ended Input



\* $f_{IN}$  is the termination impedance

16

DS8629

**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

Specifications for Military/Aerospace products are not contained in this datasheet. Refer to the associated reliability electrical test specifications document.

|                                       |                 |
|---------------------------------------|-----------------|
| Supply Voltage                        | 7V              |
| Input Voltage                         | 5V              |
| Output Voltage                        | 5.5V            |
| Storage Temperature Range             | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) | 300°C           |

**Operating Conditions**

|                                   |          |          |         |
|-----------------------------------|----------|----------|---------|
| Supply Voltage (V <sub>CC</sub> ) | Min 4.68 | Max 5.72 | Units V |
| Temperature (T <sub>A</sub> )     | 0        | +70      | °C      |

**Electrical Characteristics** (Notes 2 and 3)

| Symbol                | Parameter                              | Conditions  | Min               | Typ | Max  | Units |
|-----------------------|--|---|-------------------|-----|------|-------|
| V <sub>IN1(p-p)</sub> | Input Voltage (Peak-To-Peak)           | Single-Ended @ 120 MHz  | 200               |     | 1000 | mV    |
| V <sub>IN2(p-p)</sub> | Input Voltage (Peak-To-Peak)           | Differential @ 120 MHz  | 100               |     | 1000 | mV    |
| f <sub>SINE</sub>     | Input Frequency with Sine Wave         | V <sub>IN</sub> = 600 mV <sub>p-p</sub>   | 30                |     | 120  | MHz   |
| f <sub>TTL</sub>      | Input Frequency with TTL Input         |   | 0                 |     | 120  | MHz   |
| dv                    | Minimum Slew Rate of Square Wave Input | V <sub>IN</sub> = 600 mV <sub>p-p</sub>   |                   |     | 100  | V/μs  |
| V <sub>OH</sub>       | Logical "1" Output Voltage             | V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = -10 μA<br>V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = -400 μA<br>V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = -1.6 mA | 2.9<br>2.4<br>2.0 |     |      | V     |
| I <sub>CS</sub>       | Output Short-Circuit Current           | V <sub>CC</sub> = Max   | -10               |     | -40  | mA    |
| V <sub>OL</sub>       | Logical "0" Output Voltage             | V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = 8 mA DS8629  |                   |     | 0.5  | V     |
| I <sub>CC</sub>       | Supply Current                         | V <sub>CC</sub> = Max, DS8629   |                   | 90  | 135  | mA    |
| Z <sub>IN</sub>       | Input Impedance                        | V <sub>IN</sub> = 0.1 V <sub>p-p</sub> to 1 V <sub>p-p</sub><br>Freq. = 120 MHz   | 100               | 200 | 350  | Ω     |

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

Note 2: Unless otherwise specified, min/max limits apply across the 0°C to 70°C range. All typical values are for T<sub>A</sub> = 25°C and V<sub>CC</sub> = 5.2V.

Note 3: All currents into device pins shown as positive, out of device pins negative, all voltage referenced to ground unless otherwise noted. All values shown as max or min on absolute value basis.

(MC 12015-17)  
 8614, 8615, 8616, 8619 ÷ 20/41, 30/33, 40/41, 54/75  
 8621 ÷ 4, ÷ 4 ÷ 64, 275 MHz, 1-2 GHz  
 (MC 12071)  
 8622 ÷ 168, 123  
 8627, 8628 } 275 MHz  
 ÷ 29 ÷ 20  
 8906 PLL  
 8907  
 8908

8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DS8929

### Application Hints

#### OPERATING NOTES

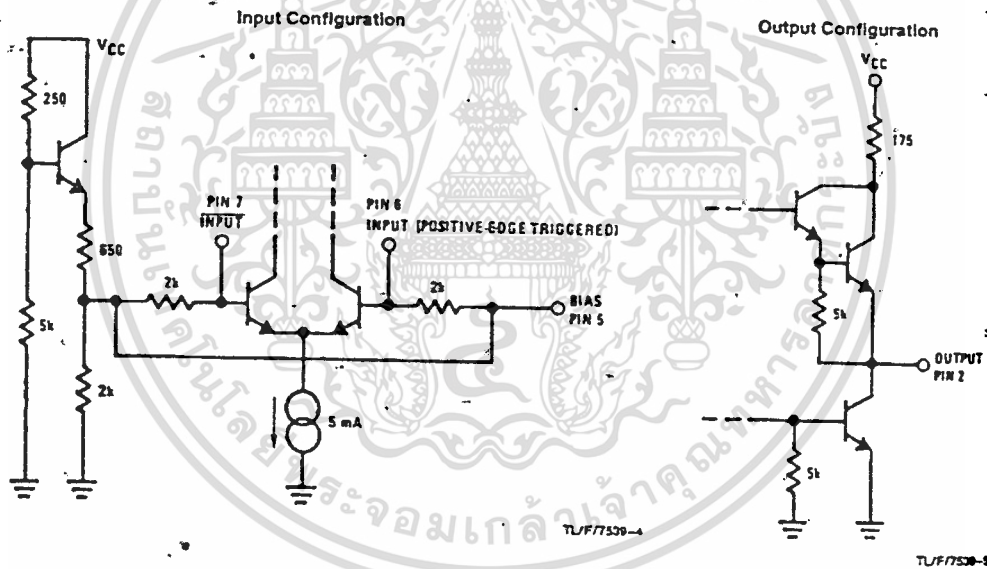
Two ground and two  $V_{CC}$  connections are provided separating the ECL and buffer/amplifier stages from the TTL section, isolating the noise transients inherent in the TTL structure. In most cases, shorting the two grounds externally to a good ground plane and the  $V_{CC}$ 's to a wide  $V_{CC}$  bus will provide sufficient isolation. All components used in the circuit layout should be suitable for the frequencies involved and leads should be kept short to minimize stray inductance. A well by-passed voltage source should be used.

The signal source is usually capacitively coupled to the input. At higher frequencies a  $0.01 \mu F$  input capacitor (C1) is usually sufficient, with larger values used at the lower frequencies. If the input signal is likely to be interrupted, it may be desirable to connect a  $100 \text{ k}\Omega$  resistor between one input and ground to stabilize the device. In the single-ended mode, it is preferable to connect the resistor to the unused input. In the differential mode, the resistor can be connected to either input. The addition of the  $100 \text{ k}\Omega$  pull-down resistor causes a loss of input sensitivity, but prevents circuit oscillations under no signal (open circuit) conditions. In addition, in the single ended mode, a capacitor of  $0.01 \mu F$  (C2) should

be connected between the unused input and the ground plane to provide a good high frequency bypass. The capacitor should be made larger for lower frequencies.

The input waveform may be sinusoidal, but below about 30 MHz the operation of the circuit becomes dependent on the slew rate of the input rather than amplitude. A square wave input with a slew rate of greater than  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$  will permit correct operation down to lower frequencies, provided the proper input coupling capacitor is provided. If it is desired to use a TTL input signal source, the unused input should have a  $10 \text{ k}\Omega$  resistor added to ground and the input coupling capacitor should be eliminated with the TTL source dc coupled to the input.

The device can be used in phase-locked loop applications such as FM radio or other communications bands to pre-scale the input frequency down to a more usable level. A digital frequency display system can also be derived separately or in conjunction with a phase-locked loop, and it can extend the useful range of many inexpensive frequency counters to 160 MHz (typically).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Signetics**

**HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER  $\mu$ A741**

**LINEAR INTEGRATED CIRCUITS**

**PIN CONFIGURATIONS**

**DESCRIPTION**

The  $\mu$ A741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The  $\mu$ A741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

**FEATURES**

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

|                                       | $\mu$ A741C   | $\mu$ A741    |
|---------------------------------------|---|---------------|
| Supply Voltage                        | $\pm 15V$   | $\pm 22V$     |
| Internal Power                        |   |               |
| Dissipation (Note 1)                  | 500mW   | 500mW         |
| Differential Input Voltage            | $\pm 30V$   | $\pm 30V$     |
| Input Voltage (Note 2)                | $\pm 15V$   | $\pm 15V$     |
| Voltage between Offset Null and $V^-$ | $\pm 0.5V$  | $\pm 0.5V$    |
| Operating Temperature Range           | $0^\circ C$ to $+70^\circ C$ , $-65^\circ C$ to $+125^\circ C$    |               |
| Storage Temperature Range             | $-65^\circ C$ to $+150^\circ C$ , $-65^\circ C$ to $+160^\circ C$ |               |
| Lead Temperature (Solder, 60 sec)     | $300^\circ C$   | $300^\circ C$ |
| Output Short Circuit                  | Indefinite  | Indefinite    |
| Duration (Note 3)                     |   |               |

- Notes:**
1. Rating applies for case temperatures to  $125^\circ C$ , gross assembly at  $0.5mW/C$  for ambient temperatures above  $+70^\circ C$ .
  2. For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the positive maximum input voltage is equal to the supply voltage.
  3. Short circuit may be to ground or other supply. Rating applies to  $+125^\circ C$  case temperature at  $+75^\circ C$  ambient temperature.

**EQUIVALENT CIRCUIT**

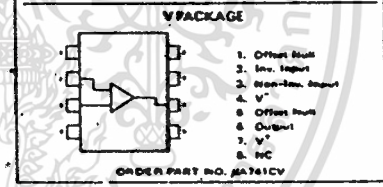
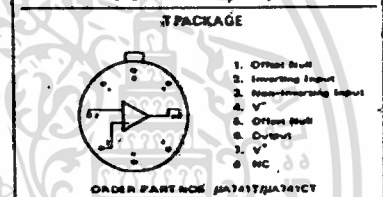
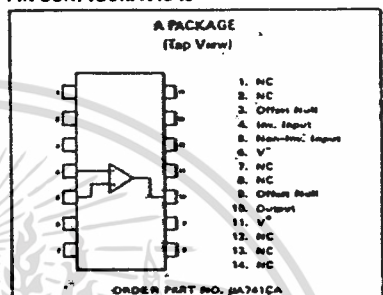
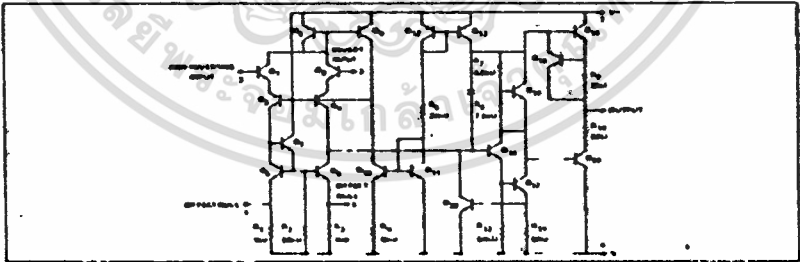


Fig. 1-2.  $\mu$ A741 high-performance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS #  $\mu A741$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$  unless otherwise specified)

| PARAMETER   | MIN    | TYP     | MAX | UNITS      | TEST CONDITIONS  |
|---|--------|---------|-----|------------|--|
| Input Offset Voltage  |        | 2.0     | 8.0 | mV         | $R_S < 10k\Omega$  |
| Input Offset Current  |        | 20      | 200 | nA         |  |
| Input Bias Current  |        | 80      | 800 | nA         |  |
| Input Resistance  | 0.3    | 2.0     |     | M $\Omega$ |  |
| Input Capacitance   |        | 1.4     |     | pF         |  |
| Offset Voltage Adjustment Range   |        | 210     |     | mV         |  |
| Input Voltage Range   | 112    | 113     |     | V          |  |
| Common Mode Rejection Ratio   | 70     | 90      |     | dB         |  |
| Supply Voltage Rejection Ratio  |        | 10      | 100 | pV/V       |  |
| Large-Signal Voltage Gain   | 20,000 | 200,000 |     |            |  |
| Output Voltage Swing  | 112    | 114     |     | V          | $R_S < 10k\Omega$<br>$R_L > 2k\Omega, V_{out} = 110V$<br>$R_L > 10k\Omega$<br>$R_L > 2k\Omega$   |
| Output Resistance   | 210    | 212     |     | $\Omega$   |  |
| Output Short-Circuit Current  |        | 75      |     | mA         |  |
| Supply Current  |        | 25      |     | mA         |  |
| Power Consumption   |        | 1.4     | 2.0 | mW         |  |
| Transient Response (slew rate)  |        | 50      | 85  | V/ $\mu s$ |  |
| Rise  |        | 0.3     |     | $\mu s$    |  |
| Overshoot   |        | 0.0     |     | %          |  |
| Slew Rate   |        | 0.5     |     | V/ $\mu s$ |  |
| The following specifications apply for $-5^\circ C < T_A < +70^\circ C$   |        |         |     |            |  |
| Input Offset Voltage  |        | 1.0     | 3.5 | mV         | $R_S < 10k\Omega$<br>$R_L > 2k\Omega, V_{out} = 110V$<br>$R_L > 2k\Omega$  |
| Input Offset Current  |        | 10      | 200 | nA         |  |
| Input Bias Current  |        | 30      | 300 | nA         |  |
| Input Resistance  | 0.3    | 2.0     |     | M $\Omega$ |  |
| Input Capacitance   |        | 1.4     |     | pF         |  |
| Offset Voltage Adjustment Range   |        | 210     |     | mV         |  |
| Large-Signal Voltage Gain   | 20,000 | 200,000 |     |            |  |
| Output Resistance   | 210    | 212     |     | $\Omega$   |  |
| Output Short-Circuit Current  |        | 75      |     | mA         |  |
| Supply Current  |        | 25      |     | mA         |  |
| Power Consumption   |        | 1.4     | 2.0 | mW         |  |
| Transient Response (slew rate)  |        | 50      | 85  | V/ $\mu s$ |  |
| Rise  |        | 0.3     |     | $\mu s$    |  |
| Overshoot   |        | 0.0     |     | %          |  |
| Slew Rate   |        | 0.5     |     | V/ $\mu s$ |  |
| The following specifications apply for $-55^\circ C < T_A < +125^\circ C$ |        |         |     |            | $V_S = 20mV, R_L = 2k\Omega, C_L < 100pF$  |
| Input Offset Voltage  |        | 1.0     | 0.5 | mV         | $R_S < 10k\Omega$<br>$T_A = +125^\circ C$<br>$T_A = -55^\circ C$<br>$T_A = +125^\circ C$<br>$T_A = -55^\circ C$  |
| Input Offset Current  |        | 7.0     | 200 | nA         |  |
| Input Bias Current  |        | 30      | 300 | nA         |  |
| Input Resistance  | 0.3    | 2.0     |     | M $\Omega$ |  |
| Input Capacitance   |        | 1.4     |     | pF         |  |
| Offset Voltage Adjustment Range   |        | 210     |     | mV         |  |
| Large-Signal Voltage Gain   | 20,000 | 200,000 |     |            |  |
| Output Resistance   | 210    | 212     |     | $\Omega$   |  |
| Output Short-Circuit Current  |        | 75      |     | mA         |  |
| Supply Current  |        | 25      |     | mA         |  |
| Power Consumption   |        | 1.4     | 2.0 | mW         |  |
| Transient Response (slew rate)  |        | 50      | 85  | V/ $\mu s$ |  |
| Rise  |        | 0.3     |     | $\mu s$    |  |
| Overshoot   |        | 0.0     |     | %          |  |
| Slew Rate   |        | 0.5     |     | V/ $\mu s$ |  |
| The following specifications apply for $-55^\circ C < T_A < +125^\circ C$ |        |         |     |            | $R_S < 10k\Omega$<br>$R_L > 2k\Omega, V_{out} = 110V$<br>$R_L > 10k\Omega$<br>$R_L > 2k\Omega$<br>$T_A = +125^\circ C$<br>$T_A = -55^\circ C$<br>$T_A = +125^\circ C$<br>$T_A = -55^\circ C$ |
| Input Offset Voltage  |        | 1.0     | 0.5 | mV         |  |
| Input Offset Current  |        | 7.0     | 200 | nA         |  |
| Input Bias Current  |        | 30      | 300 | nA         |  |
| Input Resistance  | 0.3    | 2.0     |     | M $\Omega$ |  |
| Input Capacitance   |        | 1.4     |     | pF         |  |
| Offset Voltage Adjustment Range   |        | 210     |     | mV         |  |
| Large-Signal Voltage Gain   | 20,000 | 200,000 |     |            |  |
| Output Resistance   | 210    | 212     |     | $\Omega$   |  |
| Output Short-Circuit Current  |        | 75      |     | mA         |  |
| Supply Current  |        | 25      |     | mA         |  |
| Power Consumption   |        | 1.4     | 2.0 | mW         |  |
| Transient Response (slew rate)  |        | 50      | 85  | V/ $\mu s$ |  |
| Rise  |        | 0.3     |     | $\mu s$    |  |
| Overshoot   |        | 0.0     |     | %          |  |
| Slew Rate   |        | 0.5     |     | V/ $\mu s$ |  |

Courtesy Signetics Corp.

operational amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

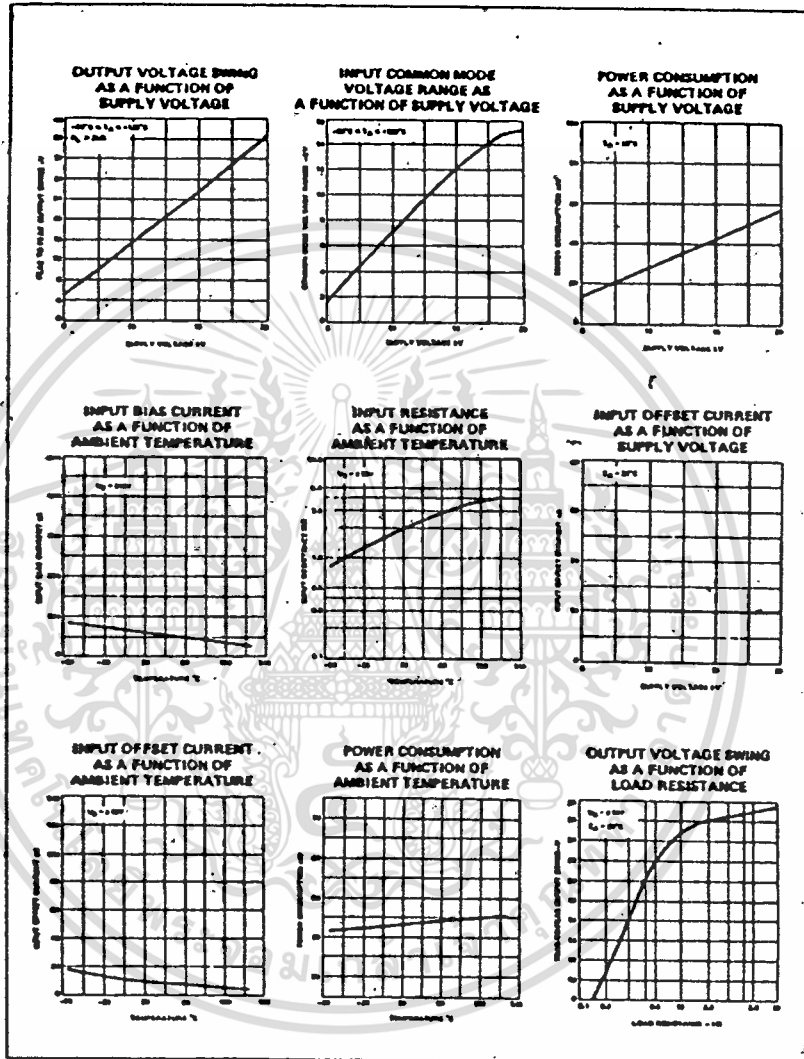
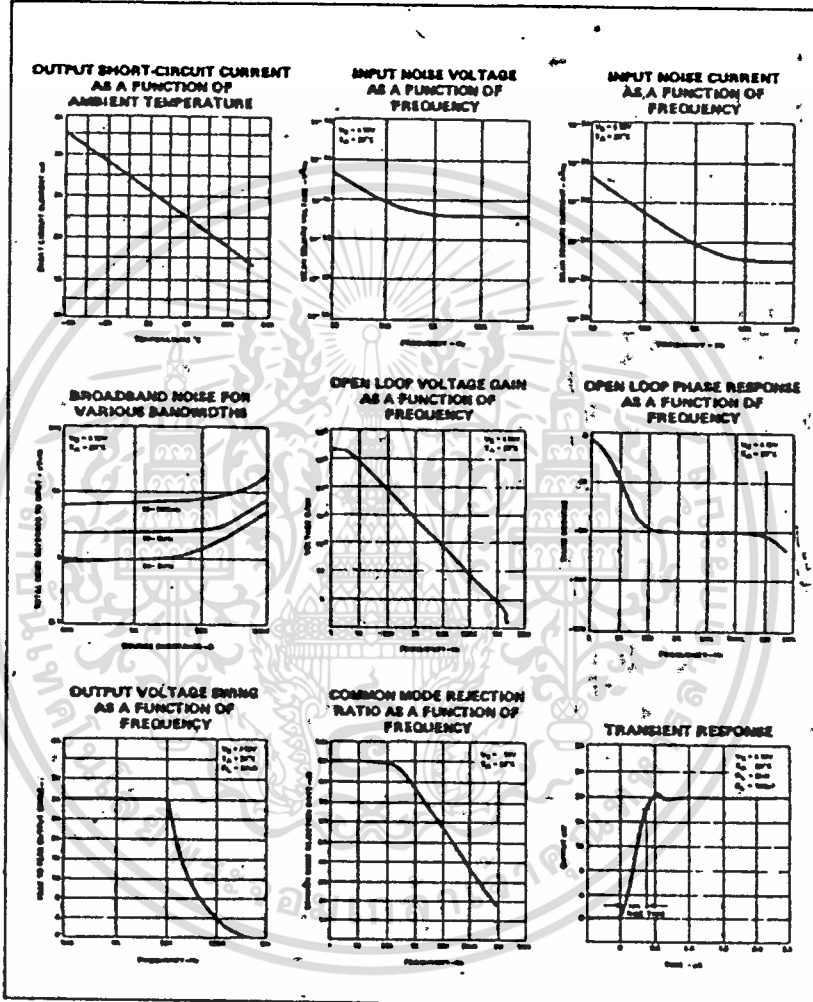


Fig. 1-2 (Cont.).  $\mu A741$  high-performance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS -  $\mu$ A741

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)



Courtesy Signetix Corp.

operational amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inductances

Self Inductance of a straight wire  
At radio frequencies, the self inductance of a straight round wire is given by

$$L = 0.0021 (2.303 \log_{10} \frac{4l}{d} - 1) \mu H$$

where  $l$  = length in centimetres  
 $d$  = dia in centimetres

Inductance of a single-layer coil

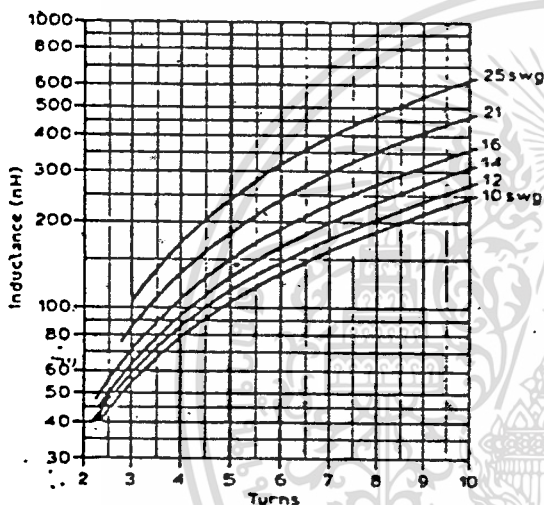
The inductance of a single-layer coil of length at least equal to its radius is given by

$$L = \frac{N^2 r^2}{9r + 10l} \mu H$$

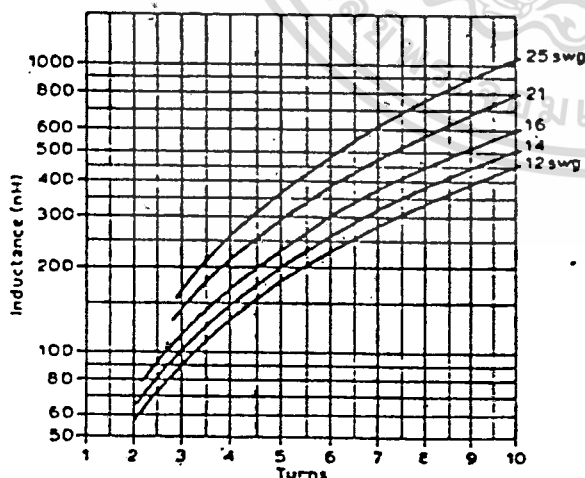
where  $r$  = radius of coil (in)  
 $l$  = length of coil (in)  
 $N$  = number of turns

This applies to both close-wound and spaced-turn coils. Correspondingly, the number of turns for a given inductance is

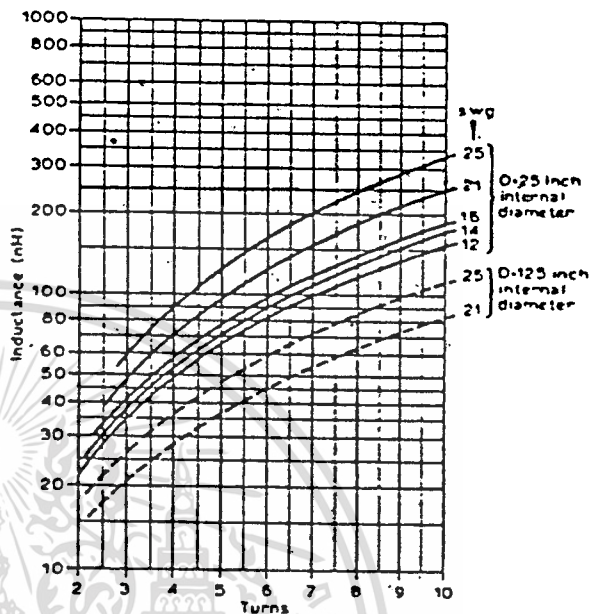
$$N = L \sqrt{\frac{9r + 10l}{r^2}}$$



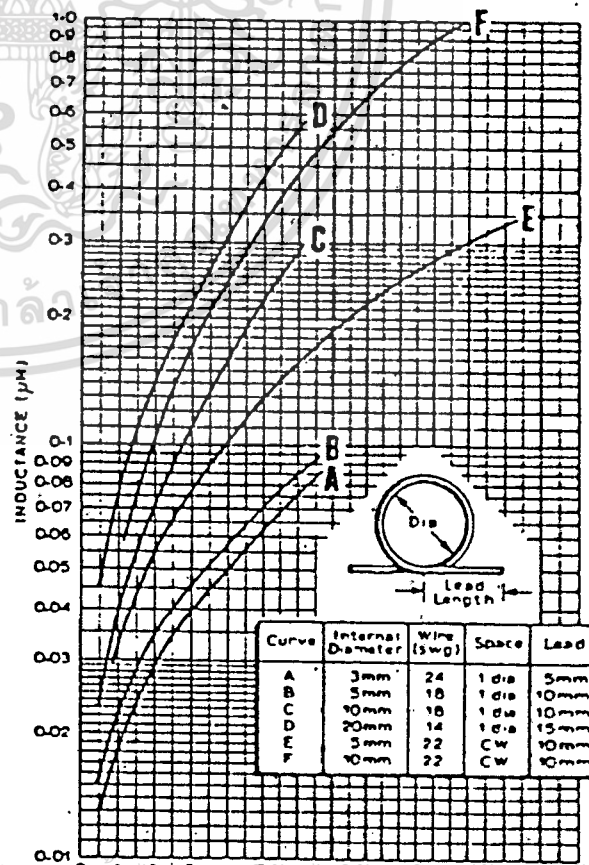
The Inductance of 0.375in Internal diameter coils with turns spaced one diameter apart



The Inductance of 0.5in Internal diameter coils, with turns spaced one diameter apart



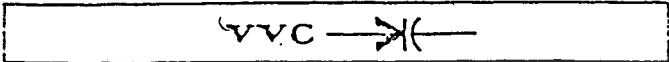
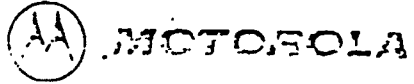
The Inductance of 0.25in. Internal diameter coils with turns spaced one diameter apart



Characteristics of small inductors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MY2101  
thru  
MY2115**



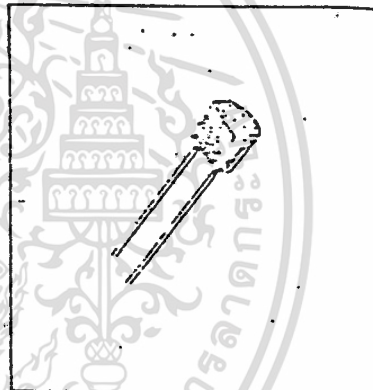
**SILICON EPICAP DIODES**

... designed in the popular **PLASTIC PACKAGE** for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance—10%
- Complete Typical Design Curves

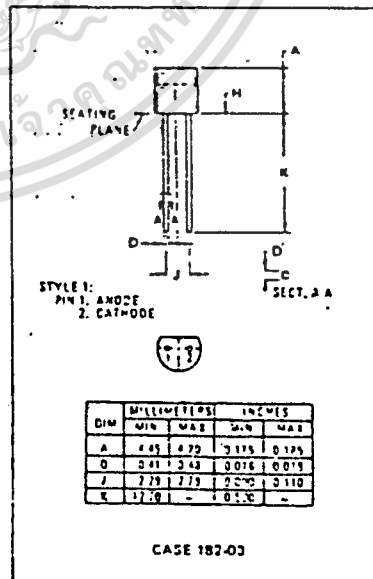
**VOLTAGE-VARIABLE  
CAPACITANCE DIODES**

6.5-100 pF  
30 VOLTS



**MAXIMUM RATINGS**

| Rating   | Symbol    | Value       | Unit        |
|--|-----------|-------------|-------------|
| Reverse Voltage  | $V_R$     | 30          | Volts       |
| Forward Current  | $I_F$     | 200         | mA          |
| Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$     | 280<br>28   | mW<br>mW/°C |
| Junction Temperature   | $T_J$     | +125        | °C          |
| Storage Temperature Range  | $T_{stg}$ | -65 to +150 | °C          |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV2101 thru MV2115

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic—All Types   | Symbol          | Min | Typ  | Max  | Unit   |
|--|-----------------|-----|------|------|--------|
| Reverse Breakdown Voltage<br>(I <sub>R</sub> = 10 μAdc)                              | BV <sub>R</sub> | 30  | —    | —    | Vdc    |
| Reverse Voltage Leakage Current<br>(V <sub>R</sub> = 25 Vdc, T <sub>A</sub> = 25°C)  | I <sub>R</sub>  | —   | —    | 0.10 | μAdc   |
| Series Inductance<br>(f = 250 MHz, Lead Length ≈ 1/16")                              | L <sub>S</sub>  | —   | 6.0  | —    | nH     |
| Case Capacitance<br>(f = 1.0 MHz, Lead Length ≈ 1/16")                               | C <sub>C</sub>  | —   | 0.18 | —    | pF     |
| Diode Capacitance Temperature Coefficient<br>(V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz) | TC <sub>C</sub> | —   | -260 | 400  | ppm/°C |

| Device | C <sub>T</sub> , Diode Capacitance<br>V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz<br>pF |       |       | Q, Figure of Merit<br>V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc,<br>f = 50 MHz | TR, Tuning Ratio<br>C <sub>T</sub> /C <sub>30</sub><br>f = 1.0 MHz |     |     |
|--------|---|-------|-------|---|--|-----|-----|
|        | Min   | Nom   | Max   |   | Min  | Typ | Max |
| MV2101 | 6.1   | 6.8   | 7.5   | 450   | 2.5  | 2.7 | 3.2 |
| MV2102 | 7.4   | 8.2   | 9.0   | 450   | 2.5  | 2.8 | 3.2 |
| MV2103 | 9.0   | 10.0  | 11.0  | 480   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MV2104 | 10.8  | 12.0  | 13.2  | 500   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MV2105 | 13.5  | 15.0  | 16.5  | 450   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MV2106 | 16.2  | 18.0  | 19.8  | 350   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MV2107 | 19.8  | 22.0  | 24.2  | 350   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MV2108 | 24.3  | 27.0  | 29.7  | 300   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2109 | 29.7  | 33.0  | 36.3  | 200   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2110 | 35.1  | 39.0  | 42.9  | 150   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2111 | 42.3  | 47.0  | 51.7  | 150   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2112 | 50.4  | 55.0  | 61.6  | 150   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |
| MV2113 | 61.2  | 66.0  | 74.5  | 150   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |
| MV2114 | 73.8  | 82.0  | 90.2  | 100   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |
| MV2115 | 90.0  | 100.0 | 110.0 | 100   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |

PARAMETER TEST METHODS

- L<sub>S</sub>, SERIES INDUCTANCE**  
L<sub>S</sub> is measured on a shorted package at 250 MHz using an impedance bridge (Boonton Radio Model 250A RX Meter).
- C<sub>C</sub>, CASE CAPACITANCE**  
C<sub>C</sub> is measured on an open package at 1.0 MHz using capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).
- C<sub>T</sub>, DIODE CAPACITANCE**  
C<sub>T</sub> = C<sub>C</sub> + C<sub>J</sub>. C<sub>T</sub> is measured at 1.0 MHz using capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).
- TR, TUNING RATIO**  
TR is the ratio of C<sub>T</sub> measured at 2.0 Vdc divided by C<sub>T</sub> measured at 30 Vdc.

- Q, FIGURE OF MERIT**  
Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equation:

$$Q = \frac{2 \cdot I C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 3345B). Use Lead Length ≈ 1/16".

- TC<sub>C</sub>, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT**  
TC<sub>C</sub> is determined by comparing C<sub>T</sub> at V<sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T<sub>A</sub> = -55°C with C<sub>T</sub> at V<sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T<sub>A</sub> = -55°C in the following equation which defines TC<sub>C</sub>:

$$TC_C = \frac{C_T \cdot 85^\circ C - C_T \cdot -55^\circ C}{85 - (-55)} \cdot \frac{10^5}{C_T(25^\circ C)}$$

Accuracy limited by measurement of C<sub>T</sub> to ± 0.1 pF.

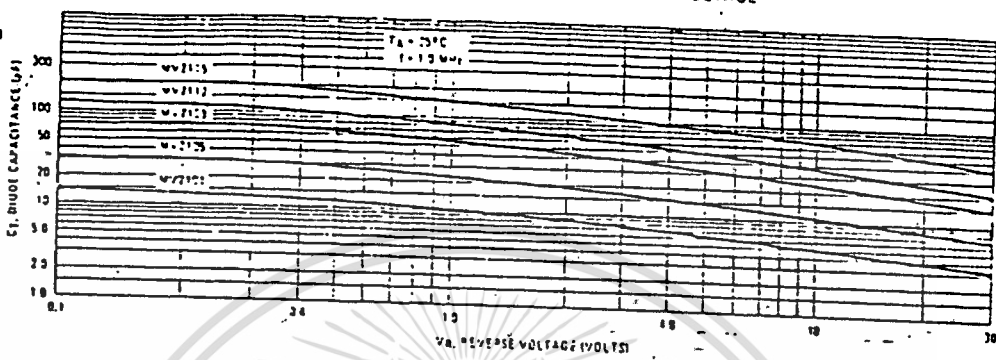
MOTOROLA RF DEVICE DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

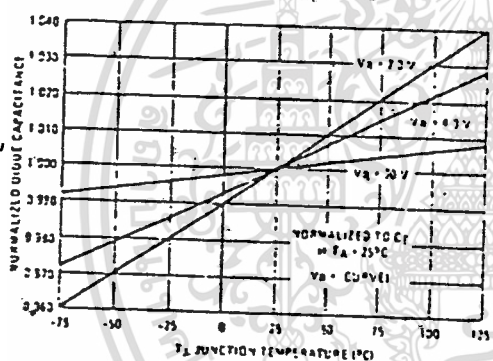
# MV2101 thru MV2115

## TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

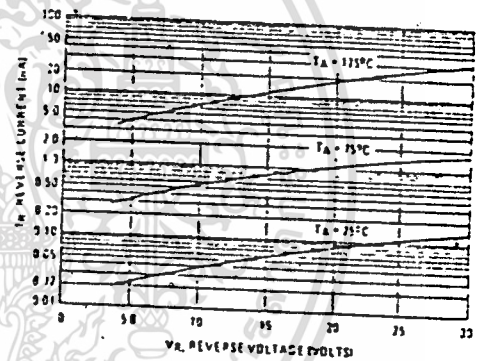
### FIGURE 1 - DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE



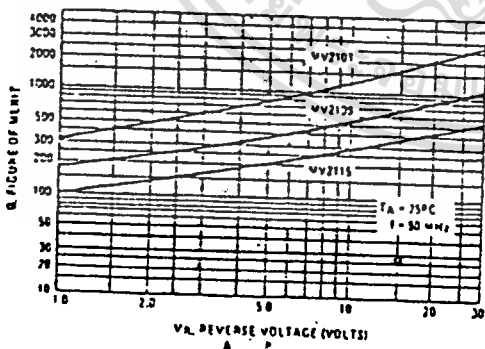
### FIGURE 2 - NORMALIZED DIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE



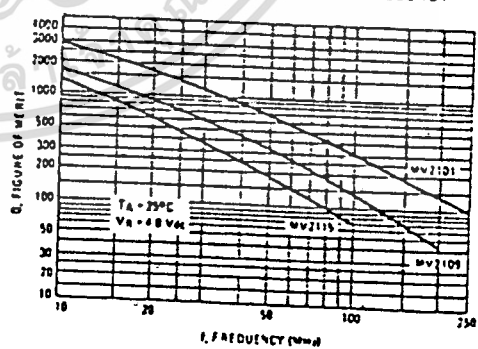
### FIGURE 3 - REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE



### FIGURE 4 - FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE



### FIGURE 5 - FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# n-channel JFETs designed for . . .



- VHF/UHF Amplifiers
- Mixers
- Oscillators
- Analog Switches

Performance Curves NH  
See Section 4

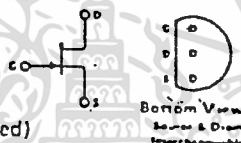
### BENEFITS

- Low Cost
- Completely Specified for 400 MHz Operation
- Low Error Analog Switch  
Very Little Charge Coupling  
 $C_{rss} < 1.0 \text{ pF}$

### \* ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C)

|  |               |
|--|---------------|
| Drain-Gate Voltage                                   | 25 V          |
| Source Gate Voltage                                  | 25 V          |
| Drain Current  | 30 mA         |
| Forward Gate Current                                 | 10 mA         |
| Total Device Dissipation @ 25°C                      | 360 mW        |
| Derate above 25°C                                    | 3.27 mW/°C    |
| Operating Junction Temperature Range                 | -65 to +135°C |
| Storage Temperature Range                            | -65 to +150°C |
| Lead Temperature<br>(1/16" from case for 10 seconds) | 240°C         |

TO-92  
See Section 6



### \* ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C unless otherwise noted)

| Characteristic                  | 2N5484        |     | 2N5485 |     | 2N5486 |     | Unit                  | Test Conditions                               |
|---------------------------------|---------------|-----|--------|-----|--------|-----|-----------------------|---|
|                                 | Min           | Max | Min    | Max | Min    | Max |                       |   |
| 1 S<br>2 T<br>3 A<br>4 T<br>5 C | IGSS -1.0     |     | -1.0   |     | -1.0   |     | nA                    | VGS = +20 V, VDS = 0<br>TA = +25°C            |
| 6                               | BVGSSE -25    |     | -25    |     | -25    |     |                       |   |
| 7                               | VGS(off) -0.3 |     | -0.5   |     | -0.5   |     |                       |   |
| 8                               | IGSS 1.0      |     | 5.0    |     | 10     |     |                       |   |
| 9                               | gm            |     | 3,000  |     | 6,000  |     | mA                    | VDS = 15 V, ID = 10 mA<br>VGS = 0 (except 11) |
| 10                              | Gm            |     | 50     |     | 60     |     |                       |   |
| 11                              | Rel(gm)       |     | 2,500  |     |        |     |                       |   |
| 12                              | Gm            |     | 3,000  |     | 3,500  |     |                       |   |
| 13                              | Rel(gm)       |     | 100    |     | 100    |     |                       |   |
| 14                              | Ciss          |     | 5.0    |     | 5.0    |     |                       |   |
| 15                              | Crfst         |     | 1.0    |     | 1.0    |     |                       |   |
| 16                              | Coss          |     | 2.0    |     | 2.0    |     |                       |   |
| 17                              | NF            |     | 2.5    |     | 2.5    |     |                       |   |
| 18                              | NF            |     | 3.0    |     | 3.0    |     |                       |   |
| 19                              | Gps           |     | 10     |     | 20     |     | dB                    | VDS = 15 V, VGS = 0, RG = 1 MΩ                |
| 20                              | Gps           |     | 10     |     | 20     |     |                       | VDS = 15 V, ID = 1 mA, RG = 1 MΩ              |
| 21                              | Gps           |     | 10     |     | 20     |     |                       | VDS = 15 V, ID = 4 mA, RG = 1 MΩ              |
| 22                              | Gps           |     | 10     |     | 20     |     |                       | VDS = 15 V, ID = 1 mA                         |
| 23                              | Gps           |     | 10     |     | 20     |     | VDS = 15 V, ID = 4 mA |   |

\* JFET registered data

### NOTE:

1. Pulse Test PW 200 μs, Duty Cycle < 2%

NH

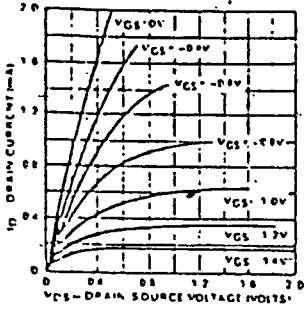
2N5484 2N5485 2N5486

Siliconix

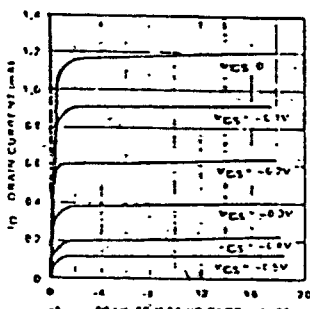
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



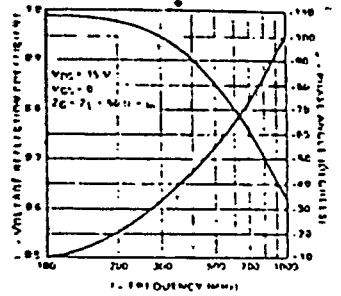
Output Characteristic (VGS(off) = -2V)



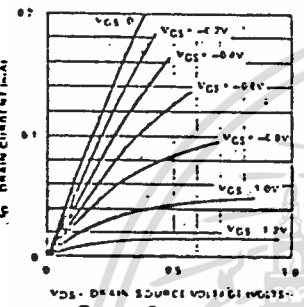
Output Characteristic (VGS(off) = -1.0V)



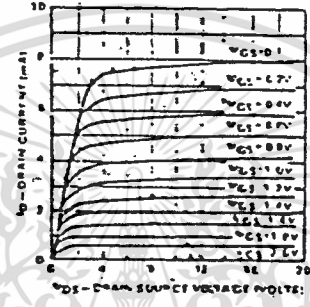
S Parameters S11 Common-Source vs Frequency



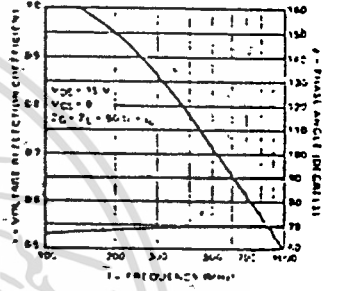
Output Characteristic (VGS(off) = -1.5V)



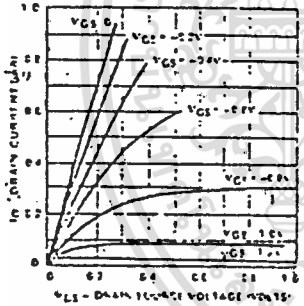
Output Characteristic (VGS(off) = -3.0V)



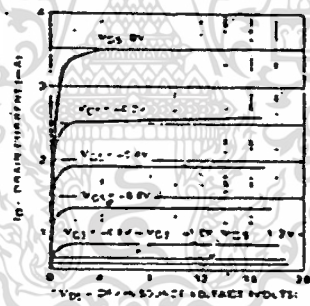
S Parameters S21 Common-Source vs Frequency



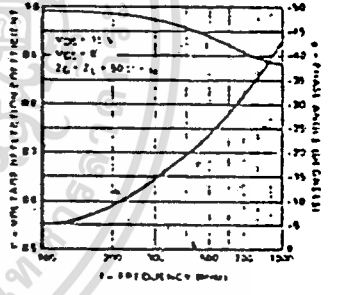
Output Characteristic (VGS(off) = -1.5V)



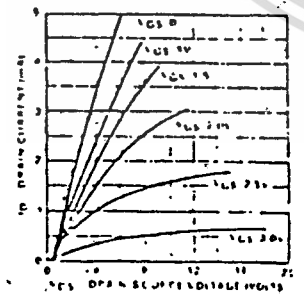
Output Characteristic (VGS(off) = -1.5V)



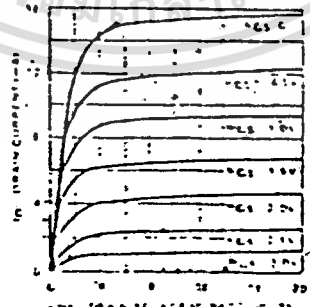
S Parameters S22 Common-Source vs Frequency



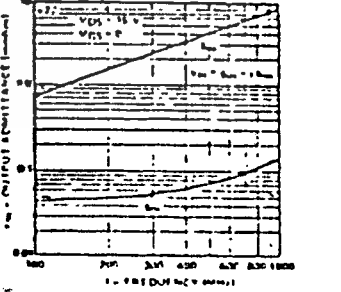
Output Characteristic (VGS(off) = -4.0V)



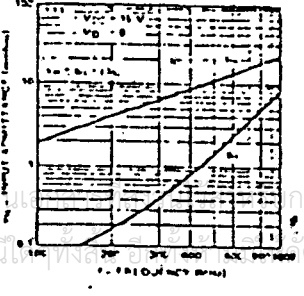
Output Characteristic (VGS(off) = -4.0V)



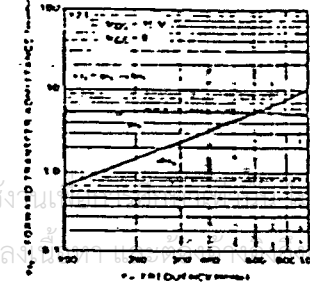
Common-Source Output Admittance vs Frequency



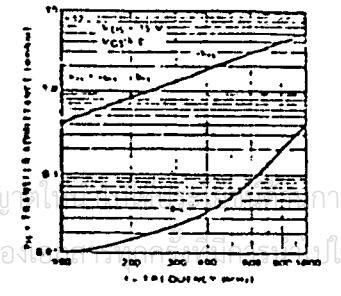
Common-Source Input Admittance vs Frequency



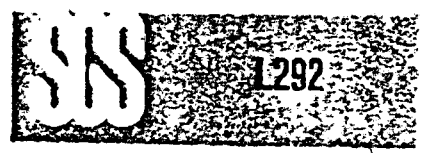
Common-Source Forward Transfer Admittance vs Frequency



Common-Source Inverse Transfer Admittance vs Frequency



# LINEAR INTEGRATED CIRCUITS



## SWITCHMODE DRIVER FOR DC MOTORS

The L292 is a monolithic LSI circuit in 15-lead Multiwatt® package. It is intended for use, together with L290 and L291 as a complete 3-chip DC motor driver.

The L290/1/2 system can be directly controlled by a microprocessor. The outstanding characteristics of the L292 are:

- Driving capability: 2A, 36V, 30 KHz.
- 2 Logic chip enable.
- External loop gain adjustment.
- Single power supply (18 to 36V).
- Input signal symmetric to ground.
- Thermal protection.

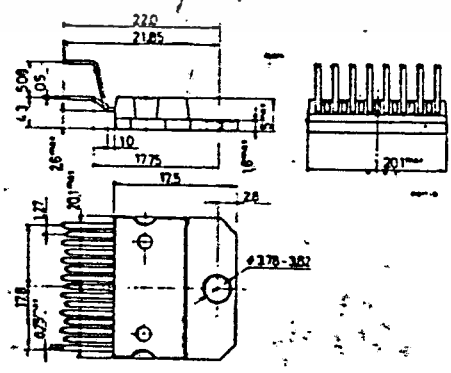
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

|               |   |               |                  |
|---------------|---|---------------|------------------|
| $V_s$         | Power supply  | 36            | V                |
| $V_i$         | Input voltage   | -15 to $+V_s$ | V                |
| $V_{inhibit}$ | Inhibit voltage   | 0 to $-V_s$   | V                |
| $I_o$         | Output current  | 2.5           | A                |
| $P_{tot}$     | Total power dissipation ( $T_{case} = 75^\circ\text{C}$ ) | 25            | W                |
| $T_{stg}$     | Storage and junction temperature                          | -40 to +150   | $^\circ\text{C}$ |

ORDERING NUMBER: L292

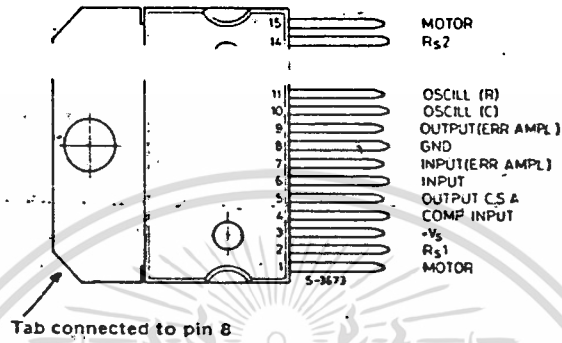
### MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

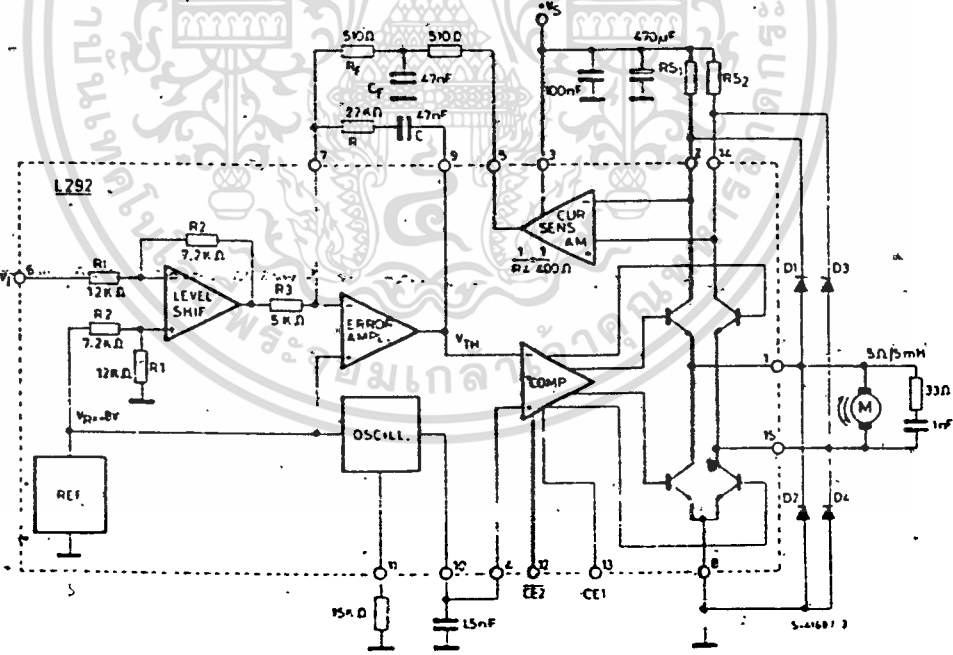


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### CONNECTION DIAGRAM (top view)



### BLOCK DIAGRAM AND TEST CIRCUIT



D1 · D2 · D3 · D4 = High speed diodes {  $V_F < 1.2V @ I = 2A$   
 $t_{rr} < 200 ns$

**THERMAL DATA**

|  |            |
|--|------------|
| $R_{\theta j-case}$ Thermal resistance junction-case | max 3 °C/W |
|--|------------|

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_{amb} = 25^{\circ}C$ ;  $f_{osc} = 20$  KHz unless otherwise specified)

| Parameter         |                                 | Test conditions                                | Min.        | Typ. | Max.      | Unit    |
|-------------------|---------------------------------|--|-------------|------|-----------|---------|
| $V_s$             | Supply voltage                  |  | 18          |      | 36        | V       |
| $I_d$             | Quiescent drain current         | $V_s = 20V$ (offset null)                      |             | 30   | 50        | mA      |
| $V_{os}$          | Input offset-voltage (pin 6)    | $V_s = 36V$ $I_o = 0$                          |             |      | $\pm 350$ | mV      |
| $V_{inh.}$        | Inhibit low level (pin 12, 13)  |  |             |      | 2         | V       |
|                   | Inhibit high level (pin 12, 13) |  | 3.2         |      |           | V       |
| $I_{inh.}$        | Low voltage condition           | $V_{inh. (L)} = 0.4V$                          |             |      | -100      | $\mu A$ |
|                   | High voltage conditions         | $V_{inh. (H)} = 3.2V$                          |             |      | 10        | $\mu A$ |
| $I_i$             | Input current (pin 6)           | $V_i = -8.8V$                                  |             |      | -1.8      | mA      |
|                   |                                 | $V_i = +8.8V$                                  |             |      | 0.5       | mA      |
| $V_i$             | Input voltage (pin 6)           | $R_{s1} = R_{s2} = 0.2\Omega$                  | $I_o = 2A$  |      | 9.1       | V       |
|                   |                                 |  | $I_o = -2A$ |      | -9.1      | V       |
| $I_o$             | Output current                  | $V_i = \pm 9.8V$ $R_{s1} = R_{s2} = 0.2\Omega$ | $\pm 2$     |      |           | A       |
| $V_D$             | Total drop out voltage          | (including sensing resistors)                  | $I_o = 2A$  |      | 5         | V       |
|                   |                                 |  | $I_o = 1A$  |      | 3.5       | V       |
| $V_{RS}$          | Sensing resistor voltage drop   | $T_j = 150^{\circ}C$ $I_o = 2A$                |             |      | 0.44      | V       |
| $\frac{I_o}{V_i}$ | Transconductance                | $R_{s1} = R_{s2} = 0.2\Omega$                  | 205         | 220  | 235       | mA/V    |
|                   |                                 | $R_{s1} = R_{s2} = 0.4\Omega$                  |             | 120  |           | mA/V    |
| $f_{osc}$         | Frequency range (pin 10)        |  | 1           |      | 30        | KHz     |

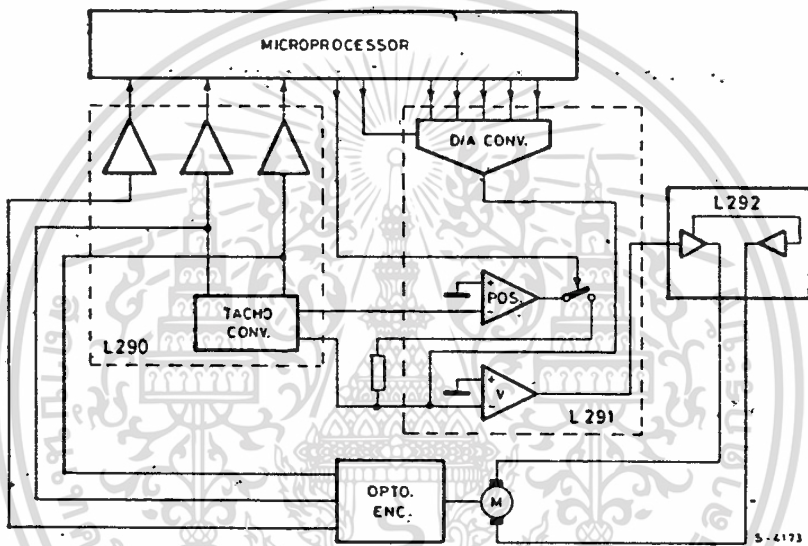
**TRUTH TABLE**

| $V_{inhibit}$ |        | Output stage condition |
|---------------|--------|------------------------|
| Pin 12        | Pin 13 |                        |
| L             | L      | Disabled               |
| L             | H      | Normal operation       |
| H             | L      | Disabled               |
| H             | H      | Disabled               |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### SYSTEM DESCRIPTION

The L290, L291 and L292 are intended to be used as a 3-chip microprocessor controlled positioning system. These devices may be used separately - particularly the L292 motor driver - but since they will usually be used together, a description of a typical L290/1/2 system follows.



The system operates in two modes to achieve high-speed, high-accuracy positioning. Speed commands for the system originate in the microprocessor. It is continuously updated on the motor position by means of pulses from the L290 tachometer chip, which in turn gets its information from the optical encoder. From this basic input, the microprocessor computes a 5-bit control word that sets the system speed dependent on the distance to travel.

When the motor is stopped and the microprocessor orders it to a new position, the system operates initially in an open-loop configuration as there is no feedback from the tachometer generator. Therefore maximum current is fed to the motor. As maximum speed is reached, the tachometer chip output backs off the processor signal thus reducing accelerating torque.

The motor continues to run at top speed but under closed-loop control.

As the target position is approached, the microprocessor lowers the value of the speed-demand word, this reduces the voltage at the main summing point, in effect braking the motor. The braking is applied progressively until the motor is running at minimum speed.

At that time, the microprocessor orders a switch to the position mode, (strobe signal at pin 8 of L290) and within 3 to 4 ms the L292 drives the motor to a null position, where it is held by electronic "detenting".

## SYSTEM DESCRIPTION (continued)

The mechanical/electrical interface consists of an optical encoder which generates two sinusoidal signals 90° out of phase (leading or lagging according to the motor direction) and proportional in frequency to the speed of rotation. The optical encoder also provides an output at one position on the disk which is used to set the initial position.

The opto encoder signals, FTA and FTB are filtered by the networks  $R_2 C_2$  and  $R_3 C_3$  (referring to

The main function of the L290 is to implement the following expression:

$$\text{Output signal (TACHO)} = \frac{dV_{AB}}{dt} \cdot \frac{FTA}{|FTA|} - \frac{dV_{AA}}{dt} \cdot \frac{FTB}{|FTB|}$$

Thus the mean value of TACHO is proportional to the rotation speed and its polarity indicates the direction of rotation.

The above function is performed by amplifying the input signals in  $A_1$  and  $A_2$  to obtain  $V_{AA}$  and  $V_{AB}$  (typ. 7 V<sub>p</sub>). From  $V_{AA}$  and  $V_{AB}$  the external differentiator RC networks  $R_5 C_6$  and  $R_4 C_4$  give the signals  $V_{MA}$  and  $V_{MB}$  which are fed to the multipliers.

The second input to each multiplier consists of the sign of the first input of the other multiplier before differentiation, these are obtained using the comparators  $C_{S1}$  and  $C_{S2}$ . The multiplier outputs,  $C_{SA}$  and  $C_{SB}$ , are summed by  $A_3$  to give the final output signal TACHO. The peak-to-peak ripple signal of the TACHO can be found from the following expression:

$$V_{\text{ripple p-p}} = \frac{\pi}{4} (\sqrt{2} - 1) \cdot V_{\text{thaco DC}}$$

The max value of TACHO is:

$$V_{\text{thaco max}} = \frac{\pi}{4} \sqrt{2} \cdot V_{\text{thaco DC}}$$

Using the comparators  $C_1$  and  $C_2$  another two signals from  $V_{AA}$  and  $V_{AB}$  are derived - the logic signals STA and STB.

These signals are used by the microprocessor to determine the position by counting the pulses.

The L290 internal reference voltage is also derived from  $V_{AA}$  and  $V_{AB}$ :

$$V_{\text{ref}} \equiv |V_{AA}| + |V_{AB}|$$

This reference is used by the D/A converter in the L291 to compensate for variations in input levels, temperature changes and ageing.

The "one pulse per rotation" opto encoder output is connected to pin 12 of the L290 (FTF) where it is squared to give the STF logic output for the microprocessor.

The TACHO signal and  $V_{\text{ref}}$  are sent to the L291 via filter networks  $R_8 C_8 R_9$  and  $R_6 C_7 R_7$  respectively. Pin 12 of this chip is the main summing point of the system where TACHO and the D/A converter output are compared.

The input to the D/A converter consists of 5 bit word plus a sign bit supplied by the microprocessor. The sign bit represents the direction of motor rotation. The (analogue) output of the D/A converter - DAC/OUT - is compared with the TACHO signal and the resulting error signal is amplified by the error amplifier, and subsequently appears on pin 1.

**SYSTEM DESCRIPTION** (continued)

The ERRV signal (from pin 1, L291) is fed to pin 6 of the final chip, the L292 H-bridge motor-driver. This input signal is bidirectional so it must be converted to a positive signal because the L292 uses a single supply voltage. This is accomplished by the first stage - the level shifter, which uses an internally generated 8V reference.

This same reference voltage supplies the triangle wave oscillator whose frequency is fixed by the external RC network ( $R_{20}, C_{17}$  - pins 11 and 10) where:

$$f_{osc} = \frac{1}{2RC} \quad (\text{with } R \geq 8.2 \text{ K}\Omega)$$

The oscillator determines the switching frequency of the output stage and should be in the range 1 to 30 KHz.

Motor current is regulated by an internal loop in the L292 which is performed by the resistors  $R_{18}, R_{19}$  and the differential current sense amplifier, the output of which is filtered by an external RC network and fed back to the error amplifier.

The choice of the external components in these RC network (pins 5, 7, 9) is determined by the motor type and the bandwidth requirements. The values shown in the diagram are for a 5 $\Omega$ , 5 mH motor. (See L292 Transfer Function Calculation in Application Information).

The error signal obtained by the addition of the input and the current feedback signals (pin 7) is used to pulse width modulate the oscillator signal by means of the comparator. The pulse width modulated signal controls the duty cycle of the H-bridge to give an output current corresponding to the L292 input signal.

The interval between one side of the bridge switching off and the other switching on,  $\tau$ , is programmed by  $C_{17}$  in conjunction with an internal resistor  $R_{\tau}$ .

This can be found from:

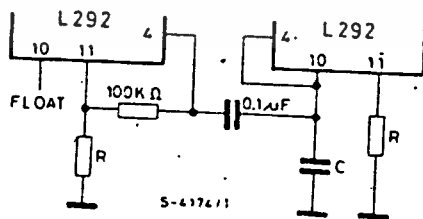
$$\tau = R_{\tau} \cdot C_{pin\ 10} \quad (C_{17} \text{ in the diagram})$$

Since  $R_{\tau}$  is approximately 1.5 K $\Omega$  and the recommended  $\tau$  to avoid simultaneous conduction is 2.5  $\mu$ s  $C_{pin\ 10}$  should be around 1.5 nF.

The current sense resistors  $R_{18}$  and  $R_{19}$  should be high precision types (maximum tolerance  $\pm 2\%$ ) and the recommended value is given by:

$$R_{max} \cdot I_{o\ max} \leq 0.44V$$

Fig. 2



Finally, two enable inputs are provided on the L292 (pins 12 and 13-active low and high respectively).

**SYSTEM DESCRIPTION (continued)**

Thus the output stage may be inhibited by taking pin 12 high or by taking pin 13 low. The output will also be inhibited if the supply voltage falls below 18V. The enable inputs were implemented in this way because they are intended to be driven directly by a microprocessor. Currently available microprocessors may generate spikes as high as 1.5V during power-up. These inputs may be used for a variety of applications such as motor inhibit during reset of the logical system and power-on reset (see fig. 3).

Fig. 3

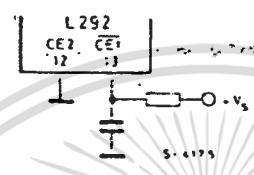
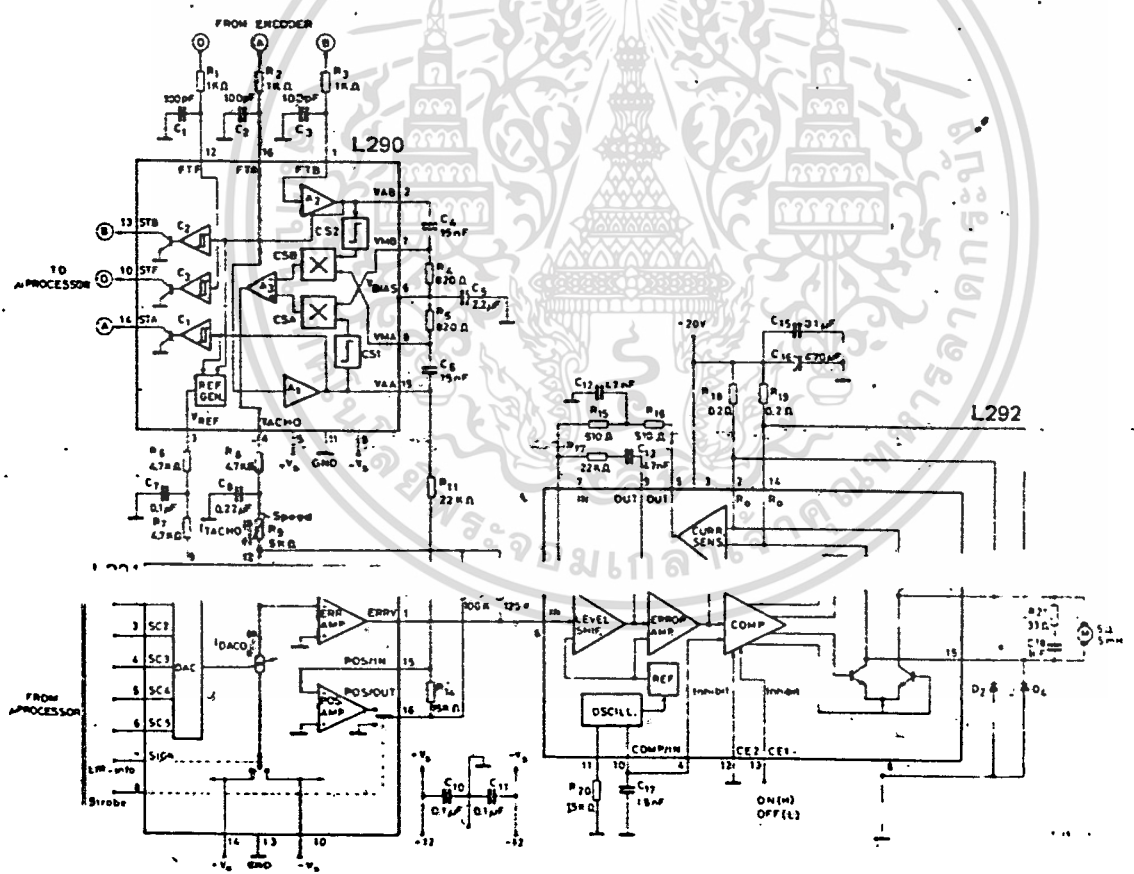


Fig. 4 - Application circuit



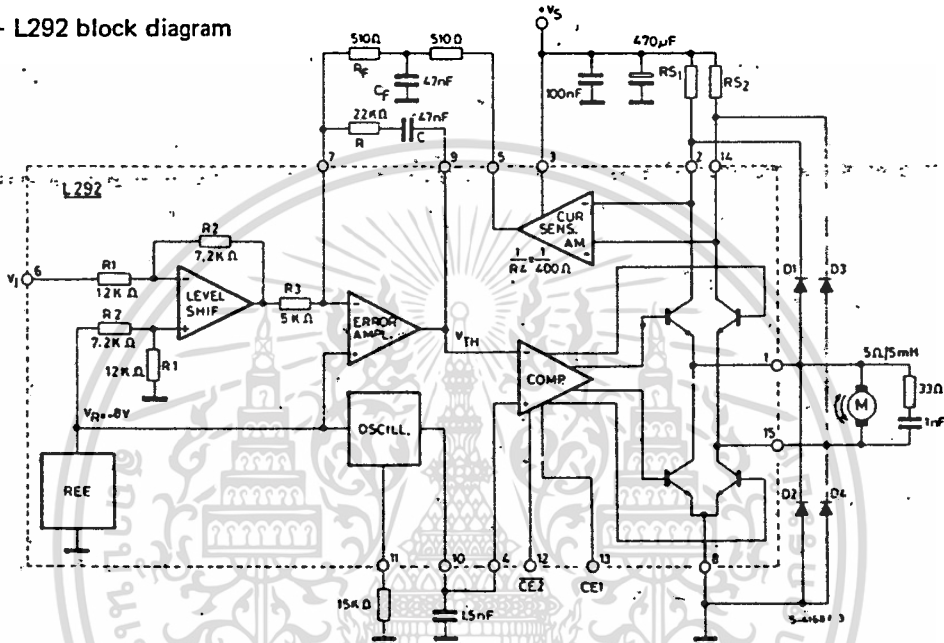
D1 to D4 :  $\begin{cases} V_F < 1.2V @ I = 2A \\ t_{rr} < 200 ns \end{cases}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### APPLICATION INFORMATION

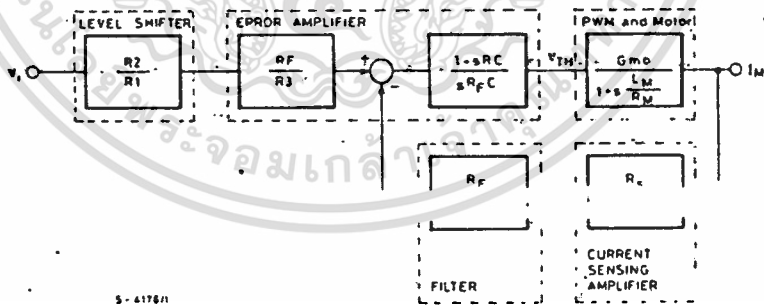
This section has been added in order to help the designer for the best choice of the values of external components.

Fig. 5 - L292 block diagram



The schematic diagram used for the Laplace analysis of the system is shown in fig. 6.

Fig. 6



$$R_{S1} = R_{S2} = R_S \text{ (sensing resistors)}$$

$$\frac{1}{R_4} = 2.5 \cdot 10^{-3} \Omega \text{ (current sensing amplifier transconductance)}$$

$L_M$  = Motor inductance

$R_M$  = Motor resistance

$I_M$  = Motor current

$$G_{mo} = \left. \frac{I_M}{V_{TH}} \right|_{s=0} \text{ (DC transfer function from the input of the comparator (} V_{TH} \text{) to the motor current (} I_M \text{)).}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**APPLICATION INFORMATION (continued)**

Neglecting the  $V_{CEsat}$  of the bridge transistors and the  $V_{BE}$  of the diodes:

$$G_{mo} = \frac{1}{R_M} \frac{2V_s}{V_R} \quad \text{where: } V_s = \text{supply voltage} \quad (1)$$

$$V_R = 8V \text{ (reference voltage)}$$

**DC transfer function**

In order to be sure that the current loop is stable the following condition is imposed:

$$1 + sRC = 1 + s \frac{L_M}{R_M} \quad \text{(pole cancellation)} \quad (2)$$

$$\text{from which } RC = \frac{L_M}{R_M} \quad \text{(Note that in practice } R \text{ must be greater than } 5.6 \text{ K}\Omega)$$

The transfer function is then,

$$\frac{I_M}{V_I}(s) = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} G_{mo} \frac{1 + sR_F C_F}{G_{mo} R_s + s R_4 C + s^2 R_F C_F R_4 C} \quad (3)$$

In DC condition, this is reduced to

$$\frac{I_M}{V_I}(0) = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{1}{R_s} = \frac{0.044}{R_s} \left[ \frac{A}{V} \right] \quad (4)$$

**Open-loop gain and stability criterion**

For  $RC = L_M/R_M$ , the open loop gain is:

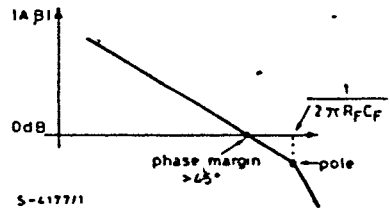
$$A\beta = \frac{1}{sR_F C} \cdot G_{mo} \frac{R_s}{R_4} \frac{R_F}{1 + sR_F C_F} = \frac{G_{mo} R_s}{R_4 C} \frac{1}{s(1 + sR_F C_F)} \quad (5)$$

In order to achieve good stability, the phase margin must be greater than  $45^\circ$  when  $|A\beta| = 1$ .

That means that at  $f_c = \frac{1}{2\pi R_F C}$ , must be  $|A\beta| < 1$  (see fig. 7), that is

$$|A\beta|_{f_c} = \frac{1}{2\pi R_F C} = \frac{G_{mo} R_s}{R_4 C} \frac{R_F C_F}{\sqrt{2}} < 1 \quad (6)$$

Fig. 7 - Open-loop frequency response



## APPLICATION INFORMATION (continued)

### Closed-loop system step response

#### a) Small-signals analysis.

The transfer function (3) can be written as follows:

$$\frac{I_M}{V_I}(s) = \frac{0.044}{R_s} \frac{1 + \frac{s}{2\xi\omega_0}}{1 + \frac{2\xi s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (7)$$

where:  $\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{mo} R_s}{R_4 C R_F C_F}}$  is the cutoff frequency

$\xi = \sqrt{\frac{R_4 C}{4 R_F C_F G_{mo} R_s}}$  is the damping factor

By choosing the  $\xi$  value, it is possible to determine the system response to an input step signal. Examples:

1)  $\xi = 1$  from which

$$I_M(t) = \frac{0.044}{R_s} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{2R_F C_F}} \left( 1 + \frac{t}{4R_F C_F} \right) \right] \cdot V_I$$

(where  $V_I$  is the amplitude of the input step).

2)  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  from which

$$I_M(t) = \frac{0.044}{R_s} \left( 1 - \cos \frac{t}{2R_F C_F} e^{-\frac{t}{2R_F C_F}} \right) V_I$$

From fig. 9, it is possible to verify that the L292 works in "closed-loop" conditions during the entire motor current rise-time: the voltage at pin 7 (inverting input of the error amplifier) is locked to the reference voltage  $V_R$ , present at the non-inverting input of the same amplifier.

The previous linear analysis is correct for this example.

Decreasing the  $\xi$  value, the rise-time of the current decreases. But for a good stability, from relationship (6), the minimum value of  $\xi$  is:

$$\xi = 1$$

(phase margin = 45°)

Fig. 8 - Small signal step response (normalized amplitude vs.  $t/R_F C_F$ )

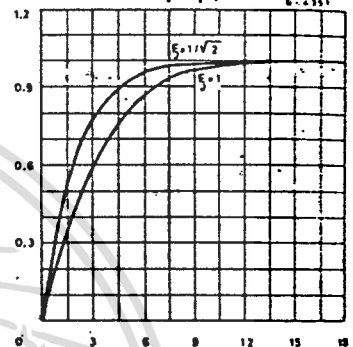
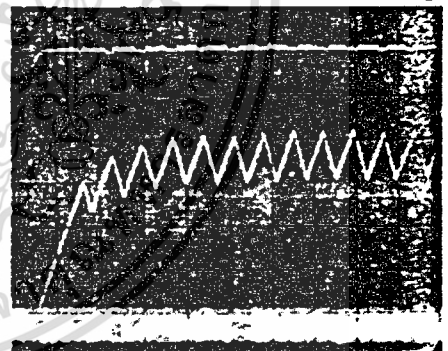


Fig. 9 - Motor current and pin 7 voltage waveforms (application of fig. 5). Small signal response



$V_7 = 200\text{mV/div.}$   
 $I_M = 100\text{mA/div.}$   
 $t = 100\mu\text{s/div.}$   
 with  $V_I = 1.5\text{Vp.}$

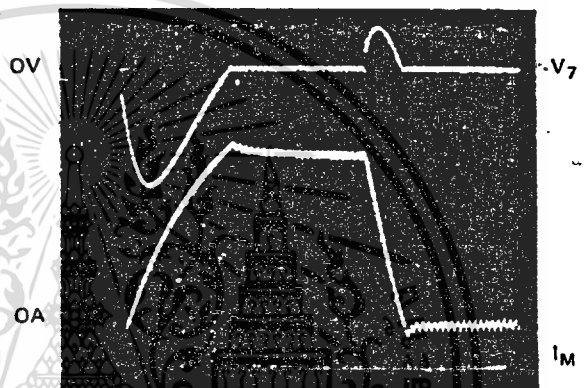
**APPLICATION INFORMATION (continued)**

**b) Large signal response**

The large step signal response is limited by slew-rate and inductive load. In this case, during the rise-time of the motor current, the L292 works in open-loop condition, as can be seen from the photograph of fig. 10.

**Fig. 10 - Motor current and pin 7 voltage waveforms (application of fig. 5) Large signal response.**

$V_7 = 1V/div.$   
 $I_M = 0.5A/div.$   
 $t = 500\mu s/div.$



The voltage at pin 7 (inverting input of the error amplifier) departs from the reference voltage  $V_R$  present at the non-inverting input and the feedback loop is open. The feedback loop is on when the motor current reaches its steady-state value (2A).

**Closed loop system bandwidth**

$$\frac{I_M}{V_I}(s) = \frac{0.044}{R_s} \frac{1 + s R_F C_F}{1 + 2s R_F C_F + 2s^2 R_F^2 C_F^2} \quad (8)$$

The module of the transfer function is:

$$\left| \frac{I_M}{V_I} \right| = \frac{0.044}{R_s} \frac{2 \sqrt{1 + \omega^2 R_F^2 C_F^2}}{\sqrt{[(1 + 2 \omega R_F C_F)^2 + 1] \cdot [(1 - 2 \omega R_F C_F)^2 + 1]}} \quad (9)$$

The cutoff frequency is derived by the expression (9) by putting  $\left| \frac{I_M}{V_I} \right| = 0.707 \cdot \frac{0.044}{R_s}$  (-3 dB), from which:

$$f_c = \frac{0.9}{\dots} \quad f_T = \frac{0.9}{\dots}$$

APPLICATION INFORMATION (continued)

Example:

a) Data

- Motor characteristics :  $L_M = 5 \text{ mH}$   
 $R_M = 5 \Omega$   
 $L_M/R_M = 1 \text{ msec}$
- Voltage and current characteristics:  
 $V_s = 20\text{V}$        $I_M = 2\text{A}$        $V_I = 9.1\text{V}$
- Closed loop bandwidth: 3 kHz.

b) Calculation

- From relationship (4):  

$$R_s = \frac{0.044}{I_M} V_I = 0.2 \Omega$$
and from (1):  

$$G_{mo} = \frac{2 V_s}{R_M V_R} = 1 \Omega^{-1}$$
- $RC = 1 \text{ msec}$  [ from expression (2) ].
- Assuming  $\xi = 1/\sqrt{2}$ ; from (7) follows:  

$$\xi^2 = \frac{1}{2} = \frac{400 C}{4 R_F C_F \cdot 0.2}$$
- The cutoff frequency is:  

$$f_T = \frac{143 \cdot 10^{-3}}{R_F C_F} = 3 \text{ kHz}$$

c) Summarising

- $RC = 1 \cdot 10^{-3} \text{ sec}$        $C = 47 \text{ nF}$
- $\frac{1000 C}{R_F C_F} = 1$        $R = 22 \text{ K}\Omega$
- $R_F C_F \cong 47 \mu\text{s}$       For  $R_F = 510 \Omega \rightarrow C_F = 92 \text{ nF}$

### PRELIMINARY DATA

#### PUSH-PULL FOUR CHANNEL DRIVERS

- OUTPUT CURRENT 1A PER CHANNEL
- PEAK OUTPUT CURRENT 2A PER CHANNEL (NON REPETITIVE)
- INHIBIT FACILITY
- HIGH NOISE IMMUNITY
- SEPARATE LOGIC SUPPLY
- OVERTEMPERATURE PROTECTION

The L293 and L293E are quad push-pull drivers capable of delivering output currents to 1A per channel. Each channel is controlled by a TTL-compatible logic input and each pair of drivers (a full bridge) is equipped with an inhibit input which turns-off all four transistors. A separate supply input is provided for the logic so that it may be run off a lower voltage to reduce dissipation.

Additionally, the L293E has external connections to the lower emitter of each driver, permitting the connection of sensing resistors, for switchmode control.

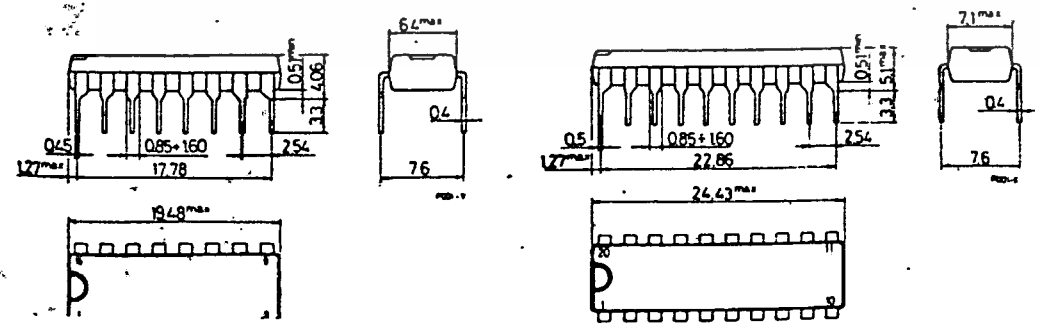
The L293 and L293E are packaged in 16 and 20-pin plastic DIPs respectively; both use the four center pins to conduct heat to the printed circuit board.

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

|                |   |            |            |
|----------------|---|------------|------------|
| $V_s$          | Supply voltage  | 36         | V          |
| $V_{in}$       | Logic supply voltage                                      | 36         | V          |
| $V_i$          | Input voltage   | 7          | V          |
| $V_{inh}$      | Inhibit voltage   | 7          | V          |
| $I_{out}$      | Peak output current (non-repetitive $t = 5ms$ )           | 2          | A          |
| $P_{tot}$      | Total power dissipation at $T_{ground-pins} = 80^\circ C$ | 5          | W          |
| $T_{stg}, T_j$ | Storage and junction temperature                          | -40 to 150 | $^\circ C$ |

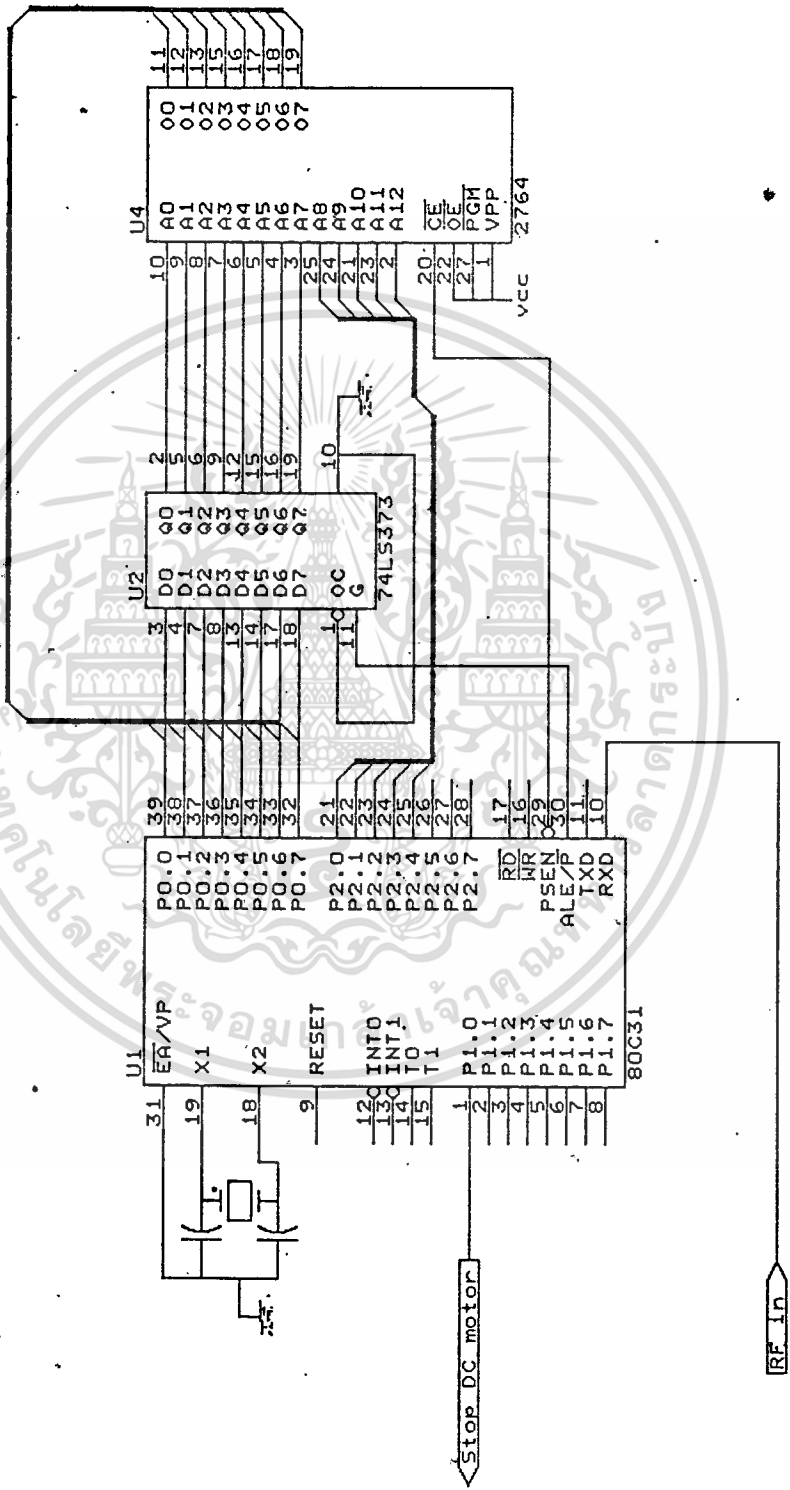
ORDERING NUMBERS: L293B (16 leads)  
L293E (20 leads)

Dimensions in mm



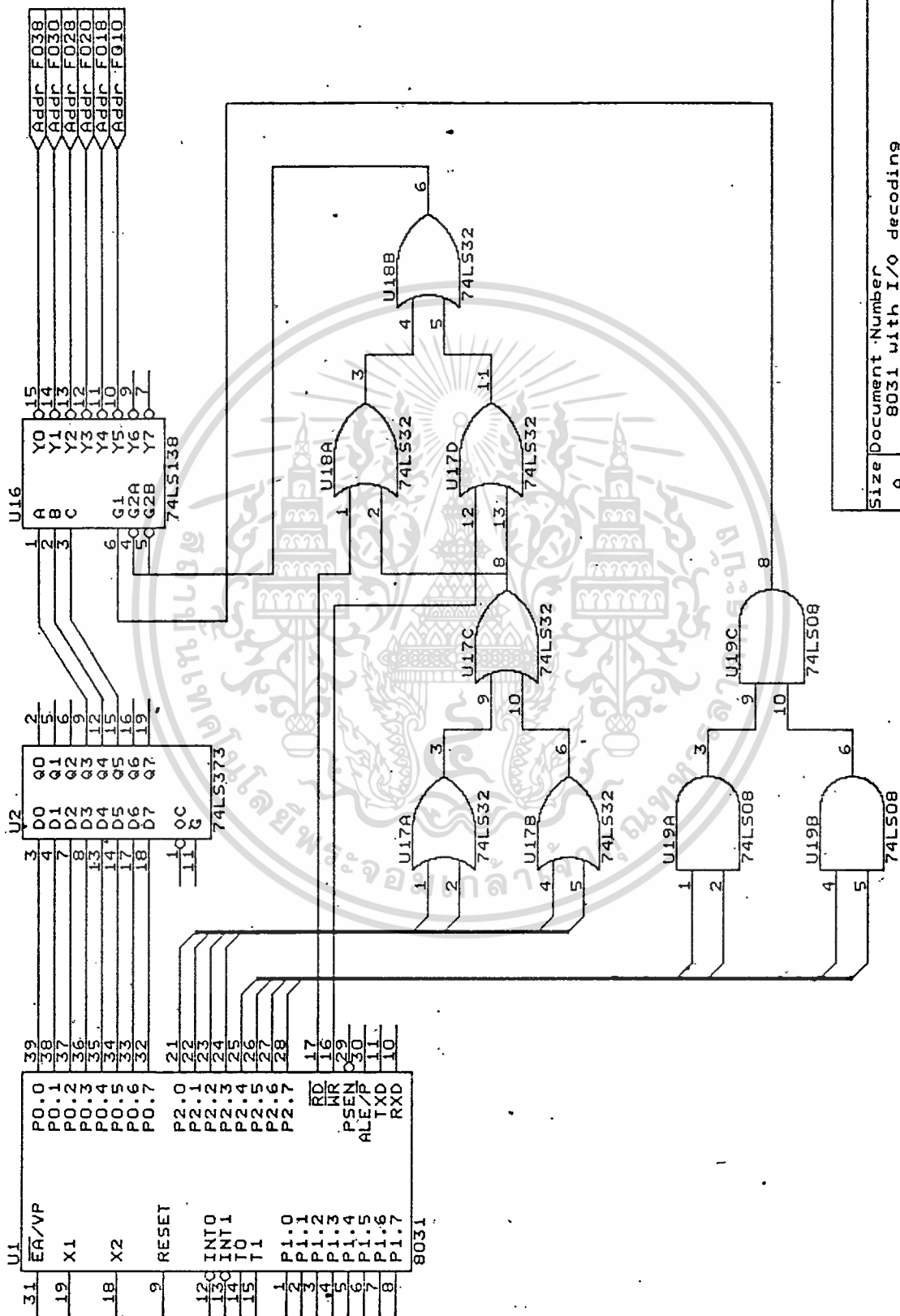
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





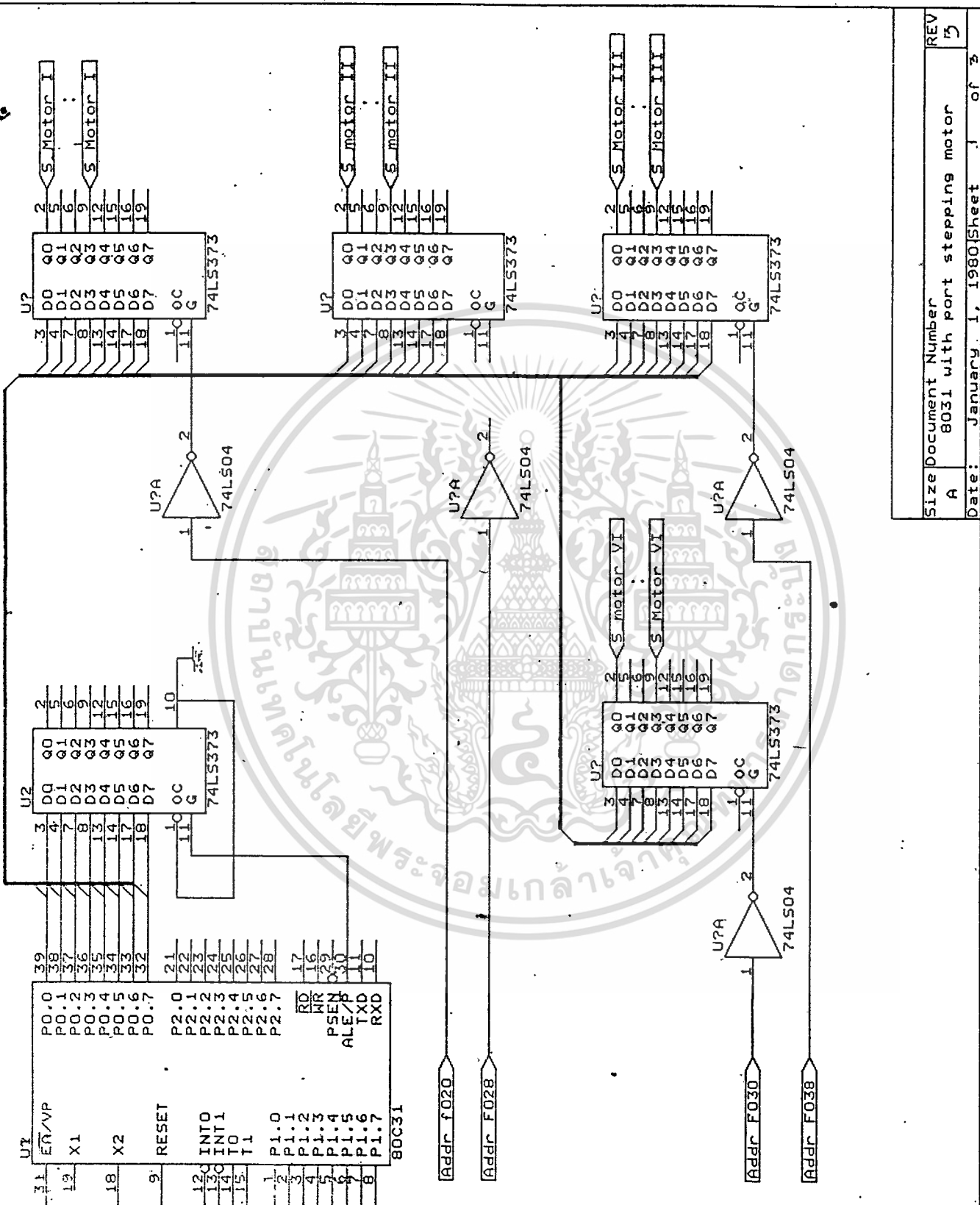
|      |                      |     |
|------|----------------------|-----|
| Size | Document Number      | REV |
| A    | 8031 with EPROM 2764 |     |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรที่โดยทั้งสิ้น คัดทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



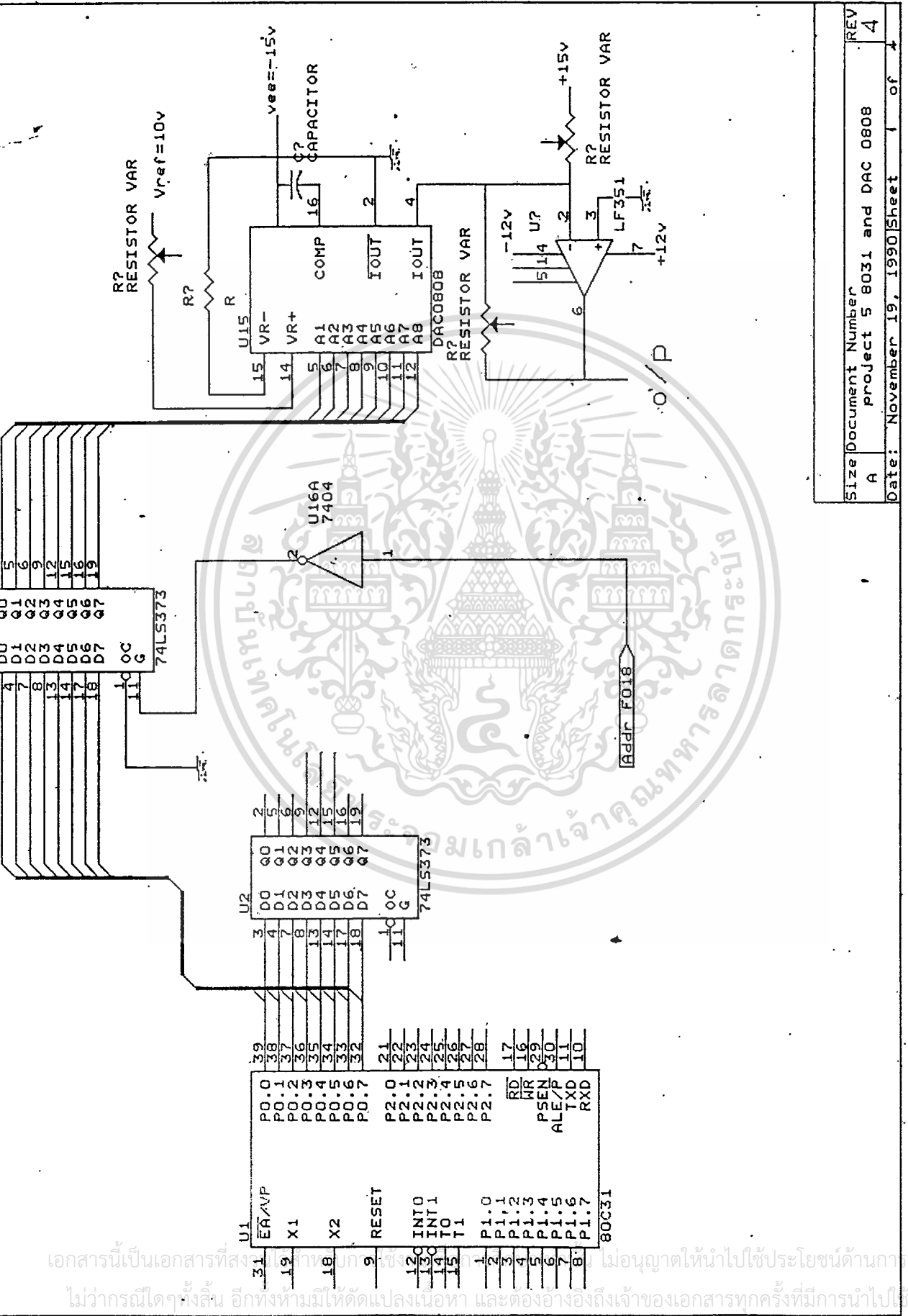
|                         |                        |              |
|-------------------------|------------------------|--------------|
| Size                    | Document Number        | REV          |
| A                       | 8031 with I/O decoding | 2            |
| Date: November 19, 1990 |                        | Sheet 1 of 2 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



|       |                               |              |
|-------|-------------------------------|--------------|
| Size  | Document Number               | REV          |
| A     | 8031 with port stepping motor | 15           |
| Date: | January 1, 1980               | Sheet 1 of 3 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



|       |                             |              |
|-------|-----------------------------|--------------|
| Size  | Document Number             | REV          |
| A     | project 5 8031 and DAC 0808 | 4            |
| Date: | November 19, 1990           | Sheet 1 of 1 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ บริษัท... ซึ่ง... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

