



ปริญญานิพนธ์

เรื่อง

AC/DC THERMAL TRANSFER INSTRUMENT



อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์  
ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

027988

เลขหม่	ร. 33155
เลขทะเบียน	027988
วัน, เดือน ปี	1 ส.ค. 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง AC/DC THERMAL TRANSFER INSTRUMENT

( เครื่องวัดแรงดันไฟฟ้าโดยการถ่ายเทความร้อน )

ผู้จัดทำ

1. นาย พรชัย กิจวิมลตระกูล เลขประจำตัว 326117

1. นาย สมฤกษ์ ศรีไวพจน์ เลขประจำตัว 326130

.....  
.....  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
..... อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

027988

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
18 ก.ค. 2534  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

## บทคัดย่อ

นาย พรชัย กิจวิมลตระกูล 326117  
นาย สมฤกษ์ ศรีไวพจน์ 326130

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

จากนิยามนี้ ค่า rms voltage (root-mean square Value) คือ ค่าแรงดันไฟฟ้า ประสิทธิภาพ (Effective Voltage) ที่ป้อนให้กับความต้านทานที่รู้ค่าคงที่ค่าหนึ่ง แล้วทำให้เกิด พลังงาน (power) คงที่ที่ steady state

ปรินซิเพิลฉบับนี้ได้เสนอ หลักการและขั้นตอนการวัดค่า true rms voltage โดยการถ่ายเทอุณหภูมิ (AC/DC Thermal transfer standard) ซึ่งอุณหภูมิที่ถ่ายเทนั้นก็คือ พลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นเนื่องจาก true rms voltage ที่ต้องการวัดและอุณหภูมิที่เกิดจากพลังงานความร้อนนี้จะนำไป Calibrate ให้เป็น DC Voltage ที่สมมูลกันโดยการใช้ Temperature Sensor IC เป็น Transferring Device ซึ่งแรงดัน DC ที่สมมูลนี้เป็นแรงดันที่ง่ายต่อการวัดโดยการใช้ Voltmeter ทั่วๆไป

## ABSTRACT

MR. PORNCHAI KITWIMONTAKUL 326117

MR. SOMROEK SRIWAIPHOT 326130

ADVISOR.

MR. SINGTHONG PATTANASETNON

For the definition of True rms voltage is the effective voltage value which generated the real power in a resistor and Heat is an energy which is generated by this real power.

This thesis offered the True rms voltage measuring by Automating Wide-Band AC/DC Thermal Transfer Measurement is applied first, and produce the indential dc from the thermoelement. This dc equals the rms Voltage and able to indicate by general DC Voltage meter.

However, This process provided Well-Regulated power lines and a stable ambient temperature are required and the slowness of the process results the care necessary in making readings precision

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	-1-
บทที่ 2 ทฤษฎี	-6-
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	-55-
บทที่ 4 การทดลองและการคำนวณ	-76-
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	-78-

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



บทที่ 1

บทนำ

-การทำงานโดยทั่วไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AC/DC THERMAL TRANSFER

### วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการวัด RMS ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สลับซับซ้อน โดยวิธี AC/DC THERMAL TRANSFER STANDARD

### บทนำ

ในการวัดค่า RMS ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สลับซับซ้อน (COMPLEX AC SIGNAL) เช่น สัญญาณที่ได้จาก MODULATION หรือ สัญญาณต่างๆที่ไม่ได้อยู่ในรูปของสัญญาณมาตรฐาน ซึ่งเราไม่สามารถใช้ VOLTMETER ธรรมดาวัดได้ เพราะ VOLTMETER เหล่านี้ได้รับการออกแบบมาให้ใช้ได้กับสัญญาณมาตรฐาน เช่น สัญญาณ SINE เท่านั้น นอกจากนี้ VOLTMETER โดยทั่วไปจะไม่สามารถวัดสัญญาณแรงดันที่มีความถี่สูงมากๆได้ ทั้งนี้เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านความถี่ของ COMPONENT

AC/DC THERMAL TRANSFER STANDARD เป็นวิธีหนึ่งที่จะใช้ค่า RMS ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สลับซับซ้อนเหล่านั้น โดยจะนำสัญญาณเหล่านั้นมาเปลี่ยนเป็นอุณหภูมิ แล้วนำอุณหภูมิที่ได้ไป CALIBRATE เป็น DC VOLTMETER ซึ่งแรงดัน DC นี้จะมีผลตอบสนองเท่ากับค่า RMS ของสัญญาณที่จะวัด ด้วยวิธีนี้จะได้ค่า RMS ที่ถูกต้องและง่ายต่อการวัด

### เทคโนโลยีในปัจจุบัน

AC/DC THERMAL TRANSFER STANDARD เป็นเครื่องมือวัดค่า RMS ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สลับซับซ้อน ที่บริษัท FLUKE, BALLENLINE ทำการค้าแล้วและผลิตอยู่ในปัจจุบัน หัวใจของเครื่องมือวัด ก็คือ VACUUM THERMOELEMENT ที่มีความต้านทานต่ออนุกรมกับ THERMOELEMENT HEATER

แรงดันไฟฟ้าที่ไม่ทราบค่า (UNKNOWN AC SIGNAL) จะถูกวัดโดยผ่านทาง HEATER ทำให้เกิดแรงดัน OUTPUT จาก THERMOCOUPLE ซึ่งแรงดัน OUTPUT จาก THERMOCOUPLE จะตอบสนองกับค่า RMS ของ AC SIGNAL INPUT แรงดันเอาต์พุตจาก THERMOCOUPLE จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับ DC INPUT ซึ่งจะเพิ่มแรงดันขึ้นเรื่อยๆ จนเท่ากับหรือใกล้เคียงกับแรงดัน OUTPUT จาก THERMOCOUPLE ซึ่งเราสามารถนำแรงดัน DC นี้ไปวัดโดย DC VOLTMETER ได้แรงดัน DC นี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ UNKNOWN AC SIGNAL เทคนิคที่ใช้นี้จะให้ความเที่ยงในการวัดการ TRANSFER ประมาณ 5 ppm. ช่วงเวลาในการ TRANSFER จะกินเวลาประมาณ 30-60 sec. เพื่อเพื่อไว้ให้กับ TIME CONSTANT

ของ THERMOCOUPLE

AUTO BALANCING AC/DC THERMAL TRANSFER STANDARD ได้มีการพัฒนามาเป็น  
เวลากว่า 10 ปีแล้ว โดยในปี 1974 BALLENTINE 1600 ได้ถูกผลิตขึ้นมา ซึ่งในเครื่องรุ่น  
นี้จะทำการ TRANSFER ทุกๆ 30 sec. ความเที่ยงตรง 50-75 ppm. ที่ความถี่ตั้งแต่ DC  
100 MHz.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### หลักการทํางาน

ภายในระบบประกอบด้วย VERY HIGH GAIN LOW NOISE ANALOG AMPLIFIER, 16 BIT DIGITAL TO ANALOG CONVERTORซึ่งทำหน้าที่ทำให้เกิด NULL BALANCUNG MODE และเป็น ANALOG MEMORY สำหรับ THERMAL CONVERTOR

ในส่วนของ AC INPUT จะไม่มี ACTIVE COMPONENTเพื่อหลีกเลี่ยง DISTORTION, ADDITIVE NOISE, BANDWIDE REDUCTIONหรือ CREAT FACTOR และ COMMON-MODE LIMTATION หัวใจของระบบนี้ คือ DUAL-JUNCTION VACCUUM THERMAELEMENT ดังแสดงใน BLOCK DIAGRAM ของระบบในรูป

การทํางานของระบบสามารถแสดงได้เป็นลำดับขั้นดังนี้

- 1) INPUT SIGNAL จะไหลผ่านเข้ามาที่ RESISTORและ THERMOELEMENT HEATER ตามลำดับ
- 2) THERMOELEMENT HEATER จะเริ่มอุ่น (WARM)และจะทำให้เกิดแรงดัน OUTPUTVOLTAGE จาก THERMOCOUPLE ซึ่งจะถูกขยายและกรอง NOISE ออกไป
- 3) สัญญาณ OUTPUT ที่ถูกขยายจาก THERMOELEMENT จะถูกส่งไปยัง BIPOLAR LEVEL COMPARATOR ซึ่ง COMPARATOR จะรับแรงดัน OUTPUT จาก LOW NOISE AMPLIFIER มาเปรียบเทียบกับแรงดัน REFERENCE เพื่อนำไปกำหนดให้ UP/DOWN COUNTER ทําการนับขึ้นหรือนับลง
- 4) V/F CONVERTER ซึ่งจะให้ความถี่ 11 KHz. เมื่อ VOLTAGE LEVELมีค่าสูงจุด และจะลดลงเหลือ 10Hz. เมื่อ INPUT SIGNAL เริ่มเข้าสู่สภาวะ BALANCE การเปลี่ยนความถี่ของ V/F ก็เพื่อทำให้เสถียรภาพของระบบดีขึ้น
- 5) 16 BIT UP/DOWN COUNTER จะไปขับ 16 BIT DACซึ่งจะทําให้ RESOLUTION ประมาณ  $1/2^{16}$  OUTPUT ของ DAC จะถูกส่งไปยังจุด SUMMING JUNCTION ที่ INPUT ของ DC LOW NOISE AMPLIFIER จนกระทั่ง OUTPUT ของ DAC มีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับค่าแรงดัน OUTPUT จาก THERMOCOUPLE เมื่อเหตุการณ์นี้ปรากฏขึ้นแล้วการ TRANSFER ก็จะเป็นไปตามอัตโนมัติ และ LEVEL COMPARATOR ก็จะอยู่ในสภาวะ NULL BALANCE MODE
- 6) เมื่อ LEVEL DETECTORหรือ TIME DELAYตรวจจับได้ว่า อยู่ในสภาวะ NULL BALANCE MODE แล้ว จะทําการตั้งเวลาประมาณ 3-8 sec. เพื่อประจักษ์ใ้ปรากฏการณ์นี้ ไม่ว่การณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่ในสภาวะ NULL BALANCE MODE จริง เมื่อถึงเวลาที่ตั้งไว้ประมาณ 3-8 sec. TIME DELAY ก็จะส่งสัญญาณไปกระตุ้นให้ TRANSFER RELAY ทำงานเพื่อทำการ TRANSFER แรงดัน DC เข้าสู่ THERMOELEMENT HEATER

7) เมื่อ TRANSFER RELAY ทำงานแล้ว แรงดัน DC ที่ได้ก็คือ RMS ของ UNKNOWN AC INPUT

DC VOLTMETER ที่ใช้วัด เป็น VOLTMETER ขนาด 7.5 DIGIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

- การแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล
- วงจร low pass filter
- วงจร low noise amplifier
- วงจรหน่วงเวลา
- การลดสัญญาณรบกวน



ตัวแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

DIGITAL TO ANALOG CONVERTERS

ตัวแปลงสัญญาณจาก DIGITAL เป็น ANALOG เป็นเครื่องมือซึ่งติดต่อสื่อสารของ COMPUTER กับโลกภายนอก มันถูกใช้งานหลายอย่างจากระบบแสดงผล CRT และเป็นตัวรับ VOICE SYNTHESIZERS ไปยังระบบทดสอบอัตโนมัติ DIGITALLY CONTROLLED ATTENUATORS และกระบวนการกระตุ้นหัวใจ รวมทั้งเป็นองค์ประกอบภายในตัวแปลงสัญญาณจาก ANALOG เป็น DIGITAL เป็นส่วนใหญ่ ตัวแปลง DIGITAL เป็น ANALOG จะถูกอ้างถึง DAC'S และ TERMED DECODERS โดยการติดต่อสื่อสารทางวิศวกรรม TRANSFER FUNCTION (T.F.) ของ D/A แบบอุดมคติ 3 บิต ดังแสดงในรูปที่ 1 INPUT แต่ละรหัสได้ค่าแอนะล็อกเอาต์ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นแรงดัน บนย่านเอาต์พุทของตัวแปลงสัญญาณมีค่าเป็น  $2^n$  ซึ่งแตกต่างกันถูกผลิตขึ้นรวมกันเป็นศูนย์ และเอาต์พุทมีค่าหนึ่งต่อหนึ่งตรงกับอินพุท ซึ่งไม่เป็นจริงสำหรับ A/D CONVERTERS มีวงจรที่มีเทคนิคหลายวงจรที่ใช้เป็นตัวแปลง D/A ทั้งหมดใช้แบบขนาน เมื่อบิตทั้งหมดเปลี่ยนแปลงพร้อมกันขึ้นอยู่กับรหัส (CODE WORD) ของอินพุท ในทางตรงกันข้าม D/A ชนิด SERIAL TYPE มักจะผลิตสัญญาณหลังจากที่ได้รับข้อมูลที่อินพุทในแบบที่ต่อเนื่องเท่านั้น

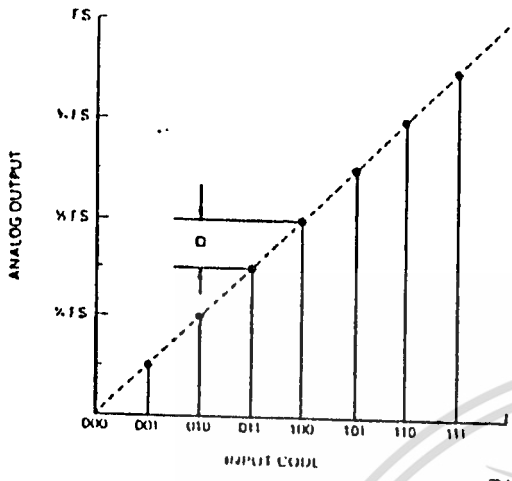
WEIGHTED CURRENT SOURCE D/A CONVERTORS

การออกแบบตัวแปลงสัญญาณ D/A ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน ดังแสดงในรูปที่ 2 แนวของ TRANSISTOR ใช้เป็นสวิทช์ใช้เป็นตัวซึ่งนำหนักกระแสไบนารีถูกทำให้สำเร็จโดยการให้ตัวต้านทานที่อิมิตเตอร์กับความสัมพันธ์กับค่าของ  $R, 2R, 4R, 8R, \dots, 2^n R$  แล้วนำกระแสผลลัพท์คอลเลคเตอร์มารวมกันที่จุด SUMMING แหล่งจ่ายกระแสถูกสวิทช์ให้เปิดหรือปิดจากอินพุทของ TTL เป็น HIGH แหล่งจ่ายกระแสแล็กจะทำงาน ถ้าหากเป็น LOW มันก็จะหยุดทำงาน โดยกระแสที่ไหลผ่านไดโอด ความเร็วในการสวิทช์ซึ่งที่ได้รับเร็วมาก เพราะมีการควบคุมโดยตรงของกระแสจากทรานซิสเตอร์และแหล่งจ่ายกระแสจะไม่ถึงจุดอิมิตเตอร์อินเตอร์เฟสด้วยระดับมาตรฐานของ TTL แหล่งจ่ายกระแสถูกไบอัสด้วยแรงดัน  $+1.2 V$ . กระแสอิมิตเตอร์ถูกปรับให้มีค่าคงที่ โดยการควบคุมที่ตัวออมป์ลิฟายเออร์และวงจรอ้างอิงแรงดันที่แน่นอน ร่วมกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การรวมกระแสเอาต์พุทจากแหล่งจ่ายกระแสทั้งหมดต่อไปยังจุดรวมของออปแอมป์ ตัวขยายจะเปลี่ยนกระแสเอาต์พุทไปเป็นแรงดันเอาต์พุท ใน D/A บางชนิดที่มีความเร็วสูง กระแสเอาต์พุทที่ใช้กับโหลดที่เป็นตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตนานาไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทางโดยตรง แต่แรงดันเอาต์พุตของไมครอที่นี้ถูกจำกัดเพียง 1 โวลท์



รูปที่ 1 แสดงทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ D/A CONVERTER 3 บิต

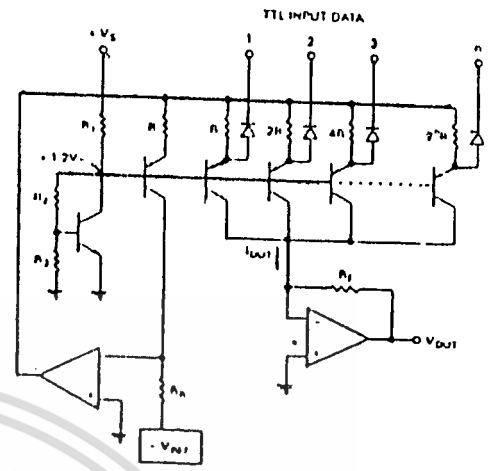
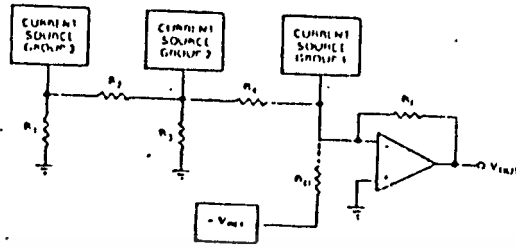


Figure 1B Weighted Current Source D/A Converter

รูปที่ 2 แสดง D/A CONVERTER แบบ WEIGHTED CURRENT SOURCE

การออกแบบ WEIGHTED CURRENT SOURCE มีประโยชน์คือ แก้ไขได้ง่ายและ  
 ความเร็วสูง ทรานซิสเตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสทั้งชนิด PNP และ NPN สามารถใช้ได้  
 กับเทคนิคดังกล่าวนี้ แม้ว่าการอินเตอร์เฟสกับแหล่งจ่าย NPN นั้นยากกว่า เทคนิคแบบนี้  
 ส่วนมากใช้ใน MONOLITHIC, HYBRID และไบโมดูล D/A ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ข้อยุ่งยากใน  
 การแก้ปัญหาในการออกแบบ D/A คือ ความต้องการขั้วกว้างของความต้านทานที่อิมิตเตอร์  
 และค่าความต้านทานที่มีค่าสูงมาก และรวมทั้งเสถียรภาพทางอุณหภูมิและความเร็วใน  
 การสวิตช์ซึ่งซึ่งเป็นสาเหตุของปัญหา เพื่อให้หมดปัญหานี้ IDENTICAL GROUPS จึงถูกใช้ใน  
 WEIGHTED CURRENT SOURCE โดยที่เอาต์พุตของแต่ละกลุ่มแบ่งแยกโดยใช้ตัวต้านทานเป็น  
 ตัวแบ่งดังแสดงในรูปที่ 3 เทนเวอร์คของตัวต้านทานจาก  $R_1$  จนถึง  $R_n$  แบ่งเอาต์พุต  
 ของกรุป 3 ออกด้วยแฟคเตอร์ของ 256 และเอาต์พุตของกรุป 2 ด้วยแฟคเตอร์ของ 16  
 โดยพาดพิงถึงกรุปที่ 1 แต่ละกรุปสมมาตรกันด้วย แหล่งจ่ายกระแสทั้ง 4 ชนิดที่แสดงในรูปที่  
 2 มีน้ำหนักกระแสไบนารี 1, 2, 4, 8 ส่วนรูปที่ 3 แสดงวิธีการได้รับเอาต์พุตโดยการได้มา  
 จากกระแสออฟเซตจากวงจรอ้างอิงซึ่งแยกจากกระแสเอาต์พุตผ่านความต้านทาน  $R_0$  กระ  
 แลนี้ถูกออฟเซ็ทที่ค่าครึ่งหนึ่งของกระแสเอาต์พุตเต็มสเกล

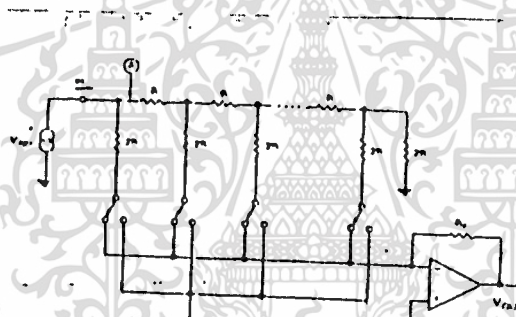
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3 แสดงการแบ่งกระแสเอาต์พุตของ WEIGHTED CURRENT SOURCE GROUPS

R-2R D/A CONVERTER

เทคนิคที่นิยมใช้สำหรับ D/A คือ วิธี R-2R LADDER ดังแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 แสดงวงจร R-2R LADDER D/A CONVERTER

วงจรประกอบด้วยตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม มีค่าเป็น  $R$  และตัวต้านทานที่ต่อขนานมีค่า  $2R$  ที่ได้ของตัวต้านทานที่ต่อขนานกันแต่ละตัวมีสวิตช์อิลคทรอนิกส์ซึ่งต่อตัวต้านทานกับกราวด์หรือไม่ก็เส้นรวมของกระแสเอาต์พุต การทำงานของวงจร R-2R LADDER เป็นพื้นฐานในการแบ่งกระแสไบเนารีมันจะไหลลงเป็น LADDER การพิจารณารูปร่างภายนอกของ LADDER ที่ A วัดค่าความต้านทาน  $2R$  เพราะฉะนั้นตัวอ้างอิงอินพุตกับ LADDER มีความต้านทาน และที่กระแสตัวอ้างอิงแยกออกเป็นสองส่วนที่เท่ากัน เมื่อมันมองเห็นความต้านทานที่เท่ากันในทิศทางเหมือนกัน กระแสจะไหลลงที่ LADDER ไปทางขวาอย่างต่อเนื่อง เมื่อมันออกไปยังสองส่วนที่เท่ากันที่จุดต่อตัวต้านทานแต่ละจุด ผลการซึ่งนำหน้ากระแสไบเนารีที่ไหลผ่านตัวต้านทานที่ต่อขนานกันแต่ละตัวใน LADDER สวิตช์ที่ควบคุมสัญญาณดิจิตอลเพื่อต่อกระแสให้กับกราวด์หรือไม่ก็เส้นที่รวมกัน

สมมติให้ทุกทั้งหมตทำงานดังแสดงในไดอะแกรม กระแสเอาท์พุทดังแสดงในวงจรก่อนหน้านี้ เส้นรวมของกระแสเอาท์พุทต่อไปยัง OP-AMP ซึ่งเปลี่ยนกระแสเป็นแรงดัน

$$I_{out} = V_{ref}/R(1/2+1/4+1/8+\dots+1/2^n) \dots\dots(1)$$

ซึ่งเป็นอนุกรมไขว้กัน ผลรวมของกระแสทั้งหมดจะได้เป็น

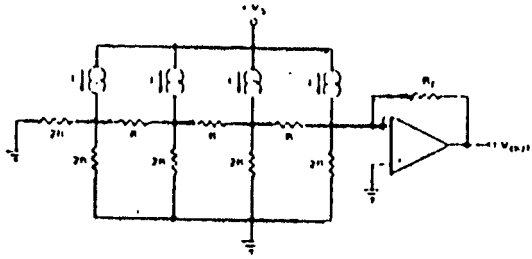
$$I_{out} = V_{ref}/R(1-2^{-n}) \dots\dots(2)$$

เมื่อเทอม  $2^{-n}$  แทนส่วนของกระแสอินพุทที่ไหลผ่านปลายตัวต้านทาน  $2R$  ลงกราวด์ที่ด้านขวา ข้อได้เปรียบของเทคนิคแบบ R-2R LADDER คือต้องการตัวต้านทานเพียง 2 ค่าเท่านั้น เป็นผลให้กรณีของ MATCHING หรือ TRIMMING และ TEMPERATURE TRACKING ดีมาก รวมทั้งสำหรับใช้งานที่มีความเร็วสูงสามารถใช้ตัวต้านทานเทียบเคียงที่ต่ำสามารถได้รับผลที่ดีมากสำหรับ D/A โดยใช้เทเวอรด์ตัวต้านทานแบบ LASER-TRIMMED THIN FILM

MULTIPLYING AND DEGLITCHED D/A CONVERTER

ในวิธี R-2R LADDER เป็นตัวใช้เฉพาะสำหรับตัวแปลงสัญญาณจาก D/A ชนิด MULTIPLYING โดยแปลงสัญญาณเหล่านี้ แรงดันอ้างอิงสามารถเปลี่ยนมาเข้าของ  $-V_{max}$  ถึง  $+V_{max}$  พร้อมกับผลเอาท์พุทของแรงดันอ้างอิงและอินพุทที่เป็นดิจิทัล การเพิ่มจำนวนสามารถกระทำได้ในควอดแดรนต์ที่ขาคณิตที่ 1, 2, 3 หรือ 4 ถ้าแรงดันอ้างอิงเป็น UNIPOLAR วงจรเป็น MULTIPLYING DAC ควอดแดรนต์ 1 ถ้ามันเป็น BIPOLAR วงจรเป็น TWO-QUADANT MULTIPLYING DAC การทำงานทั้งสี่ควอดแดรนต์ เส้นรวมกระแสทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 4 จะต้องลบออกจากแต่ละส่วนอื่นๆ โดย OP-AMP ใน MULTIPLYING DAC'S ถูกใช้ในการควบคุมเกนอัตโนมัติ การให้กำเนิดตัวอักษรใน CRT, COMPLEX FUNCTION GENERATORS, DIGITAL ATTENUATORS และวงจร DIVIDER

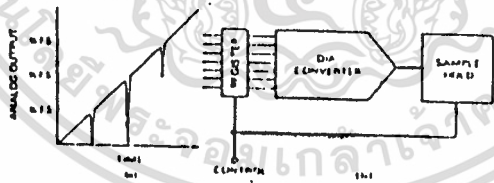
การออกแบบตัวแปลงสัญญาณ D/A ที่สำคัญอีกอันหนึ่งที่เป็นข้อได้เปรียบทั้งเทคนิคแบบ WEIGHTED CURRENT SOURCE และเทคนิคแบบ R-2R LADDER ประโยชน์ของแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าเท่ากันเห็นได้ชัด เมื่อตัวต้านทานที่อิมิตเตอร์ลิมิตารกันและความเร็วของการสวิทช์ซึ่งก็ลิมิตาร เทคนิคถูกใช้มากใน D/A ที่มีความเร็วสูงมาก



รูปที่ 5 แสดงการใช้ R-2R LADDER D/A CONVERTER กับค่าของ SWITCHED CURRENT SOURCES ที่เท่ากัน

ชนิดที่มีพิเศษอื่นๆของ D/A CONVERTER ใช้ในระบบแสดงผล CRT ซึ่งได้แก่

DEGLITCHED D/A CONVERTER D/A ทุกชนิด ผลิตเอาต์พุตเป็น SPIKES หรือ GLITCHES ซึ่งลั่วมากเอาต์พุตจริงจะผ่าน  $1/4 FS, 1/2 FS$  และ  $3/4 FS$  ดังแสดงใน รูปที่ 6(a)



รูปที่ 6(a) แสดง OUTPUT GLITCHES

(b) แสดง DEGLITCHED D/A CONVERTER

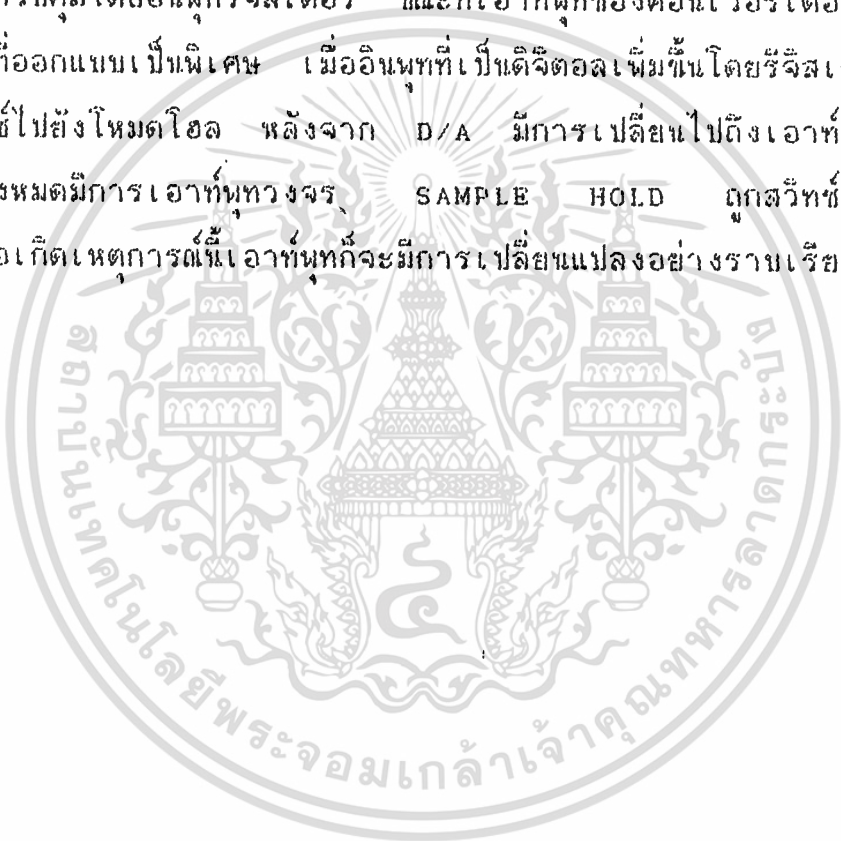
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GLITCHES

เป็นเวลาเหตุโดยความแตกต่างของเวลาเพียงเล็กน้อยระหว่างการ

TRUNING OFF ของแหล่งจ่ายกระแสและการ TRUN ON ตัวอย่างเช่น การผ่านรหัสเครื่องที่  
สเกลจาก 0111, ..., 1111 และ 1000, ..., 0000 ที่แหล่งจ่ายกระแส MSB ทำงานและ  
แหล่งจ่ายกระแสอื่นๆไม่ทำงาน ความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยของเวลาในการสวิตซ์ซึ่ง  
ผลลัพธ์ที่ได้จำกัดเป็นครึ่งสเกลของ GLITCH ตัวอย่างเช่น GLITCH จะกำหนดคุณสมบัตินี้ตีพิมพ์  
บน CRT

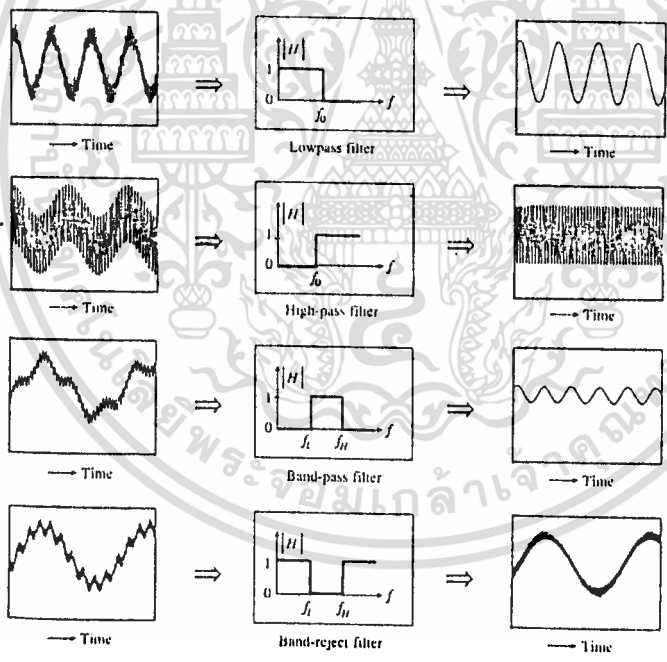
GLITCHES สามารถที่จะแยกแยะโดยวงจรแสดงในรูปที่ 6(b) อินพุตดิจิตอลที่ป้อนให้  
กับ D/A ถูกควบคุมโดยอินพุตรีจิสเตอร์ ขณะที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ต่อไปยังวงจร  
SAMPLE-HOLD ที่ออกแบบเป็นพิเศษ เมื่ออินพุตที่เป็นดิจิตอลเพิ่มขึ้นโดยรีจิสเตอร์ SAMPLE-  
HOLD จะถูกสวิตซ์ไปยังโหมดโฮล หลังจาก D/A มีการเปลี่ยนไปถึงเอาต์พุตค่าใหม่ และ  
GLITCHES ทั้งหมดมีการเอาต์พุตวงจร SAMPLE HOLD ถูกสวิตซ์กลับไปยังโหมด  
TRACKING เมื่อเกิดเหตุการณ์นี้เอาต์พุตก็จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจากค่าเดิมไป  
เป็นค่าใหม่



# วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

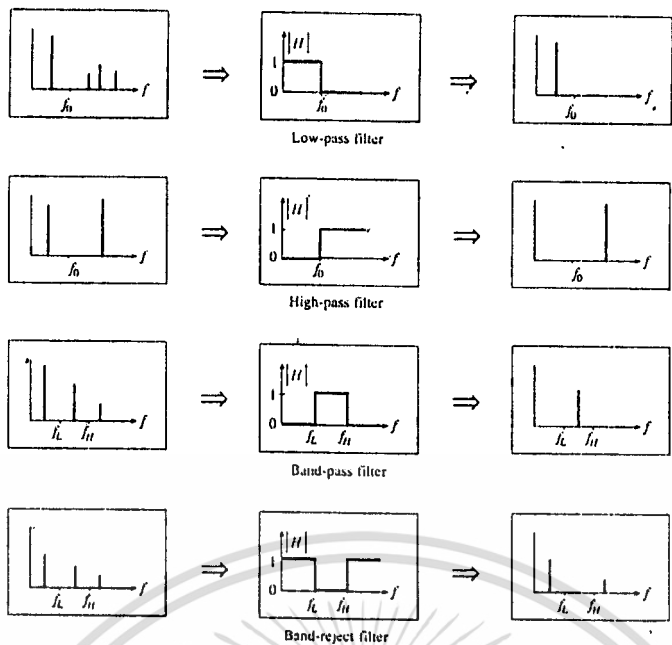
## (LOW PASS FILTER)

ในงานทางด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มีความจำเป็นต้องใช้วงจรความถี่แบบต่างๆ อันได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LOW PASS FILTER) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BAND PASS FILTER) และวงจรตัดแถบความถี่ (BAND STOP FILTER) โดยพื้นฐานแล้ววงจรกรองความถี่ก็เป็นแค่เวอร์กทางไฟฟ้า ซึ่งก็ยอมให้สัญญาณที่มีความถี่อยู่ในย่านที่กำหนดผ่านไปได้ แต่จะกั้นสัญญาณที่มีความถี่อื่นไม่ให้ผ่านออกไป โดยในแง่เวอร์กประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์พื้นฐานอันได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ เพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ



Idealized responses of the four most common filter types in the time domain.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

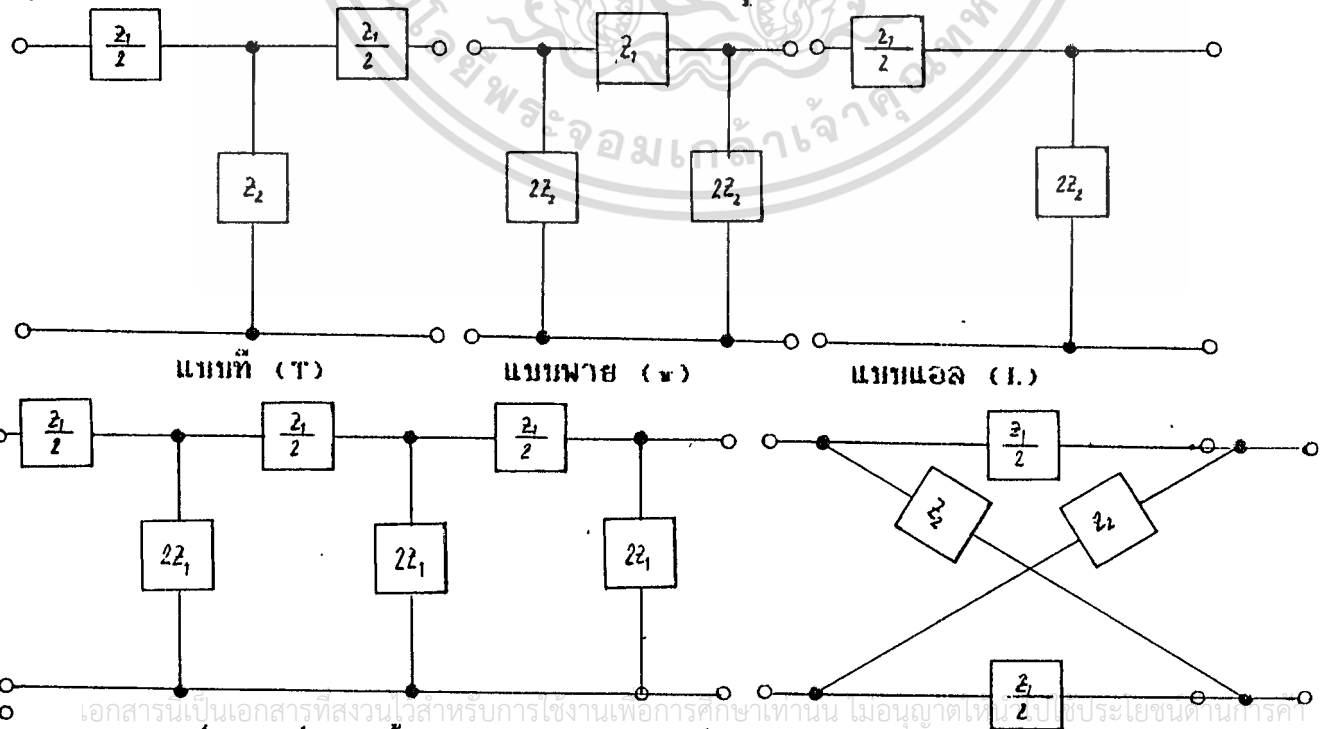


Idealized responses of the four most common filter types in the frequency domain.

แนวความคิดเบื้องต้นของเน็ตเวิร์ก

เน็ตเวิร์กหรือวงจรที่ประกอบขึ้นจากอุปกรณ์พื้นฐานนี้ แบ่งตามลักษณะจะจัดได้เป็น

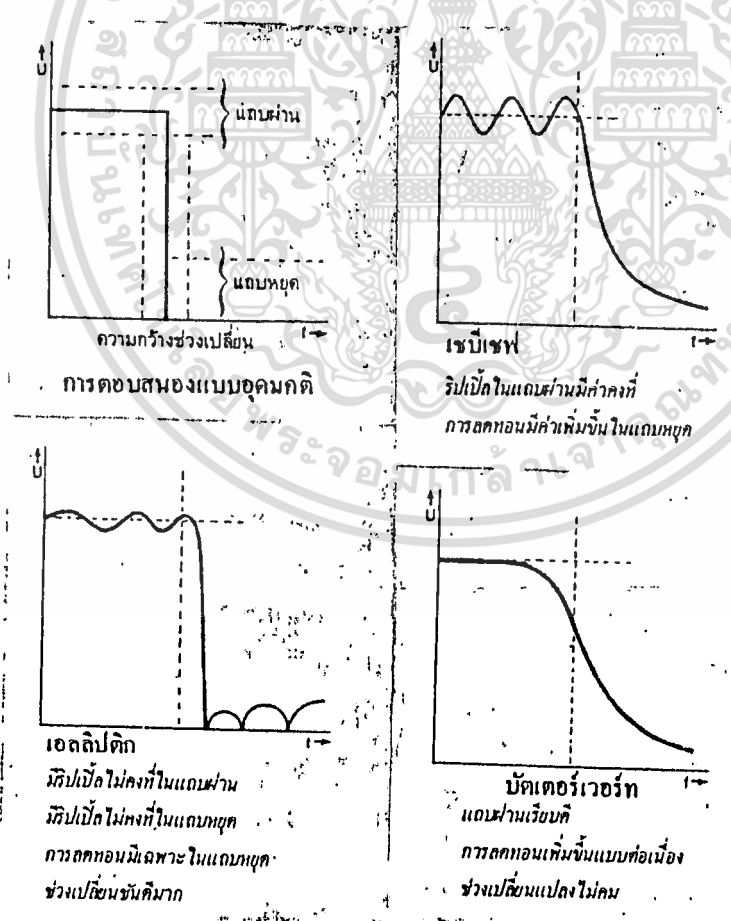
แบบที่ (T) แบบพาย (π) แบบแอล (L) ดังแสดงในรูป นอกจากนี้ยังมีเน็ตเวิร์กแบบขั้นบันได และเน็ตเวิร์กแบบตาราง (LATTICE NETWORK) ค่าอิมพีแดนส์อาจเป็นค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียว ค่าความต้านทานกระแสสลับล้วนๆ หรือเป็นการผสมกันของทั้ง 2 อย่าง ในที่นี้ค่าอิมพีแดนส์ที่ต้องต่ออนุกรมกันจะกำหนดค่าเป็นเครื่องหนึ่งเป็น  $Z_1/2$  หรือที่ขนานกันกำหนดค่าเป็น 2 เท่า เช่น  $2Z_2$  ซึ่งจะทำให้การคำนวณง่ายขึ้น



เน็ตเวิร์กแบบขั้นบันได      เน็ตเวิร์กแบบตาราง (LATTICE NETWORK)

ทฤษฎีที่เรานำมาใช้ออกแบบเพื่อให้มีความเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดีขึ้นในปัจจุบัน  
ได้วิวัฒนาการ การออกแบบมาเป็นทฤษฎีเน็ตเวิร์กสมัยใหม่ (MODERN NETWORK  
THEORY) ซึ่งให้ดิจิตอลคอมพิวเตอร์เข้าช่วย

หลักการที่นำมาใช้กับทฤษฎีเน็ตเวิร์กก็คือ การสังเคราะห์วงจรหรือการออกแบบ  
วงจรวางวงจรรองรับขึ้นมาจากความล้มเหลวระหว่างแรงดันกับคุณสมบัตินี้ทางความถี่ ที่เรียกว่า  
ฟังก์ชันการส่งผ่านแรงดัน ซึ่งเป็นวิธีทางคณิตศาสตร์ที่ใช้อัตราส่วนของโพลีโนเมียล หรือที่เร  
จักกันในนาม ทฤษฎีการประมาณค่า (APPROXIMATION THEORY) (เน็ตเวิร์กใด ๆ ก็  
สามารถเขียน เป็นสมการโพลีโนเมียลที่มีสัมประสิทธิ์ เป็นค่าของอุปกรณ์ในเน็ตเวิร์ก  
แต่เมื่อได้สมการออกมาแล้ววงจรที่ออกแบบด้วยการหาค่าเองความถี่ทางอุดมคติ ก็รูปลักษณ์เปลี่ยนจน  
ใหญ่โตไปเรื่อย ๆ

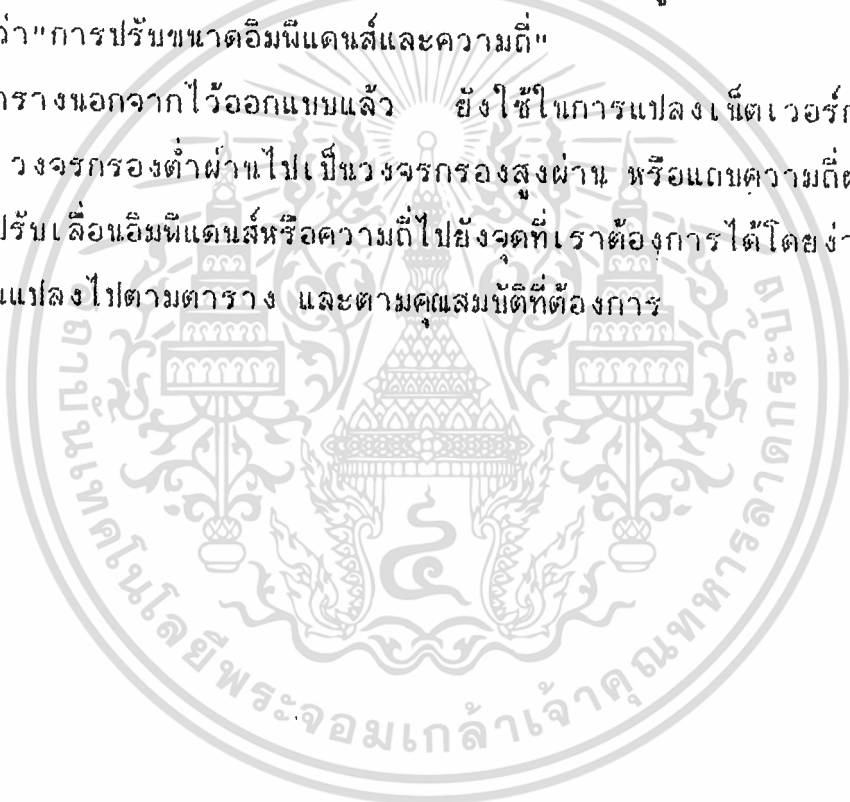


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ รับแสดงความคิดเห็นต่อผลงาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการหาตัวประกอบโพลิโนเมียล ที่นำมาใช้ในทฤษฎีดังกล่าวนี้ได้จากการคำนวณดิ  
 จิตอลคอมพิวเตอร์ แล้วสร้างเป็นตารางขึ้นมา ตารางเหล่านี้สามารถนำมาใช้ ในการคำนวณ  
 เพื่อออกแบบอีกทีหนึ่ง ซึ่งสามารถใช้ออกแบบวงจรกรองความถี่ขั้นเต็เลิศ คือวงจรกรอง  
 แบบบัตเตอร์เวิร์ก (BUTTERWORTH) เชบีเชฟ (CHEBYSHEV) และเอลลิปติกฟังก์ชัน  
 (ELLIPTIC FUNCTION) ได้โดยไม่ยากเย็น

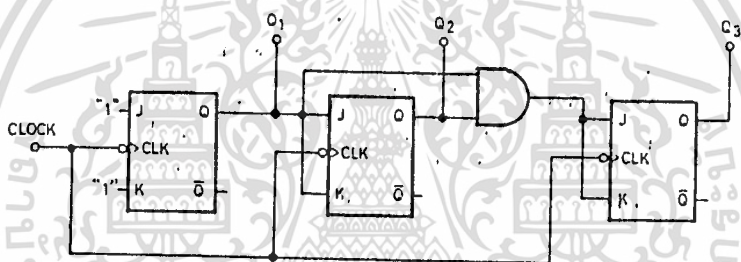
ตารางนี้อ้างถึงวงจรกรองความถี่ผ่านแบบเทียบหนึ่ง (NORMALIZED) อันหมายถึง  
 ค่าต่างๆเป็นค่าที่ทำให้เน็ทเวิร์ก มีอิมพีแดนส์ 1 โอห์ม ที่ความถี่เชิงมุม  $\omega$   
 เป็น 1 เรเดียน ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ แล้วใช้ตัวคูณเพื่อเลือกค่าไปยังจุดที่ต้องการ  
 การ วิธีการเรียกว่า "การปรับขนาดอิมพีแดนส์และความถี่"

ตัวเลขในตารางนอกจากไว้ออกแบบแล้ว ยังใช้ในการแปลงเน็ทเวิร์กชนิดหนึ่ง ไปยัง  
 อีกชนิดหนึ่ง เช่น วงจรกรองต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองสูงผ่าน หรือแถบความถี่ผ่านหรือกลับไป  
 กลับมา สามารถปรับเลื่อนอิมพีแดนส์หรือความถี่ไปยังจุดที่เราต้องการได้โดยง่าย ซึ่งจะได้ค่า  
 ของอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามตาราง และตามคุณสมบัติที่ต้องการ



### วงจรรนับ(counter)

วงจรรนับ(counter) เป็นวงจรถิจิตตอลที่มีประโยชน์มากในระบบดิจิตอลทั่วไป โดยทำหน้าที่นับจำนวนพัลส์(จำนวนพัลส์ของสัญญาณเคล็อกหรือสัญญาณใดๆที่เข้ามาทางอินพุต)ว่ามีจำนวนเท่าไร หรือทำให้ทราบว่าขณะนั้นระบบได้ทำงานอยู่ที่จังหวะคล็อกลูกที่เท่าไร ดังนั้นจะมีประโยชน์มากในการควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งอาจเป็นเครื่องคอมพิวเตอร์ หรือระบบดิจิตอลอื่นๆ ซึ่งอาจใช้ในการแสดงผลต่างๆ เช่น เครื่องวัดความถี่ต่างๆ เป็นต้น นอกจากนี้แล้ววงจรรนับยังสามารถนำมาใช้เป็นวงจรถ้าความถี่ได้อีกด้วย ดังกล่าวถึงรายละเอียดต่อไปนี้



รูปวงจรรนับแบบซิงโครนัส Mod 8

### วงจรรนับแบบซิงโครนัส

วงจรรนับแบบต่างๆที่เคยเห็นส่วนมากนั้นเป็นแบบอะซิงโครนัส ซึ่งวงจรถะเภทนี้จะไม่มีปัญหาในการใช้งานบางประเภทเนื่องจากการหน่วงเวลา(delay times) ของสัญญาณเอาก์นพุทของวงจรรนับต่างๆในตัวฟลิปฟลอป เพราะวงจรรนับต่างๆต่อกันอยู่แบบอนุกรมดังนั้น การทำงานของแต่ละสเตจจึงต้องคอยเวลาให้สเตจที่อยู่ด้านหน้าทำงานเสร็จสิ้นก่อน จึงจะได้รับอินพุทและให้เอาท์พุทแก่สเตจถัดไป ดังนั้นจึงเกิดการหน่วงเวลาของแต่ละสเตจขึ้น ซึ่งสิ่งนี้เป็นปัญหาสำคัญของการควบคุมการทำงานของระบบบางประเภท เช่น ในเครื่องคอมพิวเตอร์

ปัญหาดังกล่าวนี้

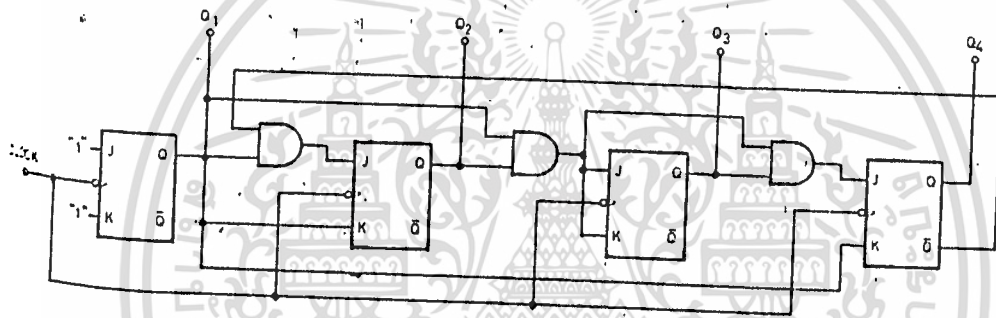
สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้วงจรรนับเป็นแบบซิงโครนัส

(synchronous counter)

โดยแต่ละสเตจของฟลิปฟลอปจะรับอินพุทโดยตรงจากสัญญาณเคล็อกเดียวกัน

และเอาท์พุทที่ได้จากแต่ละสเตจจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่มีอินพุทเข้ามา ซึ่งทำให้ไม่เกิดการหน่วงเวลาดังเช่นในวงจรรนับอะซิงโครนัส

จากวงจรในรูป จะเห็นได้ว่าสัญญาณเคล็อกถูกป้อนตรงให้กับทุกุสเตจของวงจร โดยสเตจ  $Q_1$  ทำหน้าที่ทอกเกิลสัญญาณเคล็อกอินพุต สเตจ  $Q_2$  จะเกิดการเปลี่ยนแปลงก็ต่อเมื่อขา J และ K เป็น "1" นั่นคือ  $Q_1$  จะต้องเป็น "1" และสเตจ  $Q_3$  จะเกิดการเปลี่ยนแปลงก็ต่อเมื่อขา J และ K เป็น "1" เช่นกันนั่นคือ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะต้องเป็น "1" ทั้งคู่ ดังนั้นในกรณีที่เอาท์พุทเป็น 111 ทั้ง  $Q_1, Q_2$  และ  $Q_3$  เป็น "1" ทุกุสเตจจึงทำหน้าที่เป็นตัวทอกเกิลสัญญาณ



รูป วงจรนับแบบทิงโครนัล Mod 10

อีกตัวอย่างหนึ่งของวงจรซิงโครนัลได้แสดงไว้ในรูป เป็นวงจรนับแบบ Mod 10 หลักการทำงานของวงจรแต่ละสเตจเหมือนกับวงจรในรูป นั่นคือแต่ละสเตจจะเกิดการเปลี่ยนแปลงก็ต่อเมื่อขา J และ K ของสเตจนั้นจะต้องเป็น "1" ทั้งคู่ และขาลอจิกที่ขา J และ K นั้น เป็นเอาท์พุทของ AND เกต ที่รับอินพุทจากเอาท์พุท Q ต่างๆกัน

วงจรมับขึ้น/ลง

จากที่กล่าวมาแล้วว่า การออกแบบวงจรมับสามารถทำให้เป็นวงจรมับขึ้นนับลงได้ นอกจากนี้แล้วยังสามารถออกแบบให้เป็นวงจรมับขึ้นนับลง (up/down counter) ในวงจรเดียวกันได้ดังแสดงในรูป ซึ่งเป็นวงจรมับแบบซิงโครนัลไบนารี 4 บิต ที่สามารถควบคุมให้เป็นวงจรมับขึ้นหรือนับลงได้ โดยการกำหนดลอจิกที่ขาควบคุม (UP/DOWN) เช่น ถ้าต้องการให้เป็นวงจรมับลงก็กำหนดให้ลอจิกที่ขา UP เป็น "1" และ DOWN เป็น "0" และถ้าต้องการให้เป็นวงจรมับขึ้นก็กำหนดลอจิกที่ขา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำเอาวงจรมาใช้เป็นวงจรหาความถี่

การหาความถี่นั้นสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การใช้ลิปฟลอปเป็นวงจรหาความถี่ ดัง  
ได้อธิบายไปแล้วในข้างต้น นอกจากนี้แล้วยังนำเอาวงจรมาเป็นตัวหารได้อีกด้วย เนื่อง  
จากภายในประกอบไปด้วยลิปฟลอปที่เป็นเสตจต่าง ๆ ของวงจรมัน

**บทสรุป**

จากสิ่งที่ได้กล่าวไปแล้วตั้งแต่ต้นจะเห็นว่า วงจรมันทุกแบบจะประกอบด้วยวงจรมัน  
ลิปฟลอปนำมาต่อเข้ากันเป็นวงจรมันแบบต่างๆ ซึ่งวงจรมันสามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเภท  
ใหญ่ ตามลักษณะการรับอินพุตของแต่ละเสตจ คือแบบอะซิงโครนัสและแบบซิงโครนัส โดยใน  
แต่ละประเภทก็ยังแบ่งออกเป็นแบบต่างๆ อีกมากดังกล่าวไปแล้ว นอกจากนี้แล้วยังสามารถนำ  
เอาวงจรมันมาเป็นตัวหารความถี่ได้อีกด้วย



### คำจำกัดความ

สัญญาณรบกวน (Noise) คือสัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้น นอกเหนือไปจากสัญญาณที่ได้ ออกแบบเอาไว้แต่จะต้องเข้าใจว่า สัญญาณเอาต์พุตที่มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) กับอินพุตนั้นเข้าข่ายสัญญาณรบกวน แต่เป็นปัญหาที่เกิดจากการออกแบบวงจร เว้นแต่ว่า สัญญาณดังกล่าวนี้ไปรบกวนวงจรอื่น เช่นนั้น เราจะเรียกสัญญาณนี้ว่าเป็นสัญญาณรบกวน

เราสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนออกเป็น 3 ชนิดดังนี้คือ

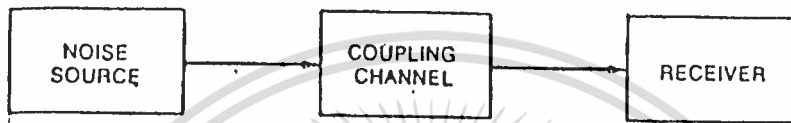
1. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในเนื้อสาร (intrinsic noise source) เช่น เทอร์มัลนอยส์ (thermal noise) และ ช็อตนอยส์ (shot noise) เป็นต้น
2. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่สร้างโดยมนุษย์ (man-made noise source) เช่น มอเตอร์ หรือ สวิตช์ เป็นต้น
3. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจากธรรมชาติ (natural noise source) เช่น พายุฟ้าผ่า เป็นต้น

การรบกวน (interference) คือผลของสัญญาณรบกวนที่ทำให้วงจรทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร โดยมากแล้ว เราไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปให้หมดสิ้น แต่สามารถลดสัญญาณรบกวนที่ส่งมาก่อให้เกิดการรบกวนได้

ความไวต่อสัญญาณรบกวน (susceptibility) แสดงให้เห็นความสามารถของอุปกรณ์หรือวงจรในการตอบสนองสัญญาณรบกวน โดยที่วงจรนี้ยังสามารถทำงานต่อไปได้อย่าง เป็นที่น่าพอใจ

ทางเดินของสัญญาณรบกวน

รูป 1 เป็นบล็อกไดอะแกรมซึ่งแสดงทางเดินของสัญญาณรบกวนที่ประกอบด้วยส่วนต่างๆ 3 ส่วน คือ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน เส้นทางเชื่อมมายังสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปยังตัวรับ หรือการคับปลิง (coupling) และวงจรตัวรับสัญญาณรบกวน

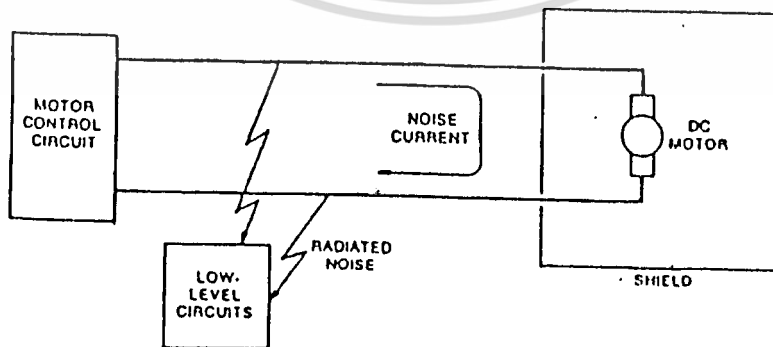


(รูป 1 )

ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนนั้น เราจำเป็นต้องตรวจสอบว่า แหล่งกำเนิดและตัวรับสัญญาณรบกวนอยู่ที่ใด และสัญญาณรบกวนถูกคับปลิงผ่านทางใด ดังนั้นจึงสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนได้ 3 วิธี คือ

1. กั้นนำว่าที่แหล่งกำเนิดส่งสัญญาณรบกวนออกไป
2. ทำให้ตัวรับไม่ตอบสนองต่อสัญญาณรบกวน
3. ลดการส่งสัญญาณรบกวนผ่านการคับปลิงลงให้น้อยที่สุด

รูป 2 แสดงทางเดินของสัญญาณรบกวนในอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยมอเตอร์กระแสตรงที่ถูกชิลด์ (shield) วงจรควบคุมมอเตอร์ และวงจรไฟฟ้าระคายค้ำ จะเห็นว่า สัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากคอมมิวเตเตอร์ของมอเตอร์จะถูกนำออกจากชิลด์ ผ่านทางเดินสายไฟ และจะสร้างสัญญาณรบกวนต่อวงจรไฟฟ้าระคายค้ำ



(รูป 2 )

จากตัวอย่างนี้ เราสามารถจำแนกวงจรต่างๆได้ตามรูป 1 โดยมีการอาร์ค (arc) ที่เกิดระหว่างแปรงถ่านและคอมมิวเตเตอร์ เป็นแหล่งกำเนิดที่มีการนำไฟฟ้าและการแผ่รังสีของ

สายไฟตัวนำเป็นเส้นทางในการคัมปลิ่ง และมีวงจรระดับต่ำเป็นตัวรับสัญญาณรบกวนนี้ ซึ่งเราสามารถแก้ไขได้หลายวิธี แต่โดยมากนิยมตัดเส้นทางคัมปลิ่งระหว่างแหล่งกำเนิดและตัวรับทั้งโดยการชิลด์

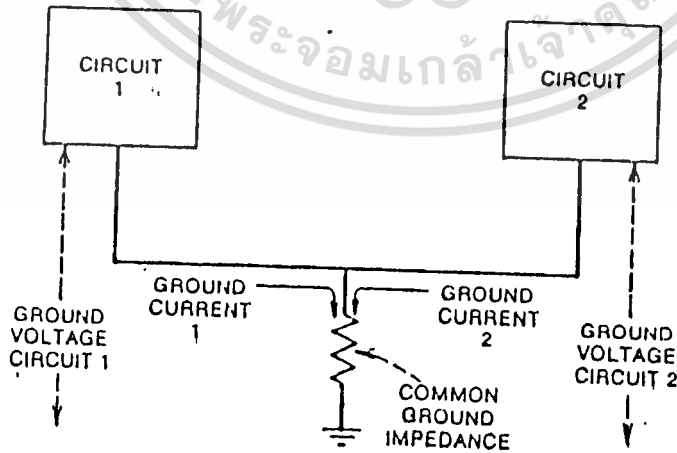
การคัมปลิ่งของสัญญาณรบกวน

1. ผ่านทางสายไฟตัวนำ

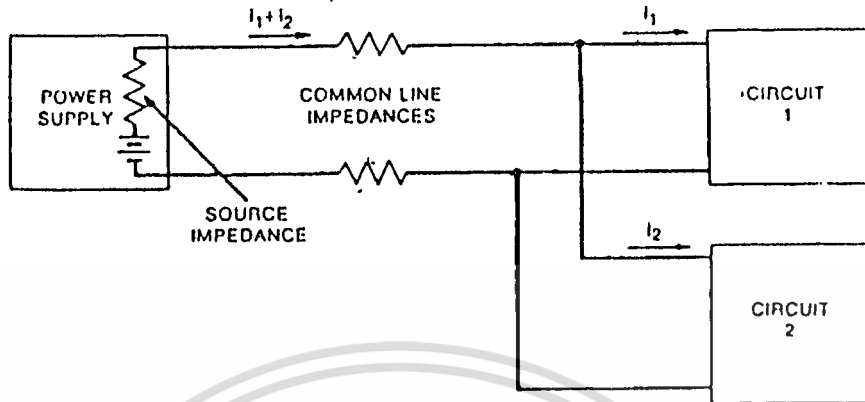
การคัมปลิ่งสัญญาณรบกวนจากที่หนึ่ง ไปอีกที่หนึ่ง โดยมากมักเกิดจากการนำสัญญาณรบกวนนี้ผ่านตัวนำไฟฟ้า เช่น การนำสัญญาณรบกวนผ่านสายส่งจากแหล่งจ่ายไฟ (Power supply) ไปยังวงจรส่วนต่างๆในอุปกรณ์ ซึ่งเราสามารถป้องกันได้โดยพยายามกันไม่ให้ตัวนำนี้เก็บสัญญาณรบกวนก่อนที่ตัวนำดังกล่าวจะถูกส่งไปให้วงจรอื่น

2. ผ่านอิมพีแดนซ์ร่วม

การคัมปลิ่งสัญญาณรบกวนชนิดนี้ เกิดขึ้นเนื่องจากวงจรสองชนิดจ่ายกระแสผ่านอิมพีแดนซ์ร่วมตัวเดียวกัน ซึ่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ร่วมตัวนั้น และเป็นผลให้แรงดันของแต่ละวงจรมีค่าไม่คงที่ และขึ้นกับอีกวงจรหนึ่ง โชนาในรูป 3 กระแสกราวนด์ของวงจรที่ 1 และ 2 ซึ่งไหลผ่านอิมพีแดนซ์ร่วมตัวหนึ่ง จะส่งผลให้ศักดาที่กราวนด์ของวงจรแต่ละวงจรแปรตามกระแสกราวนด์ของวงจรอีกตัวหนึ่ง ซึ่งก็คือ เกิดการคัมปลิ่ง สัญญาณรบกวนจากวงจรหนึ่ง ไปยังอีกวงจรหนึ่งผ่านอิมพีแดนซ์ร่วมที่กราวนด์นั่นเอง



(รูป 3)



(รูป | 4 )

### 3. ผ่านสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

การคับปลิงสัญญาณรบกวนอาจเกิดขึ้นโดยผ่านสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้า ทุกครั้งที่มีการเคลื่อนที่ของประจุภายในตัวนำนั้น ตัวนำจะแผ่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาบรรจบวงจรอื่นเสมอ นอกจากสนามซึ่งสร้างขึ้นจากตัวนำภายในแล้ว สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่ออกจากสถานีส่งคลื่นวิทยุกระจายเสียงหรือ เรดาร์ก็อาจสร้างสัญญาณรบกวนต่อวงจรได้ | เราจะศึกษาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนในรูปของการแผ่รังสี โดยแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ

1. สนามชนิดใกล้ (near field) เมื่อตัวรับอยู่ใกล้กับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ซึ่งในกรณีนี้ เราจะต้องพิจารณาสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กแยกทีละชนิด
2. สนามชนิดไกล (far field) เมื่อตัวรับอยู่ห่างจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนมาก เราจะพิจารณารบกวนรวมในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

รูป | 9 แสดงแหล่งจ่ายไฟซึ่งสามารถก่อให้เกิดปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนเช่นกัน จะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงของกระแส  $i_2$  จะมีผลกระทบต่อแรงดันที่จ่ายให้วงจรที่หนึ่ง ซึ่งเกิดจากการใช้อิมพีแดนซ์ร่วมกันที่สายส่งและอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้น ในการแก้ปัญหานี้เราควรจะได้เดินสายส่งที่ซับซ้อนให้แก่วงจรที่สองให้สั้นที่สุด เพื่อลดขนาดของอิมพีแดนซ์ร่วม

### วิธีการลบล้างสัญญาณรบกวน

วิธีหลักในการลบล้างสัญญาณรบกวนที่สามารถพบเห็นบ่อย ๆ มีดังนี้

1. การชิลด์ตัวนำ
2. การต่ออุปกรณ์ลงกราวด์
3. การบาลานซ์ (balancing)
4. การฟิลเตอร์ (filtering)
5. การแยกวงจร (isolation)
6. separation and orientation
7. การควบคุมระดับของอิมพีแดนซ์ในวงจร
8. การออกแบบสายเคเบิล
9. เทคนิคการตัดทอน (cancellation)

จากที่กล่าวมาที่เราจะต้องยอมรับว่า สัญญาณรบกวนนั้นไม่สามารถถูกกำจัดออกไปจนหมดสิ้นแต่อาจถูกลดลง ให้มีค่าต่ำพอที่วงจรจะยอมรับได้ และในบางครั้งก็จำเป็นต้องใช้เทคนิคมากกว่าหนึ่งวิธีขึ้นไป เพื่อลบล้างสัญญาณรบกวนที่มีขนาดเล็กที่สุด

โดยทั่วไป วิธีหลักสองวิธีที่ใช้ในการลบล้างสัญญาณรบกวนคือ การชิลด์และการต่อกราวด์ ซึ่งวิธีทั้งสองนี้ควรถูกใช้ร่วมกันเพื่อให้ได้ผลดีที่สุด

ในเรื่องการชิลด์นั้น เราสามารถทำรอบวงจร รอบบางส่วนของวงจร หรือรอบตัวนำสายส่ง ซึ่งล้วนแล้วแต่สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนได้ทั้งสิ้น แต่ในบทนี้ จะพิจารณาการชิลด์สายส่งเท่านั้น ซึ่งการชิลด์ชนิดอื่น ๆ ก็สามารถนำหลักการเดียวกันนี้ได้ แต่จะต้องยอมรับสมมติฐานเหล่านี้

1. อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับชิลด์จะต้องไม่แสดงอำนาจแม่เหล็ก และมีความหนาแน่นน้อยกว่าความลึกผิว (skin depth) ของตัวนำในช่วงความถี่ซึ่งวงจรกำลังทำงานอยู่ ถ้าหากอุปกรณ์ที่ใช้ชิลด์มีความหนาแน่นมากกว่าความลึกผิวแล้ว จะมีผลนอกเหนือจากที่ได้จากการคำนวณโดยข้ามการนำในบทนี้

2. ตัวรับต้องไม่เชื่อมโยงโดยตรงกับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน เพื่อว่ามันจะได้ไม่กระทำตัวเป็นแหล่งที่จะทำไว้ที่แหล่งจ่ายมีกำลังลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. กระแสเหนี่ยวนำภายในวงจรรับจะต้องต่ำพอที่จะไม่ทำให้สนามรบกวนเดิมมีลักษณะเปลี่ยนแปลงไป (ข้อสมมตินี้เข้ากับการชิลด์รบกวนวงจรรับทั้งชุดไม่ได้)

ดังที่กล่าวมาแล้ว เราสามารถแทนการคับปลิงผ่านสนามไฟฟ้าได้ด้วยตัวเก็บประจุ และแทนสนามแม่เหล็กด้วยตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า แล้วจึงวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีไฟฟ้าธรรมดา ซึ่งวิธีการคับปลิงมีทั้งหมด 3 แบบ คือ แบบคาปาซิทีฟ (จากสนามไฟฟ้า) แบบอินดักทีฟ (จากสนามแม่เหล็ก) และแบบรวมจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่การวิเคราะห์จะใช้สนามแบบใดนั้นจะขึ้นกับระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนและตัวรับว่าเป็นสนามชนิดใดกลั่นหรือชนิดไกล

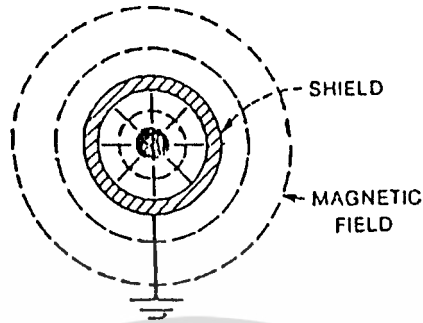
การชิลด์ตัวนำเพื่อป้องกันการแผ่สนามแม่เหล็ก

เราสามารถชิลด์เพื่อป้องกันการแผ่สนามแม่เหล็กหรือลดสนามไฟฟ้าได้ รูป 5 แสดงสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของกระแสภายในตัวนำซึ่งอยู่ในอากาศ

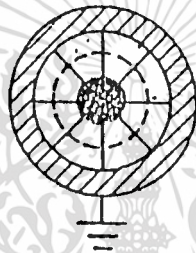


รูปที่ 5

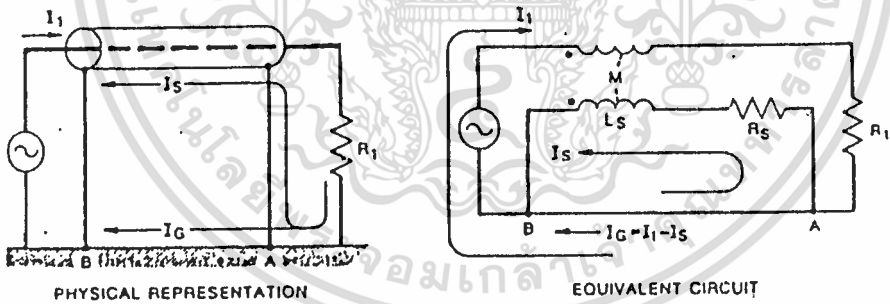
รูป 6 แสดงการป้องกันการแผ่สนามไฟฟ้าโดยการต่อชิลด์ลงกราวนด์ที่จุดๆหนึ่ง ซึ่งวิธีนี้ จะไม่มีผลต่อการแผ่ของสนามแม่เหล็ก ส่วนรูป 7 แสดงการกำจัดสนามแม่เหล็กภายนอกชิลด์ ด้วยการทำให้กระแสไหลผ่านชิลด์ ซึ่งมีขนาดเท่ากับกระแสภายในตัวนำ แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ผลคือ สนามแม่เหล็กภายนอกชิลด์จะหักล้างกันจนหมดสิ้น



(รูป 6 )



(รูป 7 )



(รูป 8 )

รูป 8 แสดงวงจรซึ่งเราบ่อนกระแสที่ไหลในซิลด์เพื่อให้เกิดการหักล้างกันระหว่างสนามแม่เหล็กตามวิธีในรูป 7 วงจรนี้จะถูกต้องกราวนด์ที่ปลายทั้งสองด้านของซิลด์ และมีกระแส  $I_1$  ไหลอยู่บนตัวนำเส้นใน หลักการที่สำคัญคือ กระแสซึ่งไหลในซิลด์ ( $I_s$ ) ควรจะมี

ขนาดเท่ากับกระแส  $I_1$  แต่จะต้องไหลสวนทางกัน ซึ่งก็คือ กระแสในระนาบกราวด์  $I_c$  ควรมีค่าเป็นศูนย์ เราสามารถให้เหตุผลซึ่งทำให้กระแสกราวด์ไหลในสายซิลด์แทนที่จะไหลผ่านระนาบกราวด์โดยการวิเคราะห์ลูป A-Rs-Ls-B-A ซึ่ง

$$0 = I_s(j\omega L_s + R_s) - I_1(j\omega M), \quad (1)$$

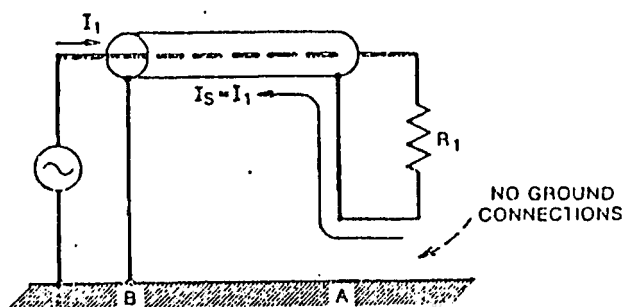
โดยที่  $M$  คืออินดักแตนซ์ร่วมระหว่างซิลด์กับตัวนำภายใน และ  $M = L_s$  จึงเขียนสมการสำหรับ  $I_s$  ได้ดังนี้

$$I_s = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + R_s/L_s} \right) = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} \right). \quad (2)$$

จากสมการ 2 ถ้าหากความถี่มีค่าสูงกว่าความถี่คัทออฟ  $\omega_c$  มาก กระแสซิลด์  $I_s$  ก็จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวนำภายใน ทั้งหมดนี้เป็นผลจากการที่อินดักแตนซ์ร่วมระหว่างซิลด์และตัวนำภายในเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในซิลด์แทนที่จะไหลผ่านระนาบกราวด์ (ที่ความถี่  $5\omega_c$  กระแสไหลในซิลด์จะเท่ากับ  $0.98 I_1$ ) หากความถี่ของสัญญาณที่ใช้มีค่าต่ำกว่า  $5\omega_c$  มาก กระแสก็จะไหลผ่านระนาบกราวด์จะมากขึ้น และเป็นผลให้การหักล้างของสนามแม่เหล็กไม่ดีเท่าที่ควร

เราจะสรุปได้ว่า "ในการป้องกันกระแสของสนามแม่เหล็กนั้นซิลด์ของสายส่งควรถูกต่อลงกราวด์ที่ปลายทั้งสองข้าง และวิธีนี้จะให้ผลดียิ่งขึ้น เมื่อความถี่ที่ใช้สูงกว่าความถี่คัทออฟมาก หรือเลือกใช้ซิลด์ที่มีความถี่คัทออฟต่ำและคาร์ระสิคไว้เสมอว่า การป้องกันสนามแม่เหล็กไม่ให้เกิดการออกสู่ภายนอก เป็นผลมาจากการสร้างสนามแม่เหล็กหักล้างของกระแสย้อนกลับภายในซิลด์มีช่วงผสมบดึเฉพาะทางแม่เหล็กของซิลด์แต่ประการใด"

หากขั้วหนึ่งของวงจรถูกปลดออกจากกราวด์ ดังรูป 9 แล้ว ซิลด์ก็ไม่ควรถูกต่อกราวด์ที่จุดนั้นด้วย เพื่อป้องกันมิให้กระแสบางส่วนเล็ดลอดออกทางระนาบกราวด์

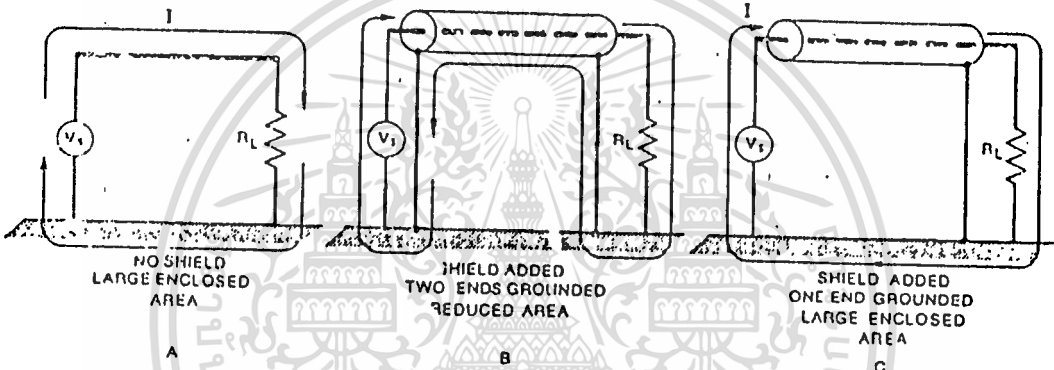


(รูป 9)

### การชิลด์ตัวรับเพื่อป้องกันสนามแม่เหล็กจากภายนอก

วิธีที่ให้ผลดีที่สุดในการลดการคับปลิงผ่านสนามแม่เหล็กเข้าสู่ตัวรับคือการลดพื้นที่ปิด A ของ ลูปนางจรตัวรับนั้น พื้นที่ดังกล่าวหาได้จากขอบเขตของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน โดยมากแล้ว เส้นทางซึ่งกระแสไหลกลับนั้นจะไม่ตรงกับที่ผู้ออกแบบได้คาดการณ์เอาไว้ จึงทำให้พื้นที่ของลูปปิด เปลี่ยนแปลงไปจากที่คิด และมีผลต่อการคับปลิง

จากที่ได้ศึกษามาแล้วว่า หากเราชิลด์ตัวนำโดยที่วงจรมันทำงานในช่วงความถี่สูงกว่า 5 เท่าของความถี่คัทออฟ กระแสย้อนกลับจะไหลผ่านชิลด์แทนที่จะไหลผ่านระนาบกราวด์ ซึ่งเป็นผล ทำให้พื้นที่ปิดของลูปมีขนาดเล็กลง และเป็นผลให้แรงดันรบกวน  $V_N$  ที่เกิดจากการคับปลิงของสนามแม่เหล็กมีค่าลดลงด้วยเช่นกัน



(รูป 10)

รูป 10 แสดงผลของการชิลด์ที่มีต่อพื้นที่ปิด A ของตัวนำ รูป 10A แสดงวงจรในขณะที่ยังไม่มีการชิลด์ ดังนั้นพื้นที่ A จึงมีลักษณะ เป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าล้อมรอบด้วยทางเดินของกระแส I รูป 10B แสดงพื้นที่ของวงจรเมื่อมีการชิลด์ และทำงานอยู่ที่ความถี่สูงกว่า 5 เท่าของความถี่คัทออฟ จะเห็นว่าพื้นที่ในรูป 10B จะมีขนาดเล็กลง ส่วนรูป 10C แสดงวงจรซึ่งมีการชิลด์แต่สายชิลด์ถูกต่อกราวด์เพียงจุดเดียว จึงไม่มีผลต่อเส้นทางกระแสของกระแส I ดังนั้น พื้นที่ปิด A จึงมีขนาดเท่ากับพื้นที่ในวงจร 10A

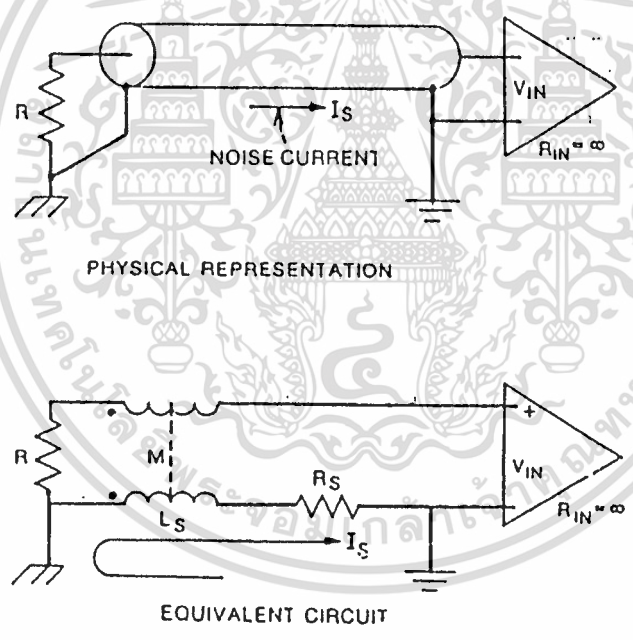
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า ในรูป 10B วงจรควรทำงานที่ความถี่สูงกว่า  $\omega_c$  มิฉะนั้น กระแสส่วนใหญ่จะไหลในระนาบกราวด์ ซึ่งทำให้พื้นที่ A อันเนื่องมาจากกระแส I ไม่ต่างไปจากพื้นที่ในรูป 10A นอกจากนี้ เหตุผลอีกสองประการที่ไม่ควรนำวงจรนี้ไปใช้งานที่ความถี่ต่ำคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เนื่องจากสายซิลด์เป็นตัวนำเส้นหนึ่งซึ่งมีอิมพีแดนซ์ภายใน ดังนั้นเมื่อมีกระแสรบกวนไหลผ่านก็จะมี การเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน  $I_s R$  ตกคร่อมสายซิลด์ด้วย และแรงดันนี้จะกลายเป็นสัญญาณรบกวนต่อระบบ

2. หากมีความต่างศักย์ระหว่างกราวด์ที่ปลายทั้งสองของซิลด์แล้วความต่างศักย์นี้จะเป็นเสมือนแรงดันรบกวนต่อระบบเช่นกัน

วิธีลดสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กภายนอกโดยการต่อซิลด์ที่มีปลายทั้งสองด้านถูกต้องกราวด์ จะมีข้อเสียตรงที่ว่าแรงดันตกคร่อมตัวนำที่เป็นซิลด์นั้นจะสามารถรบกวนวงจรได้ แรงดันนี้จะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสสัญญาณรบกวนในซิลด์  $I_s$  และความต้านทานของซิลด์ โดยที่  $I_s$  นี้ อาจเกิดจากความต่างศักย์ที่กราวด์หรือเกิดจากการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนภายนอก ดังแสดงในรูป 11

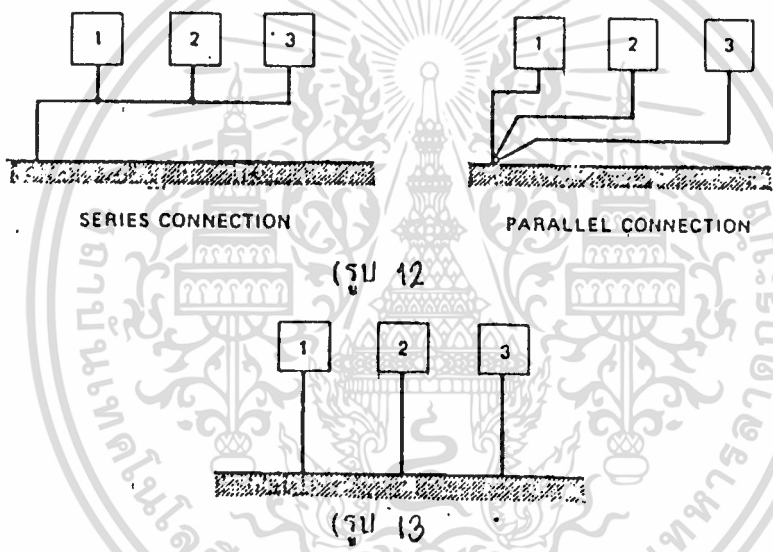


(รูป 11)

กราวด์เส้นสำหรับสัญญาณ (signal ground)

กราวด์เส้นสำหรับสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ ชนิดกราวด์จุดเดียว และชนิดที่มีกราวด์หลายแห่ง ดังแสดงในรูป 12 และ 13 ซึ่งชนิดที่มีกราวด์เพียงจุดเดียวยังสามารถแบ่งออกเป็นชนิดที่ต่อแบบอนุกรม และชนิดที่ต่อแบบขนาน และสำหรับเทคนิคในการต่อกราวด์นั้น เรามีหลักสำคัญอยู่สองประการ คือ

1. ตัวนำทุกตัวจะมีอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วยความต้านทาน และอินดักแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า
2. กราวด์ที่นำมาต่ออยู่ที่จุดเดียวกันมักจะมีศักย์ไม่เท่ากัน



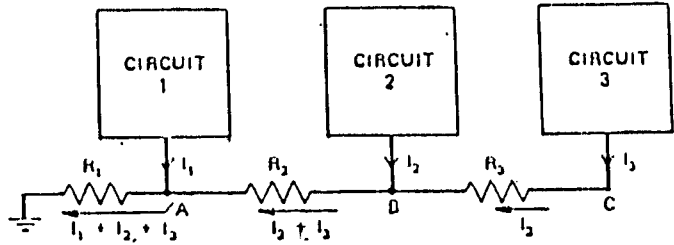
ระบบกราวด์ที่นิโคจุดเดียว (single point ground system)

เราสามารถเรียกระบบกราวด์จุดเดียวซึ่งต่อแบบอนุกรมดังรูป 14 ว่าระบบกราวด์ร่วม (common ground system) ซึ่งก็คือการนำกราวด์ของแต่ละวงจรมาคู่กันแบบอนุกรมกันเอง โดยที่ความต้านทาน  $R_1$  ,  $R_2$  ,  $R_3$  คืออิมพีแดนซ์ของแต่ละวงจร ซึ่งมีกระแสกราวด์  $I_1$  ,  $I_2$  ,  $I_3$  ไหลผ่านตามลำดับ ดังนั้น ที่จุด A ศักย์ไฟฟ้าจะไม่ใช่ศูนย์แต่จะมีค่าเท่ากับ

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 \tag{3}$$

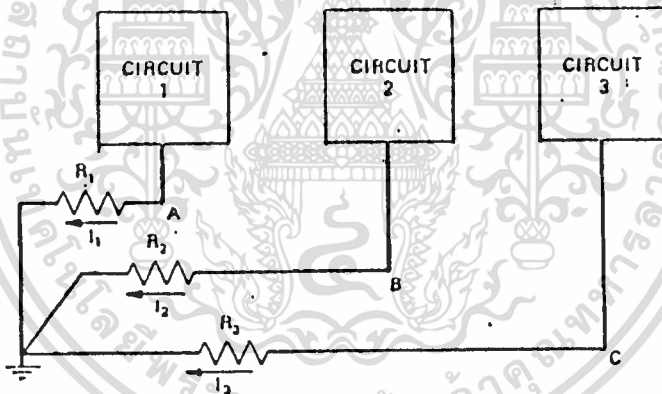
และที่จุด B คือ

$$V_B = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3 \tag{4}$$



(รูป 14)

ถึงแม้ว่าการต่อเนลิกษะนี้จะสร้างปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนมากที่สุดก็ตาม แต่เนนง่ของ ความสะดากวงจรนี้จะง่ายต่อการประกอบที่สุด แต่ถ้าหากระบบที่กำลังออกแบบนี้มีระดับแรงดัน ภายใเนแต่ละวงจรต่างกันมากแล้ว ไม่ควรนำกราวนด์ชนิดนี้มาใช้งาน เนื่องจากลัษณะรบกวนของ วงจรซึ่งมีระดับสัญญาณสูง จะรบกวนวงจรซึ่งมีระดับสัญญาณต่ำจนเกินจุดวิกฤตที่ผู้ออกแบบได้กำหนด ไว้ และจากรูป 14 จะเห็นว่าศักดาที่ A มีค่าน้อยกว่าศักดาที่ C ดังนั้นวงจรที่เข้าใกล้จุดวิกฤตที่ สุดควรอยู่ใกล้จุดกราวนด์ที่สุด



(รูป 15)

รูป 15 แสดงระบบกราวนด์แยก (การต่อแบบขนาน) ซึ่งใช้งานได้ดีในข่วงความถี่ต่ำ เนื่องจากกระแสกราวนด์จากวงจรหนึ่งจะไม่ไหลผ่านอิมพีแดนซ์ของวงจรอื่น ดังนั้นแรงดันที่ กราวนด์ของแต่ละวงจรจะเป็นอิสระจากกัน โดยที่จุด A และ C เป็นไปตามสมการ

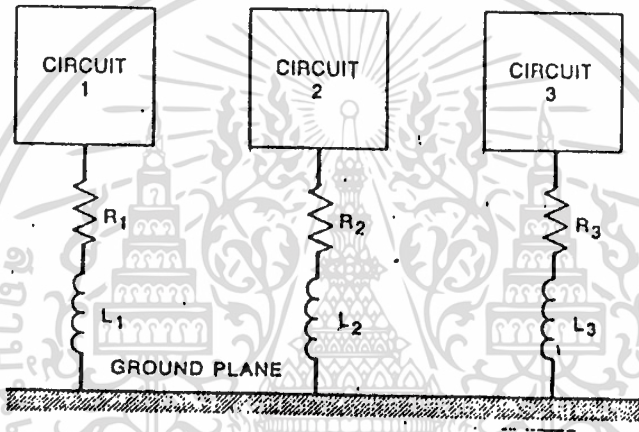
$$V_A = I_1 R_1 \tag{5}$$

$$V_C = I_3 R_3 \tag{6}$$

ข้อเสียของระบบนี้คือความยุ่งยากในการต่อสายไฟ - และนอกจากนี้ที่ความถี่สูงอินดักแตนซ์ของสายไฟตัวนำที่เข้าต่อกับกราวนด์จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ ทำให้อิมพีแดนซ์มีค่าสูงตามด้วย และยังอาจเพิ่มการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กระหว่างสายกราวนด์ด้วยกัน อีกทั้งยังสามารถเกิดการคับลิ้งผ่านพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ (parasitic capacitance) ของกราวนด์ได้โดยง่าย วิธีการแก้ปัญหานี้สามารถกระทำได้โดยการใส่สายไฟสำหรับต่อกราวนด์ที่สั้นกว่า  $\lambda / 20$  เพื่อป้องกันการแผ่สนามรบกวน และลดอิมพีแดนซ์ไว้ให้มีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้

ระบบกราวนด์หลายจุด (multipoint ground system)

ในช่วงความถี่สูง ระบบกราวนด์หลายจุดจะให้กราวนด์อิมพีแดนซ์ที่ต่ำมาก รูป 16



(รูป 16)

แสดงวงจรซึ่งต่อกราวนด์เข้าที่ระนาบกราวนด์ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ (โดยมากจะต่อกับตัวถัง) การต่อสายไฟลงกราวนด์ควรใช้ตัวนำที่มีขนาดสั้นที่สุดเพื่อลดอิมพีแดนซ์ของตัวนำนี้ แต่ที่ความถี่ต่ำ ระบบนี้ จะไม่สามารถทำงานได้ดี เนื่องจากกระแสจากวงจรทั้งหมดจะไหลผ่านกราวนด์อิมพีแดนซ์ตัวเดียวกัน (ผ่านระนาบกราวนด์ ซึ่งมีอิมพีแดนซ์สูงขึ้นเมื่อความถี่ต่ำลง) ส่วนที่ความถี่สูง ผลจากสกินเอฟเฟกต์จะทำให้กระแสไหลที่ผิวของระนาบกราวนด์เท่านั้น ดังนั้นความหนาของระนาบกราวนด์จึงไม่มีผลมากนักเมื่อใช้ที่ความถี่สูง

โดยทั่วไป เราสามารถสรุปการใส่ระบบการต่อกราวนด์ได้ดังนี้

1. ที่ความถี่ต่ำกว่า 1 เมกกะเฮิรตซ์ ควรใช้ระบบกราวนด์จุดเดียว
2. ที่ความถี่สูงกว่า 10 เมกกะเฮิรตซ์ ควรใช้ระบบกราวนด์หลายจุด
3. ที่ความถี่ระหว่าง 1 ถึง 10 เมกกะเฮิรตซ์

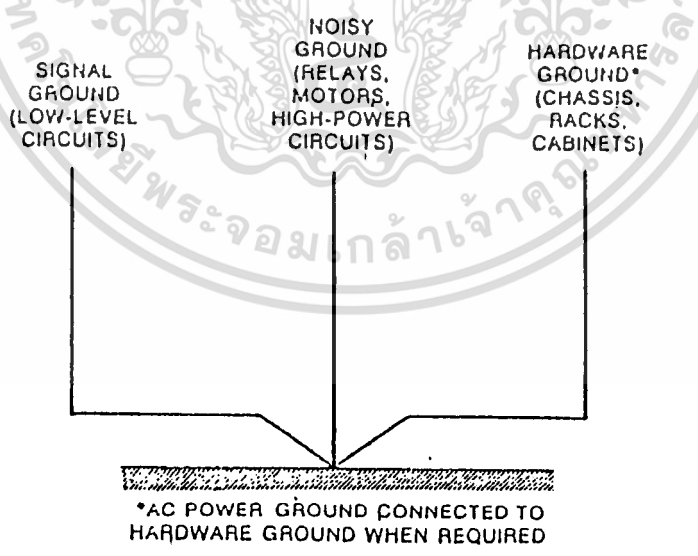
ก) หากความยาวของตัวนำที่ต่อกราวนด์เส้นที่ยาวที่สุดมีค่าน้อยกว่า  $\lambda/20$  ควรใช้ระบบกราวนด์จุดเดียว

ข) หากความยาวของตัวนำที่ต่อกราวนด์เส้นที่ยาวที่สุดมีค่ามากกว่า  $\lambda/20$  ควรใช้ระบบกราวนด์หลายจุด

การต่อกราวนด์ในช่วงความถี่ต่ำในทางปฏิบัติ

โดยทั่วไป เราจะใช้ระบบกราวนด์จุดเดียวชนิดอนุกรมและชนิดขนานร่วมกันเมื่อใช้งานที่ความถี่ต่ำ โดยอาศัยข้อดีของแต่ละชนิดเพื่อให้ขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นต่ำพอที่จะยอมรับได้ พร้อมทั้งให้การต่อกราวนด์มีความยุ่งยากน้อยที่สุด โดยมีหลักการแยกวงจรดังนี้คือ พยายามแยกวงจรที่มีระดับสัญญาณต่ำและสูงออกจากกัน โดยใช้การต่อแบบขนาน เพื่อจะไม่เกิดการรบกวนจากวงจรที่มีระดับแรงดันสูง

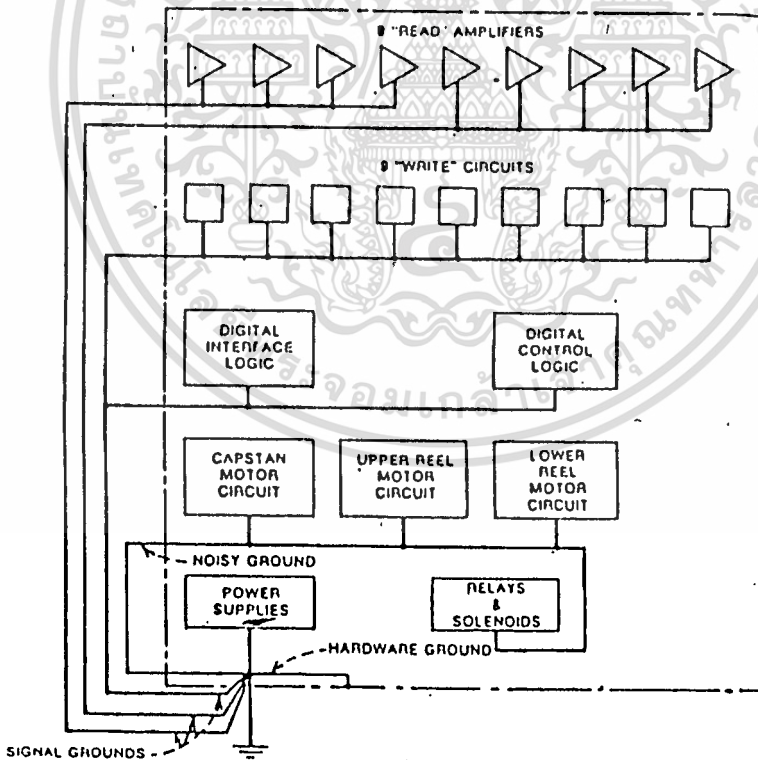
โดยปกติ ระบบส่วนมากจะต้องมีการแยกกราวนด์อย่างน้อย 3 ชนิด ดังแสดงในรูป 17 โดยแบ่งออกเป็นกราวนด์สำหรับสัญญาณของวงจรแรงดันต่ำ กราวนด์สำหรับวงจรที่มีสัญญาณรบกวน (noisy ground) และกราวนด์สำหรับอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ (hardware) เช่นตัวถังเป็นต้น และในระบบไฟ 3 เส้น ควรนำสายเขียว (power ground) ต่อกับฮาร์ดแวร์กราวนด์ และสายกราวนด์ทั้งสามนี้ควรจะถูกนำมาต่อกันเพียงจุดเดียวเท่านั้น



(รูป 17)

รูป 18 แสดงตัวอย่างในการต่อกราวด์ให้กับเครื่องอัดเทปชนิด 9 แทรค (9-track) ซึ่งมีกราวด์สำหรับสัญญาณ 3 เส้น กราวด์สำหรับสัญญาณรบกวน 1 เส้น และอีก 1 เส้นสำหรับฮาร์ดแวร์กราวด์

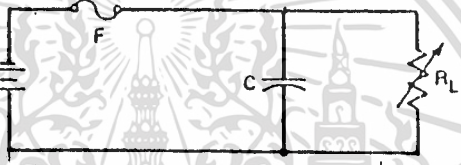
วงจรที่มีความตอบสนองไวมากเช่น แอมป์ไฟเออร์ตัวอ่านทั้ง 9 ตัวจะถูกต่อกับกราวด์สำหรับสัญญาณ 2 เส้น และอีก 1 เส้นสำหรับแอมป์ไฟเออร์ตัวเขียน และ digital interface & control logic ซึ่งทำงานที่ระดับแรงดันสูงกว่าแอมป์ไฟเออร์ตัวอ่านมาก โดยที่ทั้งสามเส้นนี้ต่างก็เป็นกราวด์สำหรับสัญญาณ ส่วนรีเลย์ มอเตอร์กระแสตรง และวงจรควบคุมวงจรเหล่านี้จะถูกต่อกับกราวด์สำหรับสัญญาณรบกวน ซึ่งควรจะจัดให้มอเตอร์อยู่ใกล้จุดกราวด์หลักที่สุด เนื่องจากอุปกรณ์ชนิดนี้มีความไวต่อการตอบสนองสัญญาณรบกวน และควรต่อฮาร์ดแวร์กราวด์เข้ากับตัวถัง สุดท้ายกราวด์ทั้ง 3 ชุดควรถูกนำมารวมกันที่จุดๆเดียวกันคือที่แหล่งจ่ายไฟ



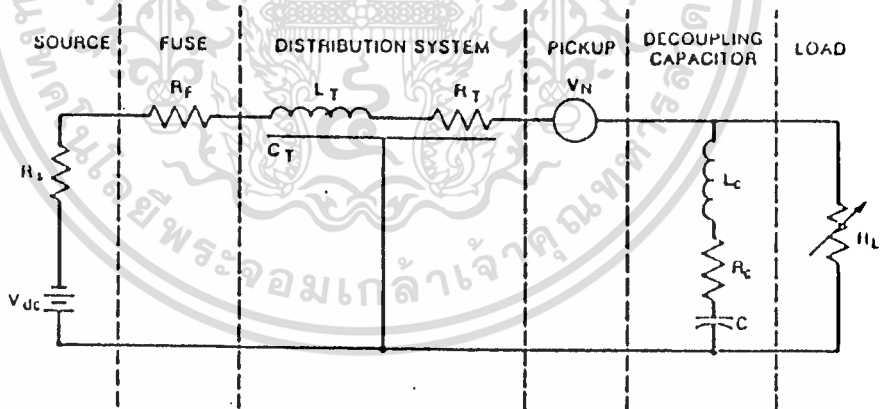
(รูป 18)

การป้องกันารคับปลิ่งจากแหล่งจ่ายไฟ (power supply decoupling)

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (DC power supply) จะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้ส่วนต่างๆของวงจร ดังนั้น เพื่อป้องกันการคับปลิ่งสัญญาณรบกวนผ่านสายส่งซึ่งต่อจากแหล่งจ่ายไฟไปยังวงจรต่างๆ เราจำเป็นจะต้องออกแบบแหล่งจ่ายไฟและสายส่งให้ดี และแรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่ดีไม่ควรแปรตามกระแสที่ถูกต้องจากแหล่ง ในทางอุดมคติอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในความเป็นจริงไม่เป็นเช่นนั้น ดังนั้นอิมพีแดนซ์รวมทั้งอิมพีแดนซ์ของสายส่งจะเป็นตัวการในการคับปลิ่งสัญญาณรบกวน รูป 19 แสดงระบบจ่ายแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ฟิวส์ และโหลด โดยมีตัวเก็บประจุที่ใช้บายพาส (bypass capacitor) C ต่อคร่อมโหลดอยู่



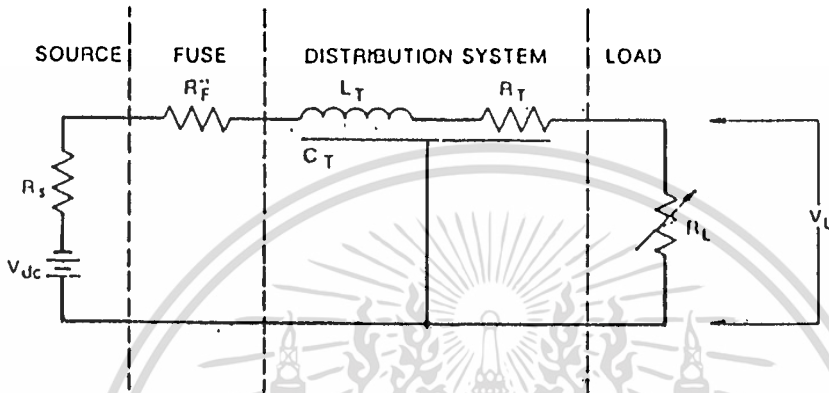
(รูป 19)



(รูป 20)

รูป 20 แสดงการวิเคราะห์วงจรในรูป 20  $R_s$  คืออิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟและเป็นฟังก์ชันของเรกูเลชัน (regulation) ของแหล่งจ่ายไฟ  $R_f$  คือความต้านทานของฟิวส์  $R_T$ ,  $L_T$  และ  $C_T$  คือความต้านทาน อินดักแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ของสายส่งซึ่งเชื่อมแหล่งจ่ายไฟเข้ากับโหลดตามลำดับ  $V_N$  คือสัญญาณรบกวนซึ่งถูกเหนี่ยวนำขึ้นจากวงจรอื่น ตัวเก็บประจุที่ใช้

บายพาสมีความต้านทาน  $R_c$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L_c$  ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ  $C$  ค่านี้ที่จะพิจารณาเฉพาะส่วนที่มีผลต่อการจ่ายแรงดันเท่านั้น ดังนั้น วงจร 20 จึงถูกยุบลงเป็นวงจรรูป 21 โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสองส่วน คือ านช่วง DC (สภาวะคงตัว) และ านช่วงทรานเซียนท์ (Transient)



(รูป 21)

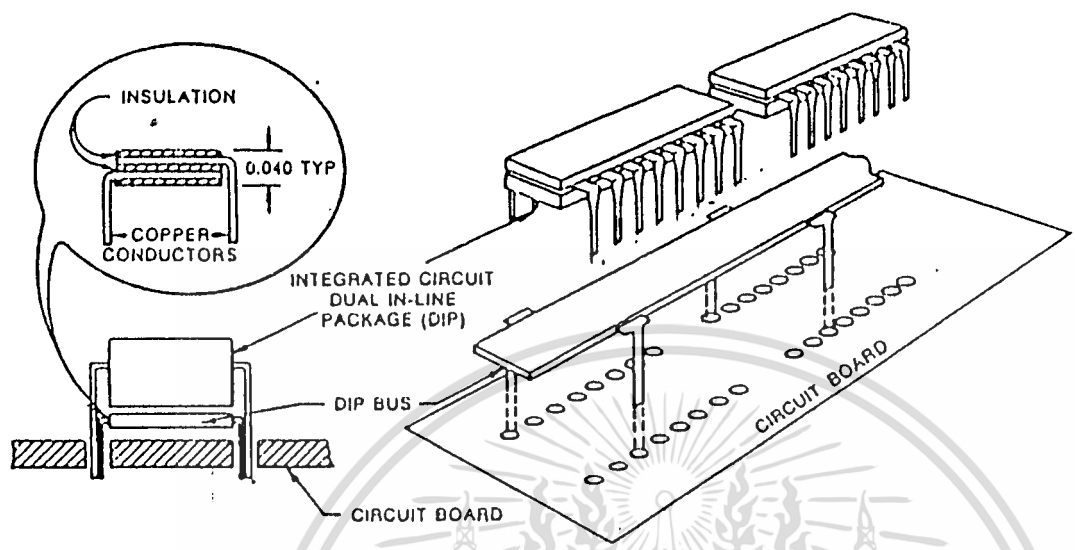
ในสภาวะคงตัว เราสามารถคำนวณแรงดันที่ตกคร่อมภาคจ่ายไฟได้จากกระแสไหลสูงสุด ( $I_{max}$ ) และค่าความต้านทาน  $R_s$ ,  $R_T$  และ  $R_f$  โดยที่  $R_T$  เป็นฟังก์ชันของพื้นที่หน้าตัด  $A$  ความยาว  $l$  และค่าความต้านทาน (resistivity)  $\rho$  ของตัวนำที่ใช้เป็นสายส่ง

$$R_T = \rho \frac{l}{A} \tag{7}$$

สำหรับทองแดง ค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ  $1.17 \times 10^{-6}$  โอห์ม-เซนติเมตร ดังนั้นแรงดันต่ำสุดที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{L(min)} = V_{dc(min)} - I_{L(max)}(R_s + R_f + R_T)_{max} \tag{8}$$

ส่วนแรงดันรบกวนซึ่ง เกิดในสภาวะทรานเซียนท์ภายในระบบจ่ายไฟนั้น เกิดจากการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของกระแสไหล านกรณีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันซึ่ง เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแส จะเป็นฟังก์ชันกับคาแรรคเทอร์ริสติกอิมพีแดนซ์  $Z_0$  ของสายส่ง



(รูป 22 )

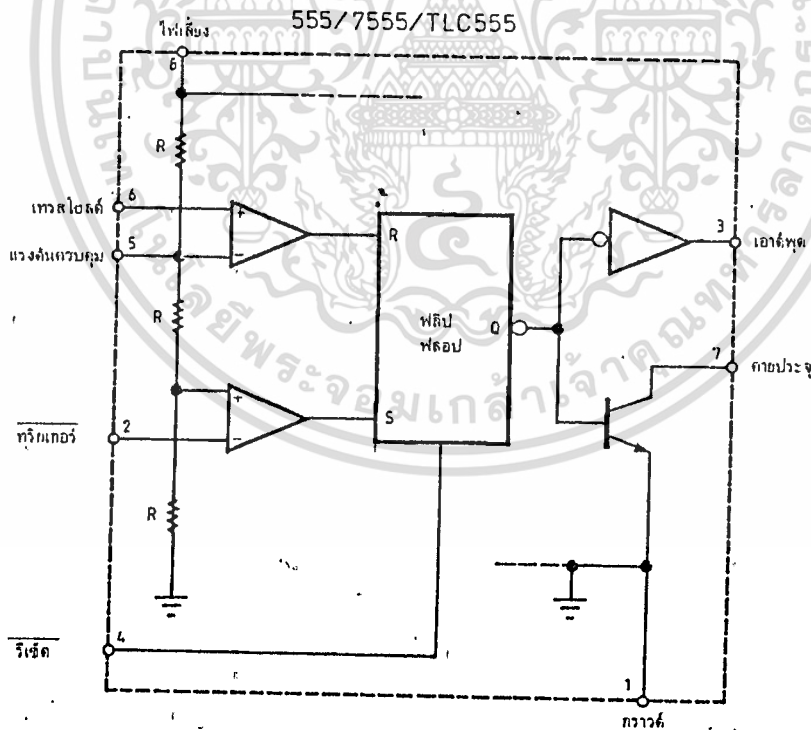
แต่ว่าการหาสายล่งที่มี 2๐ ตัวนั้นไม่สามารถทำได้โดยง่าย ดังนั้นทางบริษัทจึงนิยมนำตัวเก็บประจุสำหรับป้องกันอาการคันปลั่งมาต่อคร่อมระหว่างขาทั้งสองของไอหลด เพื่อให้ไอหมติแดนซ์รวมมีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตาม วิธีนี้จะไม่ได้ผลสำหรับทุกวงจร เนื่องจาก ไอหมติแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะแปรตามความถี่

### วงจรห้วงเวลา

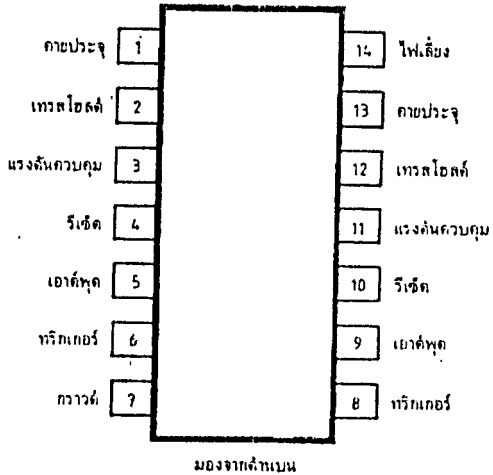
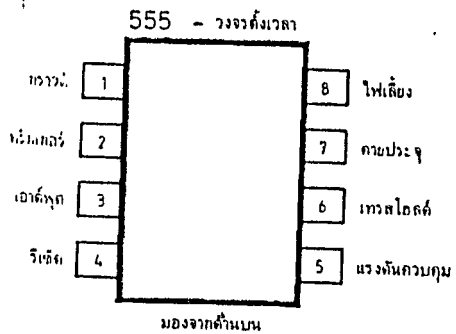
ในบรรดาตัวไอซีที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน 555 เป็นไอซีที่มีประวัติการใช้งานมากกว่า 17 ปี แล้ว แล้วทุกภาคจะรู้จักกันดีว่าไอซี 555 สามารถนำมาใช้งานเป็นวงจรโมโนสเตเบิลหรือ วงจรอะลเตเบิล แต่คราวนี้เราจะเน้นถึงการนำเอาไอซี 555 ไปใช้งานในการหน่วยเวลา

จุดเด่นที่สำคัญของไอซี 555 ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายก็คือ ราคาที่ไม่แพงจนเกินไป ไปกักและการรวมเอาวงจรย่อยๆที่ทำให้ไอซี 555 มีคุณลักษณะเฉพาะตัวที่น่าสนใจ เมื่อเราพิจารณาตามรูปที่ 1 ซึ่งแสดงถึงโครงสร้างภายในในตัวไอซี จะเห็นว่าภายในตัวมันจะประกอบด้วย วงจรภายในทั้งที่เป็นดีจิทอล(วงจรอะลเตเบิล)และวงจรรอนาล็อก(วงจรเปรียบเทียบ) นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์อื่นๆรวมตัวอีกมากมาย

เมื่อเราพิจารณาโครงสร้างของไอซี แล้วเราจะเห็นว่าตัวมันจะสามารถจ่ายกระแสได้สูง และใช้ได้กับไฟเลี้ยงในช่วงกว้างๆ รายละเอียดของการจัดขาของตัวไอซี 555 และไอซี 556 ได้แสดงไว้ในรูป 2



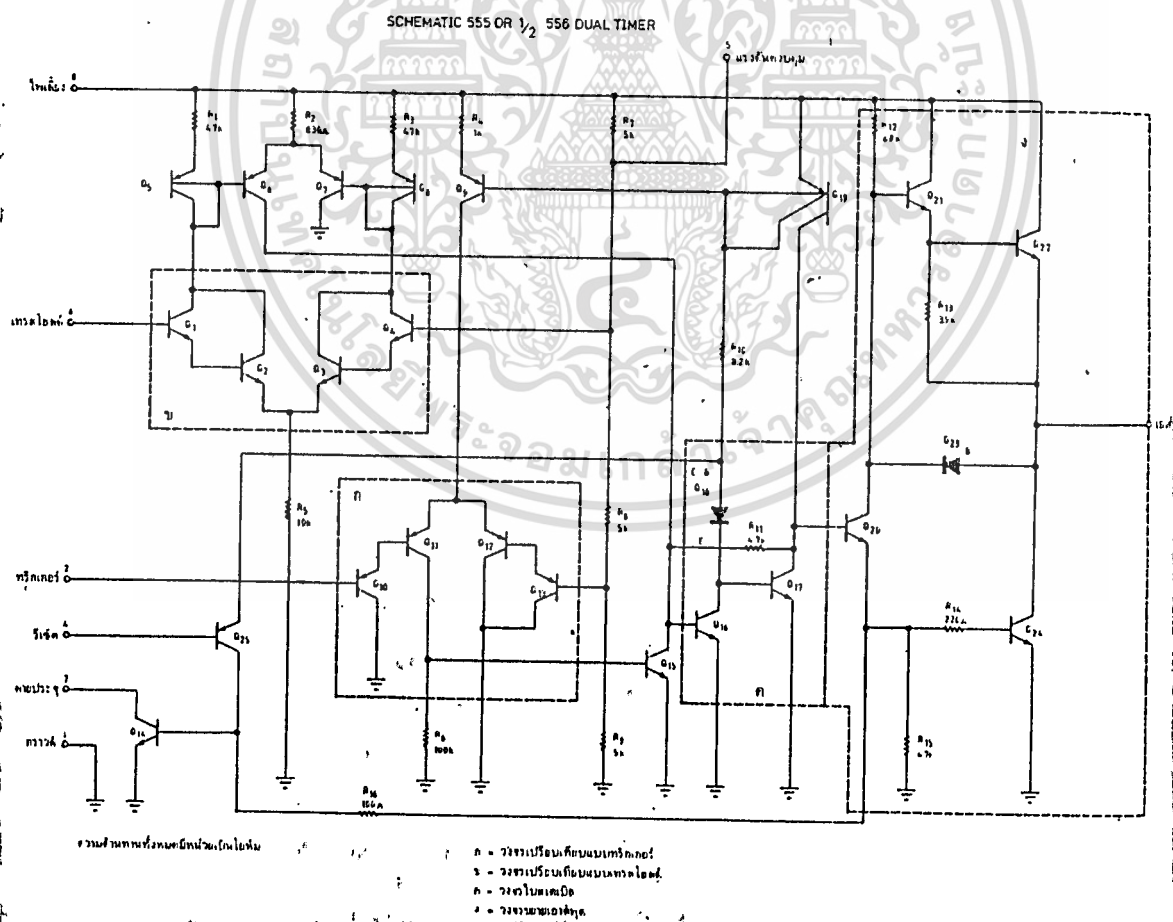
รูป แสดงถึงโครงสร้างพื้นฐานภายในของตัวไอซี 555



### รูป แสดงถึงการจัดขาของไอซี 555 และไอซี 556

หลักการทํางานเบื้องต้น

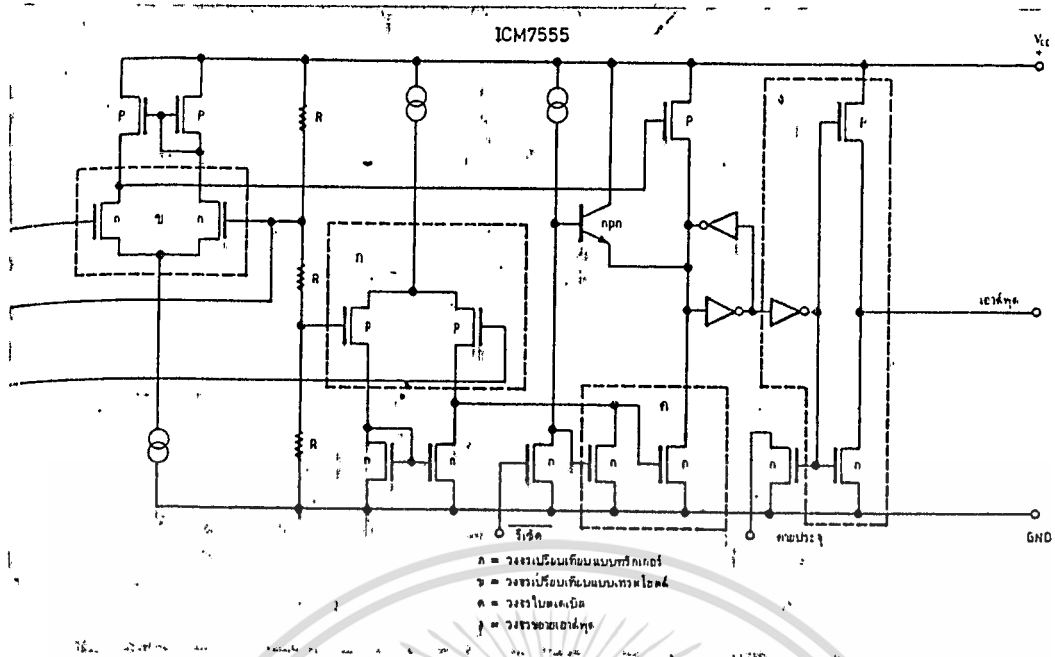
เมื่อพิจารณาแผนผังภายในตัวไอซี 555 ตามรูปที่ 3 จะเห็นว่าภายในตัวไอซี บรรจุอุปกรณ์ต่างๆเอาไว้เป็นจำนวนมาก วงจรเปรียบเทียบกับแบบทริเกอร์ (กรอบ ก.) และวงจรเปรียบเทียบกับแบบเทสโวลต์ (กรอบ ข.) แต่ละกรอบจะทํางานด้วยวงจรขยายแบบดีฟเฟอริ่ง เซลล์



### สรุปรายละเอียดของแผนผังวงจรภายในตัวไอซี 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป รายละเอียดของแผนผังภายในตัวไอซีโมดูล 7555

การนำไปใช้งาน

เมื่อเราหีบไอซี 555 ขึ้นมาทั้ง 9 ใน 10 ของวงจรการใช้งานคงจะหนีไม่พ้นวงจรโมโนสเตเบิลหรือออสเตเบิล ช่วงเวลาของพัลส์จะถูกกำหนดด้วยเวลาที่ใช้ในการเก็บประจุตัวเก็บประจุจาก 0 โวลต์ถึง 2/3 ของแรงดันไฟเลี้ยง (แรงดันเทรลโวลต์)

โดยทั่วไปแล้วแรงดันประจุ C (V<sub>cc</sub>) จะถูกประจุผ่าน R จากแหล่งจ่ายไฟ V<sub>cc</sub> จนมีแรงดันเท่ากับ 2/3 V<sub>cc</sub>

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_c(t) &= V_{cc}(1 - e^{-t/RC}) \\ &= (-\log e^{1/3})RC \\ &= 1.1RC \end{aligned}$$

แรงดันที่ถูกประจุจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาเดียว (monotime) และพัลส์ที่มากกระตุ้นก็จะสั้นกว่าช่วงเวลาเดียว ถ้าพัลส์ที่มากกระตุ้นยิ่งกว้างก็จะส่งผลให้ช่วงเวลากว้างขึ้นด้วย แต่สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วิธีการส่งผ่านแบบสัญญาณไฟสลับ (โดยมีการเพิ่ม R<sub>2</sub> C<sub>2</sub> และให้ (R<sub>2</sub> C<sub>2</sub>) < (R<sub>1</sub> C<sub>1</sub>))

และถ้าเราต้องการเปลี่ยนวงจรโมโนสเตเบิลไปเป็นวงจรออสเตเบิลก็เพียงแต่ทำให้ตัวไอซีสามารถทำการกระตุ้นตัวเองได้ตัวเก็บประจุ C<sub>1</sub> จะถูกประจุโดย R<sub>1</sub> และ R<sub>2</sub> จนมีแรงดันเท่ากับ 2/3 V<sub>cc</sub> ในช่วงเวลา t<sub>1</sub>

$$t_1 = (-\log e^{1/3})(R_1 + R_2)C - (-\log e^{2/3})(R_1 + R_2)C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อถึงช่วงเวลาของการคายประจุของ C จะผ่าน R<sub>2</sub> เท่านั้น ดังนั้นช่วงเวลาของการ

คาบประจุจะเท่ากับ

$$t_2 = 0.694 R_2 C$$

ซึ่งก็หมายความว่าแรงดันบนตัวเก็บประจุจะเปลี่ยนไปมาระหว่าง  $1/3V_{cc}$  ถึง  $2/3V_{cc}$  ช่วงเวลาทั้งหมดคำนวณได้จาก

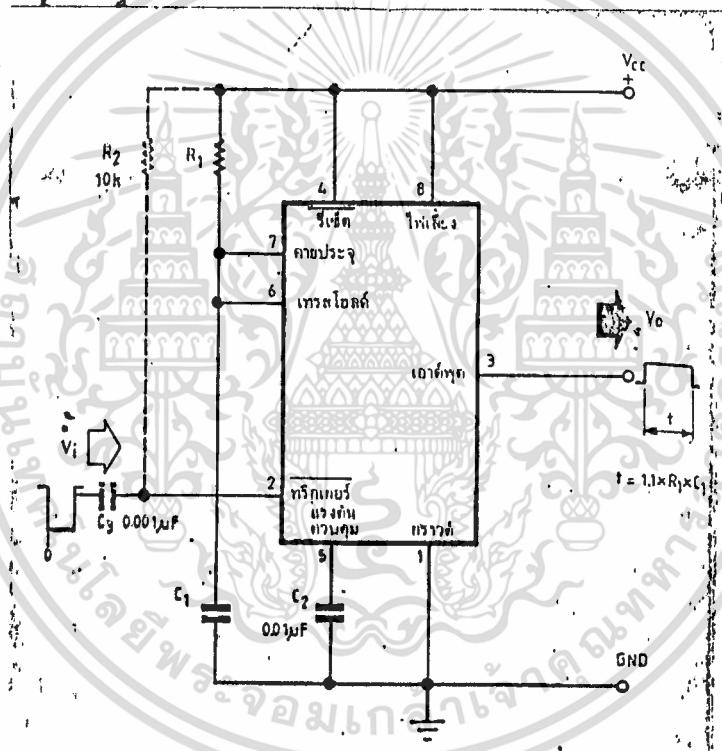
$$T = t_1 + t_2$$

$$= 0.694 (R_1 + 2R_2) C$$

และค่าความถี่เอาต์พุต  $f_o$  จะเท่ากับ

$$f_o = 1/T$$

$$= 1.44 (R_1 + 2R_2) C$$

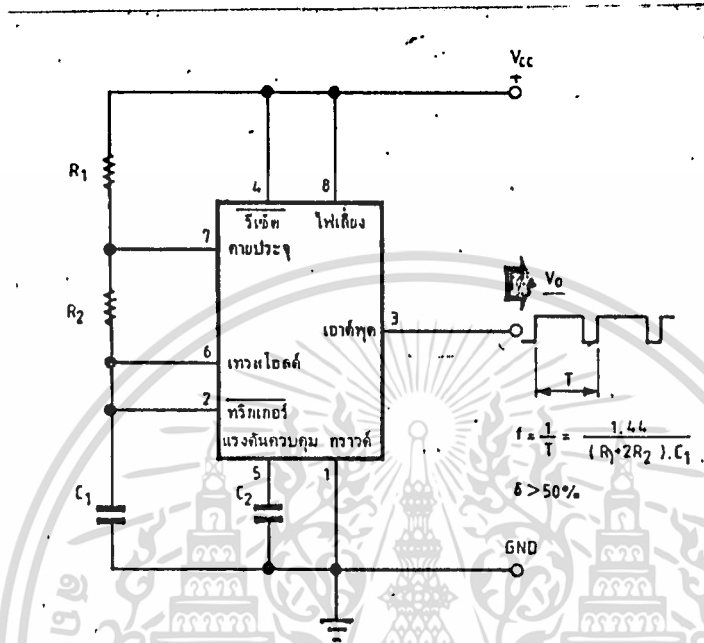


รูปการใช้ไอซี 555 เป็นวงจรมอนอสเตเบิลโดยทั่วไป

อย่าลืมว่าเมื่อเราจ่ายไฟให้แก่วงจรครั้งแรกหรือเมื่อให้อินพุตที่รีเซตเป็นระดับสูง C จะเริ่มประจุจาก 0 โวลต์ ดังนั้นช่วงเวลาของพัลส์ลูกแรกจะเท่ากับ  $1.1 R_1 C_1$

จุดเด่นที่เห็นได้ชัดอีกประการหนึ่งของไอซี 555 เมื่อนำมาทำวงจรมอนอสเตเบิลหรือออสเตเบิลก็คือ ช่วงเวลาของพัลส์จะไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง  $V_{cc}$  ซึ่งเมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายไฟลดลงจะทำให้แรงดันทริกเกอร์ และแรงดันเทรชโฮลด์ลดลงตามลงมาด้วย ดังนั้นช่วงเวลาของพัลส์ที่เอาต์พุตจะไม่เปลี่ยนไปตามแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

สำหรับวงจรอสเตเบิลในรูป ตัวไอซีเองไม่สามารถจ่ายเอาท์พุทที่มีค่าดีวตี้แฟกเตอร์ (duty factor) ต่ำกว่า 0.5 ได้ เนื่องจากค่าความต้านทานในการประจุเท่ากับ  $R_1 + R_2$  จะมีค่ามากกว่าค่าความต้านทานของการคายประจุ  $R_2$  อย่างแน่นอน



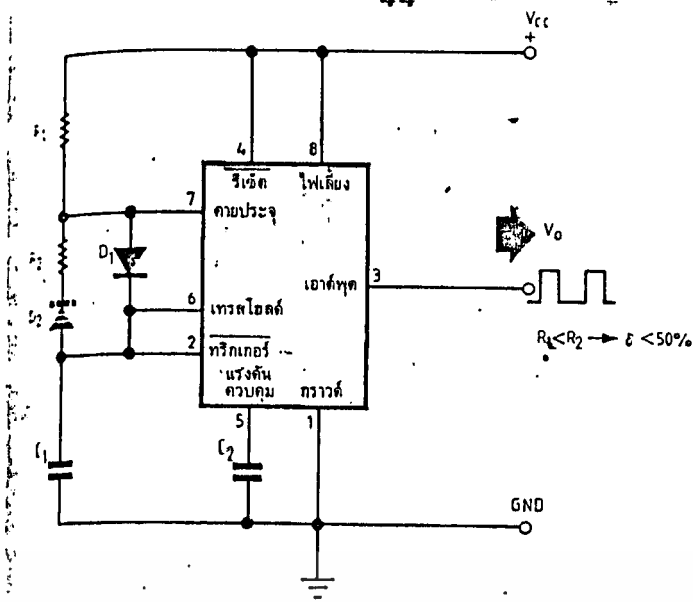
### รูปการใช้ไอซี 555 เป็นวงจรอสเตเบิล

อย่างไรก็ตาม เราสามารถแก้ไขวงจรให้สามารถจ่ายเอาท์พุทตามที่ต้องการได้โดยการเพิ่ม  $D_1$  ในขณะทำการประจุ  $C_1$  ก็จะไม่มีการแลไหลผ่าน  $R_2$  แต่ในทางกลับกันเมื่อ  $C_1$  คายประจุจะคายประจุผ่าน  $R_2$  ทำให้กระแสที่ทำการประจุจะต่ำกว่ากระแสที่ใช้ในการคายประจุ ถ้าเราต้องการให้  $R_1$  เป็นตัวกำหนดกระแสประจุร่วมกับ  $C_1$  เท่านั้นก็เพียงแต่เพิ่ม  $D_2$  เข้าไปในวงจร

แต่วิธีการเพิ่มไดโอดนี้จะทำให้ผลของการคายประจุและเก็บประจุของ  $C_1$  เปลี่ยนแปลงไปเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) เพราะว่าจะมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวไดโอด ดังนั้นระดับของแรงดันของแหล่งจ่ายไฟก็จะมีผลต่อพัลส์ที่เอาท์พุท

โดยปรกติแล้วที่ขา 5 (อินพุทของแรงดันควบคุม) ของไอซี 555 แบบไบโพลาร์จะต่อตัวเก็บประจุค่าประมาณ 10 นาโนฟารัด ลงกราวด์เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน แต่สำหรับไอซีรุ่นซีมอสเราไม่จำเป็นต้องต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

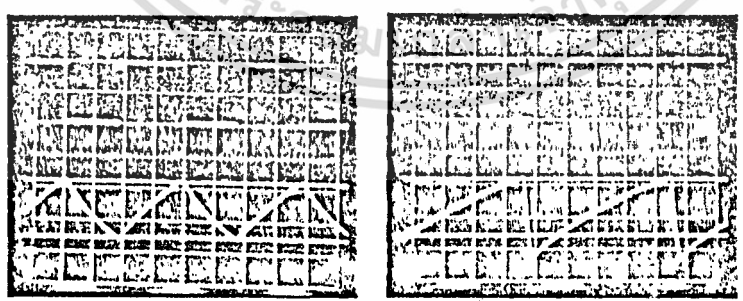


รูป การตัดแปลงไอซี 555 เป็นวงจรอะอสเตเบิลที่สามารถจ่ายเอาต์พุตที่มีควิตีแฟคเตอร์ต่ำกว่า 0.5

ค่าผิดพลาดของเวลา

เมื่อเรามาพิจารณาถึงความแม่นยำของช่วงเวลาที่ไอซี 555 สร้างขึ้นจะเห็นว่าอยู่กับตัวแปรมากมาย ทั้งที่อยู่ในตัวไอซีเองและนอกตัวไอซี การสร้างแรงดันอ้างอิงภายในตัวไอซีเพื่อร่วมกับแรงดันอินพุทออฟเซ็ทของวงจร เปรียบเทียบแบบทริกเกอร์และแบบเทรชโฮลด์จะทำให้ช่วงเวลาที่ถูกสร้างขึ้นมีความผิดพลาดประมาณ 2 เปอร์เซ็นต์

ช่วงเวลาของการตอบสนอง (reaction times) และช่วงเวลาในการกลับคืนสู่สภาวะปรกติ (recovery times) ภายในตัวไอซีก็เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนนี้ด้วย ตามรูปภาพที่ปรากฏบนจอภาพแสดงถึงการทำงานของไอซี 555 เมื่อใช้เป็นวงจรอะอสเตเบิลที่ทำให้เอาต์พุตความถี่สูง



รูป แสดงการเลื่อนของความถี่ของวงจรอะอสเตเบิล

ตามรูปแสดงให้เห็นถึงวงจรอะอสเตเบิลที่กำหนดค่าควิตีแฟคเตอร์ประมาณ 0.6 จะได้ความถี่ที่เอาต์พุตประมาณ 29 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่จากการคำนวณแล้ว ควรจะได้ความถี่ที่เอาต์พุตประมาณ 25 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนอีกรูปเราใช้วงจรเดิม แต่กำหนดค่าควิตีแฟคเตอร์สูงกว่าเดิม เอกสารนี้แต่ยังคงให้ค่าความต้านทานรวมเท่าเดิมคือ  $R_1 + 2R_2$  ไปใช้ปรดงั้นความถี่เอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณก็ยังคงมีค่าเท่าเดิม นี้อา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม  $C_1$  ยังคงคายประจุที่แรงดันต่ำกว่าแรงดันทริกเกอร์ (คือแรงดัน

เทอร์ลีโอรีล ซึ่งแสดงด้วยเส้นในแนวนอน) จากผลบางส่วนอันนี้เองทำให้แรงดันตกคร่อม  $C_p$  ลดลงอย่างรวดเร็วและทำให้การทำงานร่วม ของวงจรเปรียบเทียบแบบทริกเกอร์และทรานซิสเตอร์คายประจุช้าลง ทำให้ความถี่ที่ได้รับต่ำกว่าที่ได้จากการคำนวณ คือประมาณ 20 กิโลเฮิรตซ์

จากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ สรุปก็คือค่าความแม่นยำของเอาท์พุทที่มีความถี่สูง ส่วนใหญ่แล้วจะขึ้นอยู่กับค่าตัวตีแฟลคเตอร์และเมื่อเอาไอซี 555 มาทำเป็นวงจรโมโนสเตเบิล ค่าแรงดันอ้อมตัวของทรานซิสเตอร์คายประจุที่อยู่ภายใน จะเป็นส่วนกลับกับค่าความต้านทานที่ทำการประจุ และถ้ากำหนดให้เวลาพัลส์เดี่ยว (monotime) ต่ำจะทำให้เอาท์พุทที่ได้มีพัลส์แคบกว่าที่คำนวณได้

ที่ความถี่ต่ำองค์ประกอบต่างๆ เช่น กระแสรั่วไหลของตัวเก็บประจุที่กำหนดเวลา การคายประจุของทรานซิสเตอร์และกระแสอินพุทของวงจรเปรียบเทียบแบบเทอร์ลีโอรีล จะมีผลต่อการทำงานเพิ่มขึ้น

โดยทั่วไปแล้วการไ้ใช้งานที่ความต่ำ ค่าความต้านทานของการประจุและคายประจุเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสประจุลดลงและการเปลี่ยนแปลงของกระแสรั่วไหลก็จะมีผลมากขึ้น ดังนั้นจึงควรจำเอาไว้ว่า การใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ จะทำให้กระแสรั่วไหลสูงทำให้ความจุของ  $C_p$  คลาดเคลื่อนไปจากเดิมและช่วงเวลาที่ได้อีกจะผิดพลาดเพิ่มขึ้น

**การใช้ขาแรงดันควบคุม**

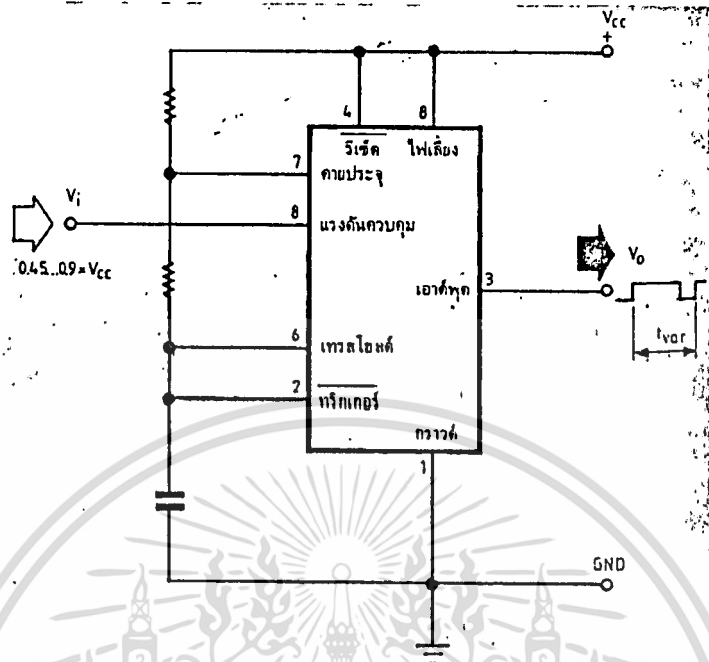
เราพบว่าขาแรงดันควบคุมของไอซี 555 มักจะไม่ค่อยได้รับความสนใจมากนัก แต่ที่จริงแล้วเราสามารถนำขาแรงดันควบคุมไปใช้งานได้อีกหลายๆอย่าง

คราวนี้เราลองมาพิจารณาโครงสร้างภายในตัวไอซี จะเห็นว่าที่ขาแรงดันควบคุมต่อเข้ากับวงจรแบ่งแรงดันภายใน ในกรณีที่ไม่ได้ต่อเข้ากับอุปกรณ์ใดๆนอกจากนี้จะมีแรงดันประมาณ 2/3 ของแรงดัน แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ซึ่งทางโรงงานผู้ผลิตกำหนดเอาไว้ว่า แรงดันที่ขาแรงดันควบคุมนี้อาจจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0-90 % ของแรงดันแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

ถ้าแรงดันควบคุมมีค่าสูงเกินไป จะทำให้วงจรเปรียบเทียบแบบเทอร์ลีโอรีลทำงานผิดพลาด และถ้าแรงดันควบคุมต่ำเกินไปวงจรเปรียบเทียบแบบทริกเกอร์ ก็จะได้รับไบแอสผิดพลาดตามไปด้วย (โปรดสังเกตุโครงสร้างภายในตัวไอซีตามรูป)

ตัวอย่างในรูป เห็นได้อย่างชัดเจนในการนำเอาขาแรงดันควบคุมมาใช้งานก็คือ การนำเอาไอซี 555 มาทำเป็นวงจรกำเนิดความถี่แบบใช้แรงดันควบคุม (Voltage-Controlled Oscillate หรือ VCO) ซึ่งจะสามารถผลิตความถี่เปลี่ยนแปลงได้ในช่วง +50% หรือ -50% แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ในทางปฏิบัติแล้ว ถ้าเราให้แรงดันของแหล่งจ่ายไฟค่อนข้างสูง ค่าของแรงดันควบคุมที่

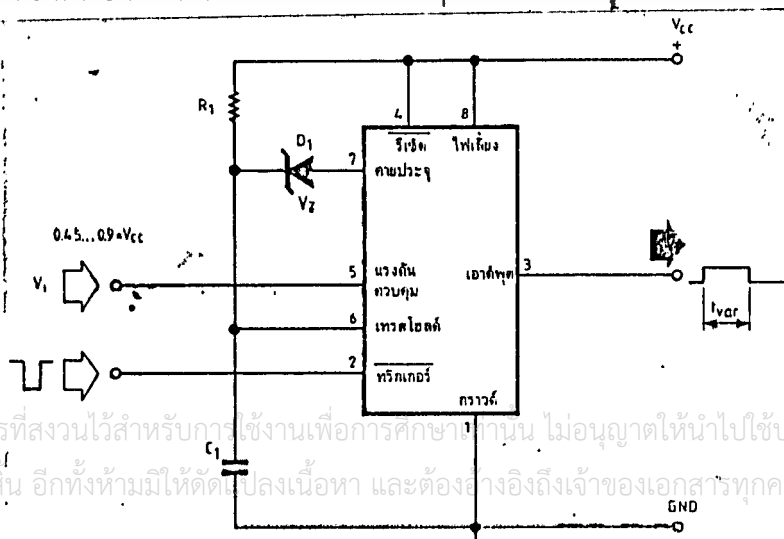
ใช้ก็ไม่ควรเกิน 0.45 Vcc. แต่อย่างน้อยที่สุดควรจะประมาณ 2.0 V. ซึ่งเราจะได้ ความถี่ที่เอาต์พุตสูงประมาณ 2 เท่าของความถี่ปรกติ



รูป การใช้ไอซี 555 ที่ต่อแบบออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรถ้าหนด ความถี่แบบใช้แรงดันควบคุม (VCO)

พิจารณาวงจรถ้าหนดรูป แรงดันควบคุมนี้ยังสามารถควบคุมความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวง จรโมโนสเตเบิลให้เปลี่ยนแปลงได้ แต่อย่างไรก็ตาม ก่อนอื่นเราจะต้องกำหนดความกว้าง ของพัลส์ เอาไว้ก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้พัลส์ที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจนแคบเกินไป

คราวนี้ถ้าเราป้อนแรงดันไปประมาณ 0.9 Vcc เข้าที่ขาแรงดันควบคุม แรงดันที่ ตกคร่อม C<sub>1</sub> จะถูกทรานซิสเตอร์ที่ทำการคายประจุในตัวไอซีดึงลงกราวด์ ในกรณีที่ ต้องการพัลส์ที่เอาต์พุตกว้างๆ เราอาจจะต้องเพิ่มแรงดันของ C<sub>1</sub> ด้วยการใส่ซีเนอร์ ไดโอดเข้าช่วย หรือโดยการเพิ่มไดโอดต่ออนุกรมเข้าที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ คายประจุ โดยใช้แรงดันตกคร่อมไดโอดจำนวนหลายๆตัวได้กับ C<sub>1</sub>

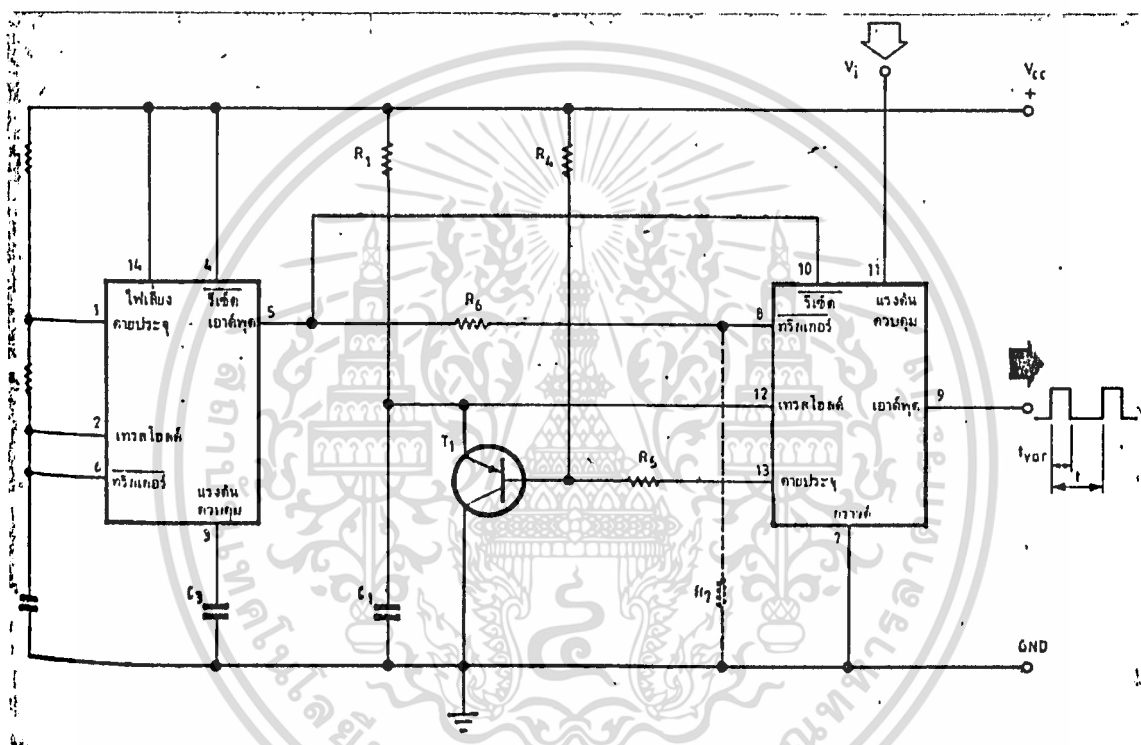


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รูป วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์แบบใช้แรงดันควบคุม

ส่วนการกำหนดค่าต่ำสุดของแรงดันตกคร่อม  $C_1$  จะต้องคำนึงถึงกระแสสงบ (quiescent current) ที่ไหลผ่าน  $R_1 (I_{R1})$  ว่าจะต้องมีค่าสูงพอที่จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด ( $V_z$ ) อย่างถูกต้อง ซึ่งคำนวณได้จาก

$$I_{R1} = (V_{cc} - V_z) / R_1$$



รูป การใช้ไอซี 555 มาประกอบกันเป็นวงจรผลสมความถี่แบบควบคุมความกว้างของพัลส์ที่มีกำลังการสูญเสียต่ำ

ในทางปฏิบัติแล้ว เราใช้กระแสเพียงไม่กี่มิลลิแอมป์ก็สามารถทำให้ซีเนอร์ไดโอดทำงานได้ แต่จากการพิจารณาวงจร เราพบว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทไม่เป็นเชิงเส้นหรืออาจกล่าวได้ว่ามีสัดส่วนไม่คงที่ แต่ถ้าเราต้องการให้ความสัมพันธ์นี้เป็นแบบเชิงเส้นทำได้โดยการเปลี่ยน  $R_1$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่

ถ้าเรานำเอาวงจรโมโนสเตเบิลแบบใช้แรงดันควบคุม มาตัดแปลงเป็นวงจรกำเนิดความถี่แบบควบคุมความกว้างของพัลส์ (pulse-width modulator oscillator) ดังในรูปไอซี555 ตัวแรกต่อเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์เพื่อกำหนดความถี่พื้นฐานให้กับไอซีตัวที่เหลือ วงจรนี้เหมาะที่จะนำไปขับทรานซิสเตอร์กำลังของภาคต่อไป เพราะมีเสถียรภาพสูงและมีกำลังสูญเสียต่ำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลีก็ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
วงจรในรูป มีจุดที่น่าสนใจอยู่หลายประการก็คือ ประการแรกก็คือ  $C_1$  จะไม่

คายประจุจนถึง 0 โวลต์ แต่จะคายถึงระดับของแรงดันที่ถูกแบ่งของ  $R_1 - R_2$  บวกด้วยแรงดันระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  (ซึ่งจะให้เทคนิคเดียวกันกับการใช้ซีเนอร์ไดโอดตามที่กล่าวมาแล้วข้างต้น) เพื่อใช้ในการขยายความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท

ประการที่สอง วงจรนี้จะรีเซ็ตและทริกเกอร์ที่วงจรโมโนสเตเบิลของไอซีตัวที่สองพร้อมกัน เพื่อให้แน่ใจว่าแรงดันของ  $C_1$  ในช่วงเวลาเริ่มต้นแต่ละครั้งมีความแม่นยำสูง เพราะถ้าสัญญาณทริกเกอร์ขาดหายไปก็จะทำให้ค่าตัวดีแฟคเตอร์มีค่าเข้าใกล้ 1

เนื่องจากในช่วงแรกค่าแรงดันยังคงเพิ่มขึ้นไม่ถึงแรงดันเทรลโวลต์ ดังนั้น  $C_1$  จะไม่คายประจุ หลังจากนั้นพอเริ่มช่วงที่สองแรงดันก็จะเพิ่มจนถึงแรงดันเทรลโวลต์ เอาท์พุทก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะต่ำ ตามลำดับขั้นตอนที่กล่าวมานี้ จะเห็นว่าความถี่ที่ได้รับจะถูกแบ่งครึ่ง และค่าของตัวดีแฟคเตอร์ ก็จะเปลี่ยนจากค่าประมาณ 1 ไปเป็น 0.5

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นนี้ เราสามารถแก้ไขไม่ให้เกิดปัญหานี้ได้โดยการรีเซ็ตวงจรโมโนสเตเบิลทุกครั้งที่เราเริ่มต้นของช่วงเวลาเมื่อเราพิจารณาตามที่กล่าวมานี้ ค่าตัวดีแฟคเตอร์จะมีค่าไม่เท่ากับ 1 เพราะได้ทำการรีเซ็ตวงจรโมโนสเตเบิลในช่วงเริ่มต้นของคาบเวลาทำให้เอาท์พุทไม่เปลี่ยนสถานะเป็นต่ำและนี่คือ สาเหตุว่าทำไมต้องเลือก  $R_2$  ให้มีค่าน้อยกว่า  $R_1$

ที่ขาแรงดันควบคุมของไอซี 555 โดยทั่วไปแล้วมีค่าความต้านทานค่อนข้างต่ำ (ปรกติประมาณ  $3.3k = 5k/10k$ ) แทนที่จะเป็น  $5k$  ดังนั้นแรงดันของไอซี 555 รุ่นซ่มอลจะมีความต้านทานภายในสูงกว่า เพราะวงจรแบ่งแรงดันภายในตัวไอซีจะได้ตัวต้านทาน 100k แหล่งจ่ายไฟที่ใช้กับไอซี 555 รุ่นปรกติต้องออกแบบให้มีเอาท์พุทอิมพีแดนส์ต่ำ

### การตั้งเวลาดานๆ

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วถึงเรื่องความผิดพลาดของช่วงเวลา เมื่อเรานำเอาไอซี 555 มาใช้เป็นวงจรตั้งเวลาดานๆกระแสที่ใช้ในการประจุ  $C_1$  จะมีค่าต่ำมาก ดังนั้นกระแสรั่วไหลในตัวเก็บประจุที่กำหนดเวลาจะมีความสำคัญเพิ่มขึ้น สำหรับตัวเก็บประจุแบบอีเลคโตรไลต์ กระแสรั่วไหลจะมีค่าค่อนข้างสูงโดยจะขึ้นอยู่กับอายุการใช้งานและอุณหภูมิ ในทางปฏิบัติแล้วการใช้ไอซี 555 มาเป็นวงจรตั้งเวลาไม่ควรนานเกิน 10-30 นาที

แต่ถ้าเราต้องการให้ตั้งเวลาดานกว่านี้ควรต่อไอซี 555 แบบคาสเคด โดยสัญญาณเอาท์พุทไปกระตุ้นให้ตัวต่อไปทำงาน แต่จะต้องระวังว่าค่าผิดพลาดของไอซี 555 ตัวแรกจะถูกขยายเพิ่มขึ้นโดยไอซี 555 ตัวถัดไปตามผลของแอคคิวมูเลชัน (accumulation effect) และไม่ทราบอีกที่เข้ามาให้ตัดแปลงเนื้อหา... (accumulation effect) และยิ่งไปกว่านั้นช่วงเวลาของพัลส์ที่ได้ก็จะเพิ่มอย่างเป็นสัดส่วนกับจำนวนของไอซี

555 แต่ถ้าต้องการให้การเพิ่มขึ้นเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล (exponential) ก็ให้ใส่  
 วงจรหารเพิ่มเข้าไปหลังวงจรรอผลเตเบิ้ล

ตามวงจรในรูป เอาท์พุทของวงจรรหารจะถูกส่งไปกระตุ้นไอซี 555 ตัวถัดไป ซึ่งต่อใน  
 ลักษณะของวงจรมอนอสเตเบิ้ล ดังนั้นไอซี 555 ที่ถูกจัดให้เป็นวงจรรอผลเตเบิ้ลจะต้องมี  
 ความแม่นยำสูง โดยการกำหนด  $R_1, R_2$  และ  $C_1$  ให้มีกระแสรั่ว  
 ไหลต่ำสุด ในขณะที่วงจรรหารจะแบ่งเวลาออกตามต้องการ

**ไอซีรุ่นซิมอส : TLC 555 และ 7555**

อินเตอร์ซิคเป็นผู้ผลิตไอซี 555 รุ่นซิมอสออกสู่ตลาดเป็นรายแรกด้วยเบอร์ 7555  
 ต่อมาไม่นานนัก เท็กซัสอินสตรูเม้นท์ก็ผลิตลิเนียร์ซิมอสออกมาอีกคือเบอร์ TLC 555 จากข้อ  
 เสียของเท็กซัสอินสตรูเม้นท์ ในเรื่องออปแอมป์และวงจรเปรียบเทียบซึ่งได้เปรียบกว่าอินเตอร์  
 ซิคทำให้ TLC 555 และ TLC 556 ประสบความสำเร็จในตลาดและเป็นที่รู้จักกันตัวอย่าง  
 รวดเร็ว

โดยทั่วไปแล้วไอซี 555 รุ่นซิมอสจะดึงกระแสไฟน้อยมาก เมื่อเทียบกับไอซี 555 รุ่น  
 ไบโพลาร์ คือลดลงจาก 10 มิลลิแอมป์เหลือเพียง 100 ไมโครแอมป์ และต้องการ  
 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำสุดเพียงแค่ 2 โวลต์ ซึ่งคุณสมบัติอันนี้เองทำให้การใช้แบตเตอรี่กับไอซี  
 555 รุ่นซิมอสสะดวกมากขึ้นเป็นอย่างมาก

เนื่องจากไอซี 555 รุ่นซิมอสนี้ต้องการกระแสไบโอสที่อินพุทของวงจรเปรียบเทียบแบบ  
 เทอร์สโวลต์ และกระแสรั่วไหลของทรานซิสเตอร์คายประจุลดลง ทำให้สามารถกำหนดค่า  
 ของความต้านทานของการประจุได้สูงทำให้สามารถออกแบบวงจรตั้งเวลาได้นานขึ้น

		555		7555		TLC555		หน่วย
		ต่ำสุด	ปกติ	ต่ำสุด	ปกติ	ต่ำสุด	ปกติ	
แรงดันไฟเลี้ยง		4.5	18	2	18	2	18	V
กระแสที่ใส่	2V						0.25	mA
	5V	3	5	0.08	0.4	0.17	0.26	mA
กระแส	10V	10	12	0.12	0.6	0.36	0.60	mA
	10V							mA
กระแส	10k	200		8	80	100		mA
	10source	200		1	20	10		mA
กระแส		100	250		10	0.01		nA
กระแส								nA
กระแส		20	100		10	0.1		nA
ค่าผิดพลาดของ								%
เวลาของการตั้ง		1	3	2		1	3	%
ค่าผิดพลาดของ								%
เวลาของการตั้ง								%
การเลือก			500	250				ppm/°
ของอุณหภูมิ								
แรงดันไฟเลี้ยง			0.5	0.3	1	0.1	0.5	%/V
ที่เลื่อนไป								
ช่วงเวลาเพิ่มขึ้น		100	300	75		20		ns
ช่วงเวลาลดลง		100	300	75		75		ns
ความถี่สูงสุด			0.5		1		2	MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไซมอนด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น... 25°C

นอกจากนี้แล้ว ยังมีความเร็วในการทำงานเพิ่มขึ้น ซึ่งจากเดิมเคยใช้ความถี่ได้ไม่เกิน 180 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่สำหรับไอซี 7555 จะทำงานได้ถึง 1.1 เมกกะเฮิร์ตซ์ และเบอร์ TLC 555 เท่ากับ 2.4 เมกกะเฮิร์ตซ์ (เมื่อใช้  $R_1 = R_2 = 220$  โอห์ม และ  $C_1 = 100$  พิโคฟาราด) อย่างไรก็ตามไอซี 555 แบบเดิมยังคงรักษาจุดเด่นที่สำคัญเอาไว้ได้ก็คือความสามารถในการจ่ายกระแสซิงค์ และกระแสซอร์สได้สูงได้ถึง 200 มิลลิแอมป์ ซึ่งสำหรับไอซีรุ่นซีมอสแล้วจะจ่ายกระแสได้แค่ 5-10 มิลลิแอมป์ ขึ้นอยู่แรงดันของแหล่งจ่าย (10 มิลลิแอมป์ที่ 10 โวลต์)

สำหรับเบอร์ TLC 555 แล้วจะให้กระแสซิงค์และกระแสซอร์สได้ในช่วง 10-100 มิลลิแอมป์ ดังนั้นในการใช้ไอซีรุ่นไบโพลาร์แล้ว จะต้องพิจารณาถึงความสามารถในการจ่ายกระแสเอาท์พุทของตัวไอซี



### การออกแบบการทำงาน LOW NOISE DC AMPLIFIER

LOW NOISE DC AMPLIFIER ถูกใช้เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณ OUTPUT

จาก THERMOELEMENT ด้วยอัตราการขยายสูงมาก ( $30 \times 10^5$ ) จึงต้องแน่ใจว่า NOISE ทาง INPUT SECTION จะต้องมีค่าน้อยที่สุด ดังนั้นทาง INPUT SECTION ของ LOW NOISE AMPLIFIER จึงใช้ OP-AMP 4 ตัว ต่อกันแบบขนานดังรูป

OUTPUT RESISTANCE ของ THERMOELEMENT ประมาณ 30 โอห์ม ดังนั้น CURRENT NOISE ทางด้าน INPUT ของภาคนี้จะมีค่าน้อยที่สุด นอกจากนี้ OUTPUT ของ THERMOELEMENT ยังถูกส่งไปยัง VERY HIGH IMPEDANCE NONINVERTING INPUT ของ AMPLIFIER ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลใน THERMOCOUPLE ของ THERMOELEMENT ซึ่งผลดีก็ว่าจะไม่เกิดข้อ ERROR อันจะเป็นเหตุ SELF-HEATING

OP-AMP แต่ละตัวมีอัตราการขยายที่เท่ากันและมีการป้องกันแบบลบ METAL FILM จะถูกใช้งานเป็น FEEDBACK COMPONENT ซึ่งมี TEMPERATURE COEFFICIENT ต่ำ OUTPUT ของภาคนี้จะถูกส่งไปยังจุด SUMMING ของภาคต่อไป ซึ่งก็คือภาค LOW PASS FILTER ในส่วนของ LOW NOISE AMPLIFIER INPUT ของ OP-AMP แต่ละตัวจะมี GAIN ที่เท่ากันและเป็น GAIN ที่สูงมาก แต่ NOISE PEAK จะไม่รวมกันระหว่าง OP-AMP แต่ละตัวลดลงด้วย FACTOR 411 ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายแต่ใช้ได้ผล และเมื่อใช้ COMPONENT ที่เหมาะสมแล้ว การ GROUNDING และ SHIELDING ที่เหมาะสมแล้วจะเพียงพอให้ NOISE VOLTAGE ลดลงได้เป็นอย่างมาก โดย SIGNAL-TO-NOISE RATIO จะเป็น MILLION TO ONE โดยประมาณ (-120 dB.) ซึ่งเป็นที่แน่ใจได้ใน STABILITY ของการ TRANSFER และ REPEATABILITY ของการวัดโดยมีค่าเบี่ยงเบนน้อยมาก ๆ

### LEVEL COMPARETOR

COMPARATOR ที่ใช้ในระบอบจะทำหน้าที่กำหนด UP/DOWN COUNTER ให้นับขึ้นหรือนับลง เพื่อให้ DAC ให้ค่า OUTPUT ที่มีค่าใกล้เคียงกับแรงดัน OUTPUT จาก THERMOELEMENT มากที่สุด

COMPARATOR ที่ใช้ OP-AMP 2 ตัว ตัวหนึ่งจะใช้กำหนดให้ COUNTER นับขึ้น (UP COUNTER) ส่วนอีกตัวหนึ่งจะใช้กำหนดให้ COUNTER นับลง (DOWN COUNTER) การทำงานของ COMPARETOR จะทำงานร่วมกับ V/F CONVERTOR

แรงดัน REFERENCE ถูกกำหนดจาก  $1/2$  LSB ของ DAC คือ แต่ละ STEP ของ DAC จะให้แรงดันประมาณ  $213 \mu\text{V}$ . ดังนั้นที่  $1/2$  LSB ก็คือ  $106 \mu\text{V}$ . ถูกขยายด้วย GAIN 500 เท่า และนำมาขยายอีกครั้งด้วย GAIN 20 เท่า ดังนั้นที่  $1/2$  LSB จะกำหนดให้ OUTPUT ของ COMPARETOR ไม่ให้ปรากฏแรงดันออกมา

เนื่องจากแรงดัน OUTPUT ของ DAC อาจจะมีค่ามากกว่า หรือน้อยกว่าแรงดัน OUTPUT จาก THERMOCOUPLE ดังนั้นจึงต้องใช้ COMPARETOR 2 ตัว นั่นคือถ้า OUTPUT ของ DAC มีค่ามากกว่า OUTPUT ของ THERMOELEMENT เท่ากับ  $1/2$  LSB ก็จะทำให้แรงดัน OUTPUT ทางด้าน DOWN ของ COMPARETOR ปรากฏขึ้น

### V/F CONVERTER

เท็นวงจรหนึ่งในระบบที่รับแรงดัน INPUT เช่นเดียวกับกับ LEVEL COMPARETOR ความถี่ที่ได้มาจาก V/F จะแปรผันตามแรงดันที่เข้ามาตั้งนั้น ถ้าความแตกต่างของ O/P ของ TC. กับ O/P ของ LOW NOISE มีค่าน้อยเท่าไร ความถี่ก็จะลดลงตามไปด้วย เหตุผลที่จะต้องให้ความถี่ลดลงเมื่อความแตกต่างลดลง ก็เพื่อประวิงเวลาให้ TC. เข้าสู่สภาวะ EQUILPLIBIM หรือสภาวะ STEADY STATE นั่นเอง OUTPUT ของ V/F จะนำไปเข้า GATE พร้อมกับ O/P ของ LEVEL COMPARETOR เพื่อที่จะไปกำหนดให้ COUNTER นับขึ้นหรือนับลง ซึ่งเหตุผลของการนับขึ้นหรือนับลงได้อธิบายไว้แล้วข้างต้น

### UP/DOWN COUNTER

เป็นวงจรหนึ่งที่ทำให้เกิดสภาวะ BALANCING, UP/DOWN CONVERTER ที่จะรับ INPUT คือสัญญาณ UP/DOWN จาก COMPARATER มากำหนดการนับขึ้นหรือนับลง OUTPUT ของ UP/DOWN COUNTER จะเป็นสัญญาณ DIGIT ขนาด 16 BIT ซึ่งจะขับให้ DAC ทำ งาน วงจรของ UP/DOWN COUNTER ประกอบด้วย IC เบอร์ 74LS193 SYNCHRONOUS 4 BIT UP/DOWN BINARY COUNTER ซึ่งโดยปรกติจะเป็น IC 4 BIT แต่เมื่อนำมาต่อกัน แบบ CASCADE 4 ตัว จะทำให้ได้ UP/DOWN COUNTER ขนาด 16 BIT

### TMR DELAY และ TRANSFER RELAY

เมื่อ LEVEL COMPARATER เข้าสู่ NULL-BALANCE MODE, TIME DELAY จะเริ่มตั้งเวลาเพื่อความแน่ใจว่าเป็น NULL BALANCE MODE จริงๆ เวลาที่ตั้งขึ้นประมาณ 8 sec. เมื่อดังเวลาที่ตั้งไว้ TIME DELAY จะส่งสัญญาณไปยัง TRANSFER RELAY เพื่อให้ TRANSFER RELAY ทำการ TRANSFER ให้แรงดัน DC ที่มีค่าเท่ากับค่าแรงดัน RMS ของ AC INPUT ไหลเข้าสู่ HEATER ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบว่าแรงดัน DC ที่ได้ นั้น เท่ากับค่า RMS ของ AC INPUT หรือไม่ ซึ่งถ้าแรงดัน DC ที่ไหลผ่านเข้ามาที่ HEATER มีค่าเท่ากับค่า RMS ของสัญญาณ AC INPUT แล้วจะทำให้ HEATER มีอุณหภูมิเท่ากับอุณหภูมิที่เกิดจากค่า RMS ของสัญญาณ AC INPUT ดังนั้น OUTPUT ของ TC ก็ยังคงมีค่าแรงดัน เท่าเดิม

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ในแต่ละ STEP 16 BIT DACจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแรงดัน STEP ละ 213  $\mu$ V. และถ้าที่ 1/2 LSB คือ 106  $\mu$ V. จะเห็นว่าแรงดันแต่ละ STEP มีค่าน้อยมากๆซึ่งแรงดันนี้จะต้องนำไปขยายอีกประมาณ 10,000เท่า ดังนั้นปัญหาที่เกิดขึ้นก็คือ NOISEที่จะต้องลดลงให้หมดหรือให้น้อยที่สุดเพราะ NOISE จะทำให้เกิดการผิดพลาดขึ้นได้ใน LEVEL COMPARATOR NOISE ที่เกิดขึ้นในวงจรอาจเกิดขึ้นได้ในหลายๆ จุด เช่น สายนำสัญญาณ OP-AMP. สนามแม่เหล็กภายใน และภายนอก ฯลฯ ดังนั้นการลด NOISE ในแต่ละเวลาเหตุให้เหลือน้อยที่สุด OP-AMP.ที่จะใช้จะเป็นแบบ BIPOLAR OP-AMPนั่นก็คือ OP-AMP เบอร์ OP 07 ที่มีค่า OFF SET VOLTAGE ต่ำมากที่สุดคือประมาณ 60-100  $\mu$ V. เท่านั้น

สายนำสัญญาณเป็นตัวนำที่สามารถรับคลื่นสนามแม่เหล็กภายนอกได้ดีเพราะ มันจะทำหน้าที่เหมือนเสาอากาศเส้นหนึ่ง ดังนั้นการเดินสายให้สั้นมากที่สุด และการออกแบบสายปรีแอมป์ที่ดีจะแก้ปัญหาเหล่านี้ได้

แหล่งจ่ายไฟของวงจรเป็นตัวกำเนิด NOISE มากที่สุดแหล่งหนึ่ง ภาคจ่ายไฟจะต้องจ่ายกระแสเป็นจำนวนมาก ทำให้อุปกรณ์ภายในแหล่งจ่ายไฟเกิดความไม่แน่นอนทางเสถียรภาพ ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาในเรื่องของอุปกรณ์ในแหล่งจ่ายไฟ การนำ BATTERY เข้ามาใช้งาน ก็เป็นทางแก้ไขวิธีหนึ่งเพราะ BATTERY ไม่มีอุปกรณ์ภายนอกเข้ามาเกี่ยวข้องดังนั้น NOISE ที่เกิดจากอุปกรณ์จึงไม่มี แต่อย่างไรก็ตาม แรงดันของ BATTERY ก็ยังมีปัญหาคือความเที่ยงตรงและขนาดของแรงดันที่ต่ำ คือ +12 หรือ -12 V. เท่านั้น

บทที่ 3

การทดลองและการคำนวณ

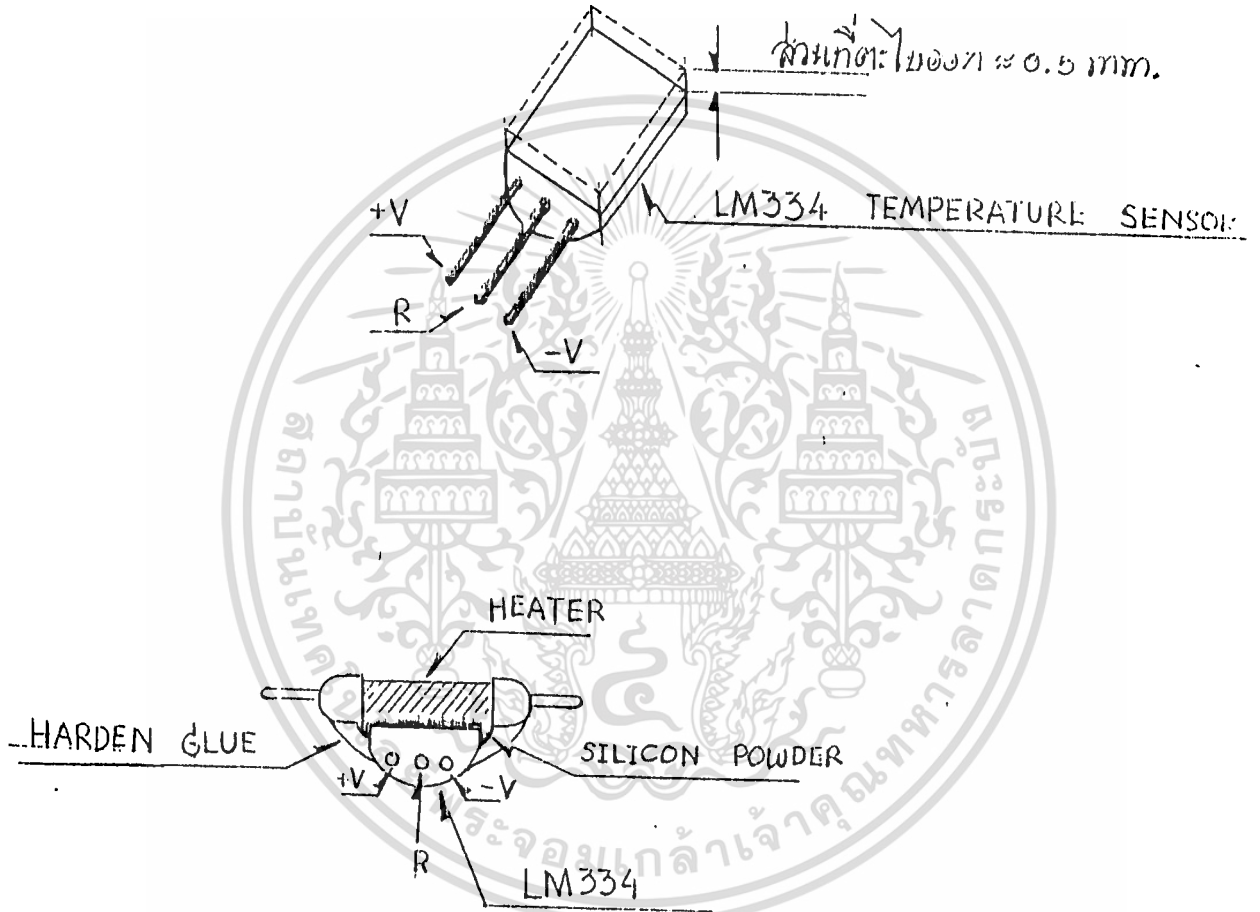
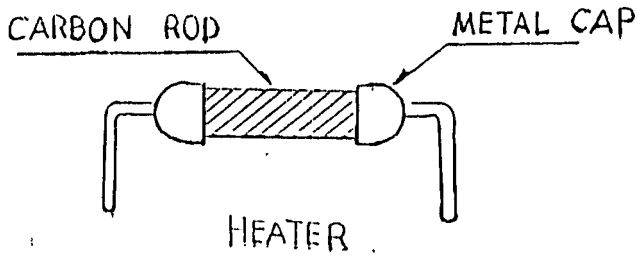
-ภาค DIGITAL TO ANALOG

-วงจร LOW PASS FILTER

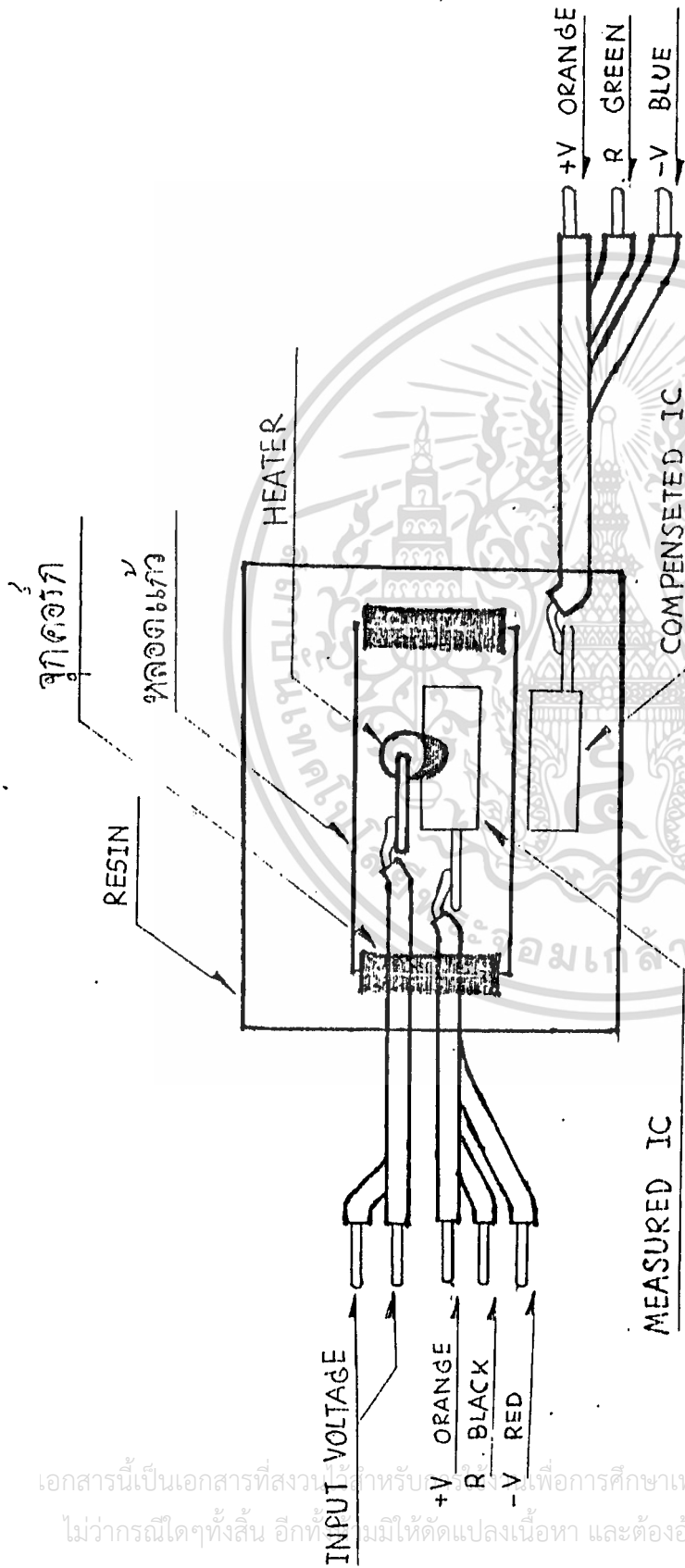
-วงจร COMPARATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

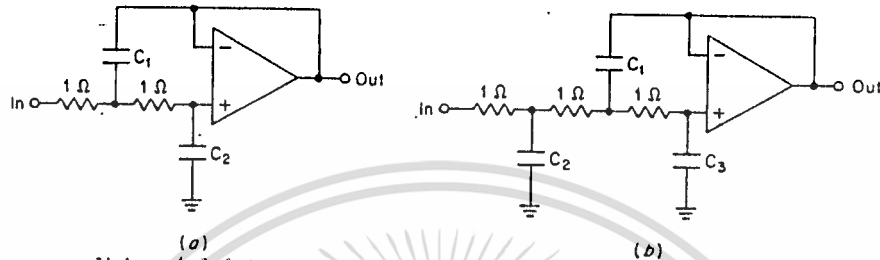


เทอร์โมอีเลเมนต์ ที่ถนุภรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการในการออกแบบ

หลักในการออกแบบวงจร LOW PASS FILTER แบบนี้เรามาตั้งวงจรพื้นฐานก่อน โดยวิธีคิดง่ายๆ เราให้ความต้านทานทุกตัวที่ค่าเป็น 1 โอห์ม ทั้งหมดเราจะได้ T(s)



Unity-gain active low-pass configurations: (a) two-pole section; (b) three-pole section.

$$T(s) = \frac{1}{C_1 C_2 s^2 + 2C_2 s + 1}$$

ในการออกแบบนี้เราจะได้อ่า FSF (FREQUENCY SCALING FACTOR)

ซึ่ง  $FSF = 2 * f_c$

โดย  $f_c$  = ความถี่ที่ 3 dB.

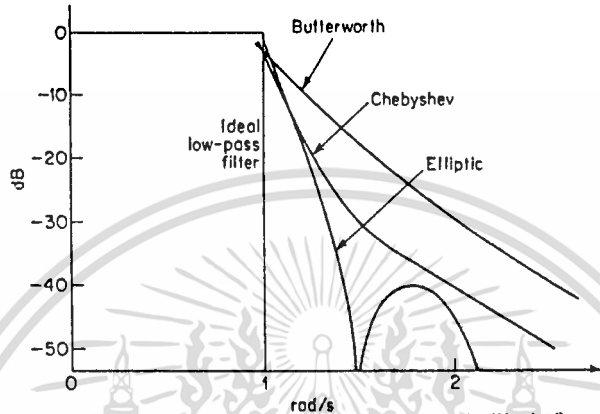
จากนั้นเราสามารถเปิดตารางหาค่าได้ๆ ค่าแคปปาซิแตนส์ ตามที่คำนวณไว้ได้ในตาราง และเราจะหาค่า แคปปาซิแตนส์ค่าจริงที่เราต้องการ โดยเราคำนวณค่าความต้านทานที่เราจะใช้ค่าเท่าไร เราจะได้ว่า

$$C' = \frac{C}{FSF * Z}$$

โดย Z = ค่าความต้านทานที่เลือกใช้ในวงจร (มีค่าเท่ากันทุกตัว)

การออกแบบวงจร ACTIVE LOW PASS FILTER

ในขั้นตอนแรกเราต้องเลือกเอาไว้ว่าเราจะใช้ LOW PASS FILTER แบบใดในการออกแบบนี้ เราเลือกเอา FILTER แบบ CHEBYCHEV LOW PASS FILTER เพราะวงจร FILTER แบบนี้ให้ ripple เกิดในแถบพาสมีค่าคงที่ การลดทอนมีค่าเพิ่มขึ้นในแถบหยุด



Comparison of  $N = 3$  Butterworth, Chebyshev, and elliptic-function filters.

-จากนั้นเราก็กำหนดความถี่ที่ 3 dB. ว่าเราจะใช้ค่าเท่าไร ในที่ที่กำหนด 3 dB. ที่ความถี่ 10 Hz.

-จากนั้นเราก็กำหนดช่วงปลายล่างว่าที่ค่า 78 dB. เท่าไร ในส่วน MINIMUM ให้ตรงกับความถี่เท่าไรในที่นี้ เรากำหนดให้ค่า 78 dB. ต่ำสุดที่ความถี่ 20 Hz.

-จากนั้นเราก็มาหาค่า  $A_{\omega} = f_{\omega} / f_c = 20/10 = 2$

-จากนั้นเราก็มาดูกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า dB. กับ  $A_{\omega}$  แล้วเราจะได้ว่ามันเป็น ORDER  $N= 8$  โดยวงจร LOW PASS FILTER ที่ 78 dB. ที่ 2 rad/s.

-จากนั้นเราก็เกิดไปดูตารางที่ 11-3n วงจรที่ประกอบด้วย 2 pole 4

SECTION ดังรูป

-จากนั้นเราก็เลือก IMPEDANCE SCALING FACTOR โดยจะเป็นค่าความต้านทานที่เราหาค่าได้ง่ายๆ ในที่นี้เราจะใช้ = 390 วัตต์ โดยมีค่า FSF = 2 \* P<sub>c</sub> = 2 \* 10 = 20 วัตต์ เพราะฉะนั้นเราจะมาหาค่าแคปซิเตอร์ที่เรากำหนดมาได้เป็นค่าจริงที่เราใช้ในวงจร

-TWO POLE SECTION 1:

$$C_1' = \frac{c}{FSF * Z} = \frac{4.665}{20 * 390 * 1000} = 0.190 \mu F.$$

$$= 0.20 \mu F.$$

$$C_2' = \frac{2.547}{20 * 390 * 1000} = 0.104 \mu F.$$

$$= 0.1 \mu F.$$

-TWO POLE SECTION 2:

$$C_3' = \frac{c}{FSF * Z} = \frac{5.502}{20 * 390 * 1000} = 0.190 \mu F.$$

$$= 0.20 \mu F.$$

$$C_4' = \frac{0.5303}{20 * 390 * 1000} = 0.022 \mu F.$$

-TWO POLE SECTION 3:

$$C_5' = \frac{c}{FSF * Z} = \frac{8.237}{20 * 390 * 1000} = 0.336 \mu F.$$

$$C_6' = \frac{0.1714}{20 * 390 * 1000} = 0.007 \mu F.$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

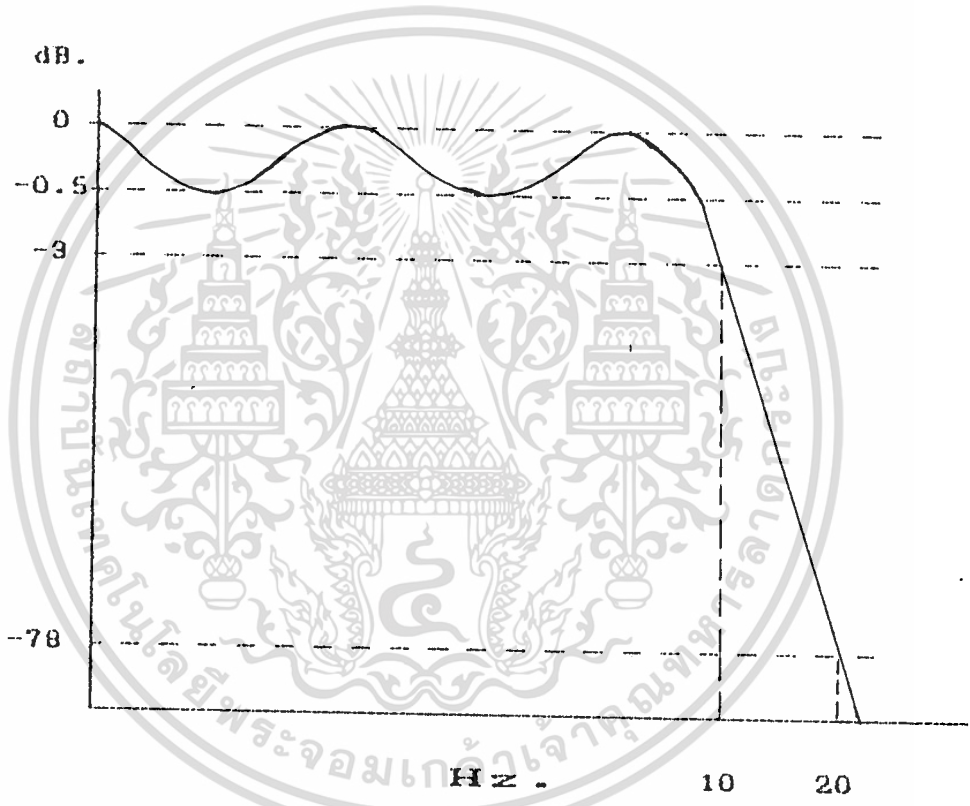
-TWO POLE SECTION 4:

$$C_7' = \frac{C}{FSF * Z} = \frac{23.45}{20 * 390 * 1000}$$

$$= 0.957 \mu F.$$

$$= 1.00 \mu F.$$

$$C_8' = \frac{0.04409}{20 * 390 * 1000} = 0.0018 \mu F.$$



รูป FREQUENCY RESPONCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

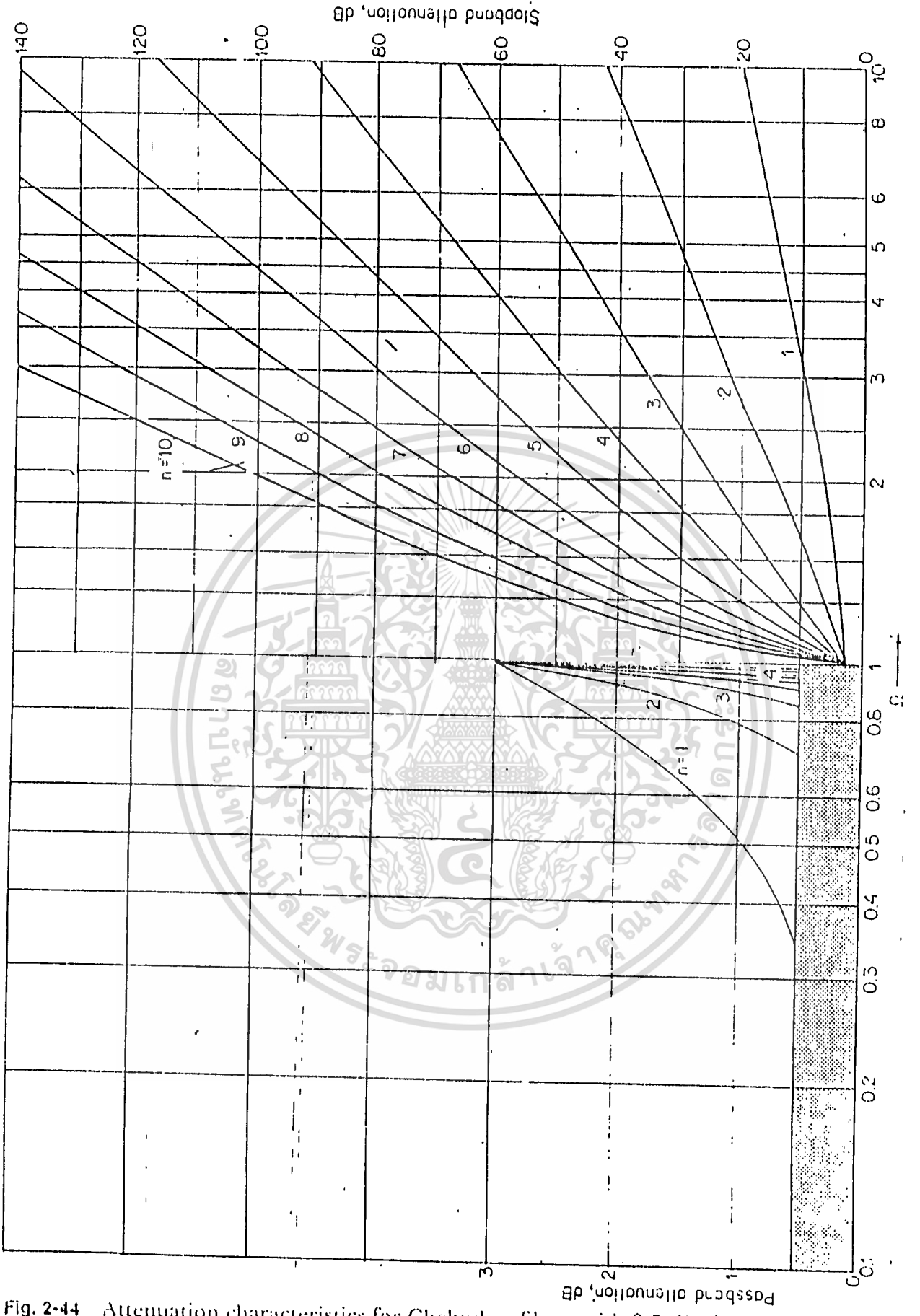


Fig. 2-44 Attenuation characteristics for Chebyshev filters with 0.5-dB ripple. (From Anatol I. Zverev, Handbook of Filter Synthesis, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1967. By permission of the publishers.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 2-46 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 11-39 0.5-dB Chebyshev Active Low-Pass Values\*

Order $n$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1.950	0.6533	
3	11.23	2.250	0.0895
4	2.582 6.233	1.300 0.1802	
5	6.842 9.462	3.317 0.1144	0.3033
6	3.592 4.907 13.40	1.921 0.3743 0.07902	
7	7.973 6.446 18.07	4.483 0.2429 0.05778	0.4700
8	4.665 5.502 8.287 23.45	2.547 0.5303 0.1714 0.04409	
9	9.563 6.697 10.26 29.54	5.680 0.3419 0.1279 0.03475	0.6260
10	5.760 6.383 8.048 12.53 36.36	3.175 0.6773 0.2406 0.09952 0.02810	

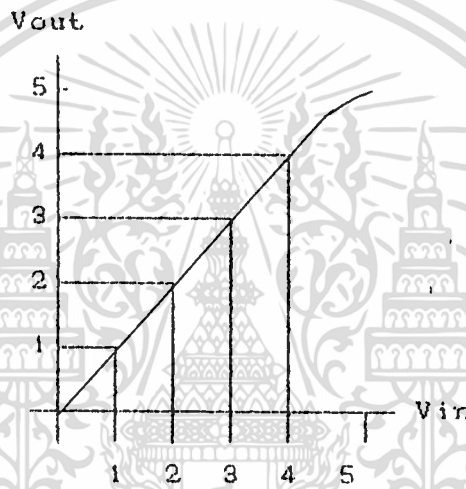
\* Reprinted from "Electronics," August 18, 1969, McGraw-Hill, Inc., 1969.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจร DIGITAL TO ANALOG

การออกแบบค่านแรงดันอ้างอิงของ DAC 0808

ในการออกแบบจะเห็นได้ว่า ถ้าเรานำเอาแรงดัน  $V_{ref}$  เกิน 4 โวลต์ขึ้นไปเรื่อยๆ เอาท์พุทที่ขา 4 ก็จะทำให้โวลต์ออกมาแค่ 4 โวลต์กว่าเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งจากการทดลอง เราจึงเลือกเอา  $V_{ref} = 4$  โวลต์นี้ จะทำให้ได้ค่า เอาท์พุทโวลต์ออกมามีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุด โดยแสดงได้ดังกราฟ ซึ่งแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านออกกับแรงดันด้านเข้า



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง OUTPUT กับ INPUT

ในการออกแบบนั้นเราเอาแรงดัน +15 v. มา DIVIDER โดยความต้านทานทั้งหมด ให้เลือก 4.0 v. จากนั้นก็เข้า LM 351(1) โดยทำหน้าที่เป็น BUFFER เพื่อทำงานจุกวงจรภายนอกก่อนเข้า DAC 0808 จากการต่อ DAC 0808 จะเป็นแบบ CURRENT TO VOLTAGE CONVERTER

การออกแบบแรงดันด้านออกของ DAC 0808

จากวงจรเราจะเห็นได้ว่าเป็นการต่อ DAC 0808 แบบ CURRENT TO VOLTAGE ซึ่งมีสมการดังนี้

$$I_o = (V_{ref}/R_1) * (D_7/2 + D_6/4 + D_5/8 + \dots + D_0/256)$$

และ  $V_o = I_o R_F$

$$I_o = V_o / R_F$$

$$V_o / R_F = (V_{ref}/R_1) * (D_7/2 + D_6/4 + D_5/8 + \dots + D_0/256)$$

ให้  $R_F = R_1$

$$V_o = V_{ref} * (D_7/2 + D_6/4 + D_5/8 + \dots + D_0/256)$$

ตอนนี้เราจะได้แรงดันด้านออกเท่ากับ 4 โวลต์ ในสภาวะที่ A0-A7 เป็นลอจิก 1 ทั้งหมด เพราะฉะนั้นแรงดัน 4 v. ที่ออกมาให้เราออกแบบให้ DAC 0808 ทั้งสองตัวมีค่าแรงดันด้านออกเท่ากับ 0-4 v. ทั้งคู่ จากนั้นก็มาออกแบบช่วง SPAN ของแรงดันที่เราต้องการทั้งหมดว่าอยู่ในช่วงใดบ้าง ซึ่งควรจะมีค่ามากกว่า 4 v. เพราะหากเราใช้แรงดันด้านออกเท่ากับ 4 v. ในสภาวะ 16 บิต จะได้ว่าแรงดันบิตต่ำสุดมีค่าน้อยมากเท่ากับ  $4/2^{16} = 61.035 \mu v$ . จะทำให้ค่าแรงดันที่ออกๆ ไปนั้นใช้งานไม่ได้ เพราะมีค่าน้อยมากซึ่งเปรียบเทียบกับ NOISE ก็ยังน้อยกว่า NOISE จะทำให้ค่าแรงดันด้านออกที่จะนำไปใช้งานนั้น เกิดการผิดพลาดในสภาวะแรงดันด้านออกมาต่ำๆ (ในสภาวะลอจิกเท่ากับ 1 ที่บิตต่ำๆ)

การออกแบบช่วงแรงดัน OUTPUT ที่เราต้องการ

ในที่นี้เราต้องการออกแบบให้  $V_{out} = 7 \text{ V}$ . เมื่อ  $D_0 - D_{14}$  เป็นสภาวะลอจิก 0 และ  $D_{15}$  เป็นสภาวะลอจิกเท่ากับ 1 จากหลักการของ DAC 0808 บิตต่ำลงมาจะมีแรงดันเป็นครึ่งหนึ่งของบิตต่อไป เช่นถ้า  $D_{15} = 7\text{V}$ . แล้ว  $D_{14} = 3.5 \text{ V}$ . เพราะฉะนั้นเราจะมาดูว่า แรงดันแต่ละบิตเมื่อแต่ละบิตได้รับสภาวะลอจิกเป็น 1 โดยจะแยก 0808 แต่ละตัวไว้คนละตาราง

INPUT	=1 จะได้ $V_{out}$
$D_{15}$	7.000 V.
$D_{14}$	3.500 V.
$D_{13}$	1.750 V.
$D_{12}$	0.875 V.
$D_{11}$	437.5 mV.
$D_{10}$	218.75 mV.
$D_9$	109.375 mV.
$D_8$	54.6875 mV.

เพราะฉะนั้น เมื่อเราป้อน  $D_8 - D_{15}$  เป็นสภาวะลอจิก 1 ทั้งหมด

$$V_{out} = 7 + 3.5 + 1.75 + 0.875 + (437.5 + 218.75 + 109.375 + 54.6875) \text{ mV} = 13.9453125 \text{ V}.$$

แต่  $V_{out}$  ของ DAC 0808 เราออกแบบให้มีค่าสูงสุด = 4.0 V. ถ้าเราต้องการ

$V_{out} = 13.9453125 \text{ V}$ . เราต้องขยายขึ้นมาซึ่งจะกล่าวในภาค COMPARATOR

ต่อมาชุด DAC ตัวแรกจะได้ตารางดังนี้

INPUT	=1 จะได้ Vout
D <sub>7</sub>	23.34 mV.
D <sub>6</sub>	13.67 mV.
D <sub>5</sub>	6.84 mV.
D <sub>4</sub>	3.42 mV.
D <sub>3</sub>	1.71 mV.
D <sub>2</sub>	0.85 mV.
D <sub>1</sub>	427.25 $\mu$ V.
D <sub>0</sub>	213.62 $\mu$ V.

จาก DAC 0808 ตัวแรกจะเห็นว่าที่ต่ำสุดคือ D<sub>0</sub> ซึ่งมีค่า = 213.62  $\mu$ V. ก็คือค่า 1 STEP นั้นเอง จะเห็นว่ามันมีค่ามากกว่า NOISE ซึ่งมีค่าประมาณ 150  $\mu$ V. ซึ่งก็ตรงกับการออกแบบที่เราต้องการ (ยังไม่ได้ลงปริ้นซ์จริง ถ้าลงจริงจะทำให้ NOISE ลดลงไปอีก)

แต่ในส่วนนี้เราจะเห็นว่า แรงแต้นด้านเอาท์พุท ซึ่งสูงสุดในสถานะ D<sub>0</sub>-D<sub>7</sub> เป็นลอจิก 1 จะได้

$$V_{out} = (23.34 + 13.67 + 6.84 + 3.42 + 1.71 + 0.85) \text{mV.} + (427.25 + 213.62) \mu\text{V.}$$

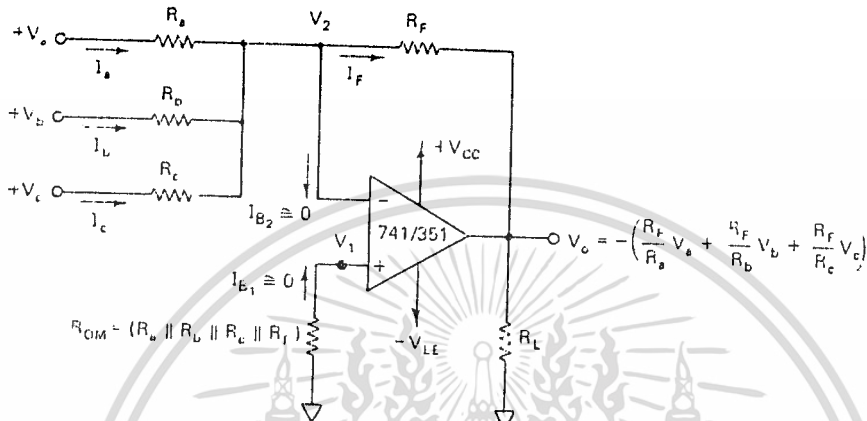
$$= 0.054473$$

$$= 54.47 \text{ mV.}$$

เพราะฉะนั้น Vout ที่เราออกแบบไว้ นั่น = 4 V. เรามี Vout ที่สูงกว่า โวลต์ที่คำนวณ เพราะฉะนั้นเราก็เอาแรงดัน 4 โวลต์นี้มา DIVIDER ลงเหลือ 54.47 mV. โดยต่อความต้านทานปรี่ค่าได้ (พิมพ์อัตโนมัติ) เข้าไปรับแรงดัน เพราะฉะนั้นที่ DAC ตัวแรก เราจะได้แรงดันออกมาเท่าที่เราต้องการจริงเลย

ส่วนที่รวมแรงดันทั้ง 2 ของ DAC 0808

ในส่วนของกรรวมเอาแรงดันของ DAC 0808 ทั้งสองตัวเข้าด้วยกัน เพื่อให้ได้ตามแรงดันตัวออกทั้งหมดคือช่วงตั้งแต่ 0.00-13.99786 V. เพราะฉะนั้นเราจึงใช้วงจร COMPARATOR โดยจะได้ว่า



$$V_o = (R_f/R_1)V_1 + (R_f/R_2)V_2$$

เพราะฉะนั้นแรงดันเอาต์พุตที่  $2=4$  V. จะกลายเป็น  $13.945$  V.

ให้  $R_1 = 1$  K.

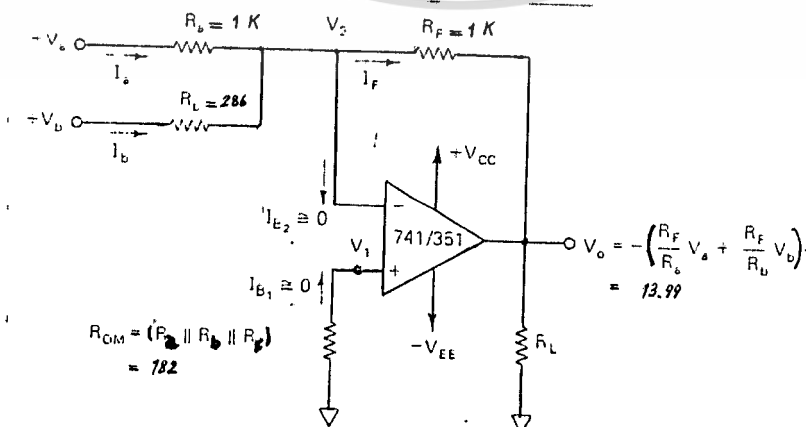
จะได้

$$V_{out} \cdot 2R_2 = R_f \cdot V_2$$

$$R_2 = \frac{1 \cdot 4}{13.945}$$

$$= 286.83 \text{ โอห์ม}$$

$$= 286.83 \text{ โอห์ม}$$



รูปร่างพร้อมค่าต่างๆ

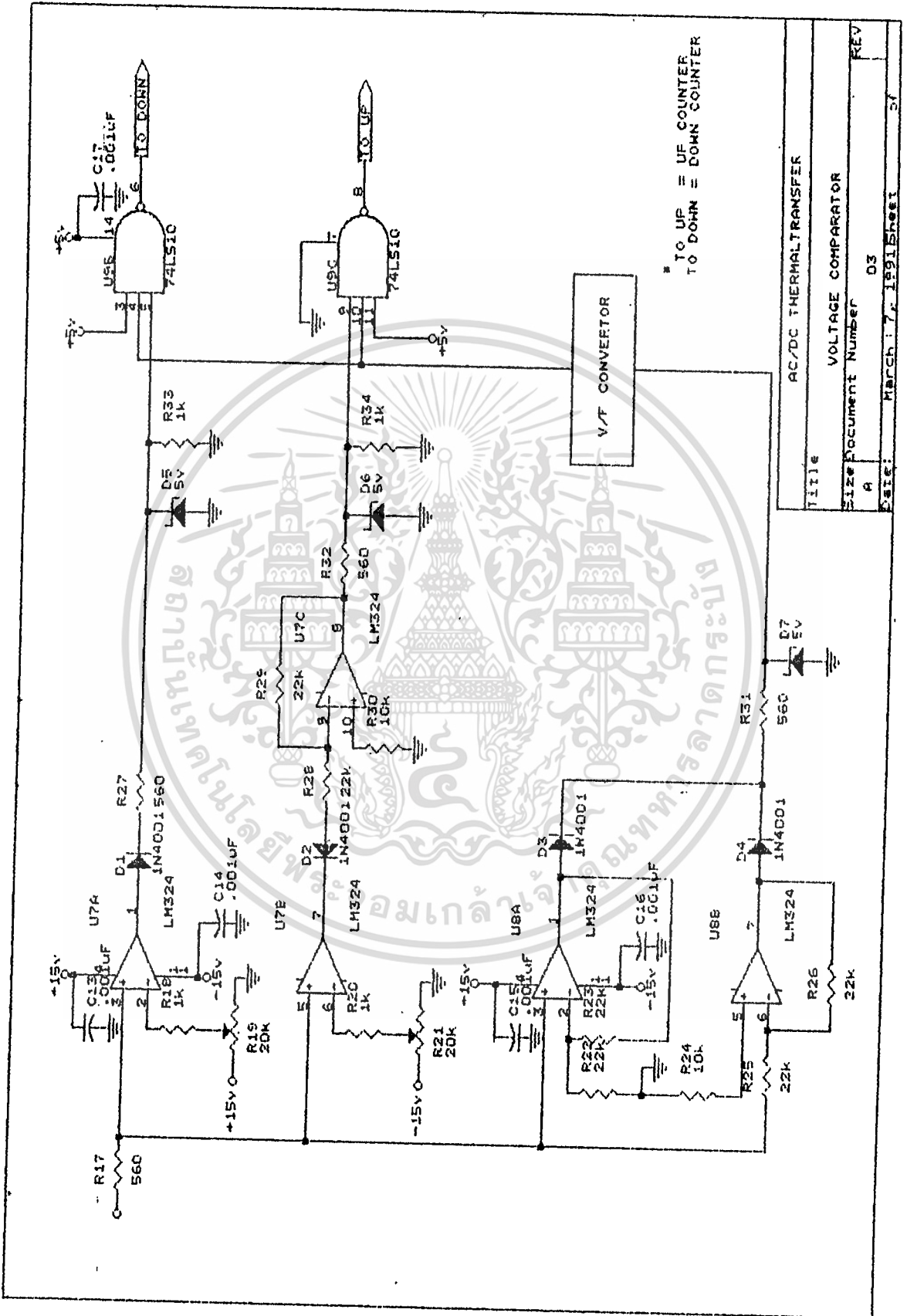
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาระบบอิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเราจะเห็นว่า

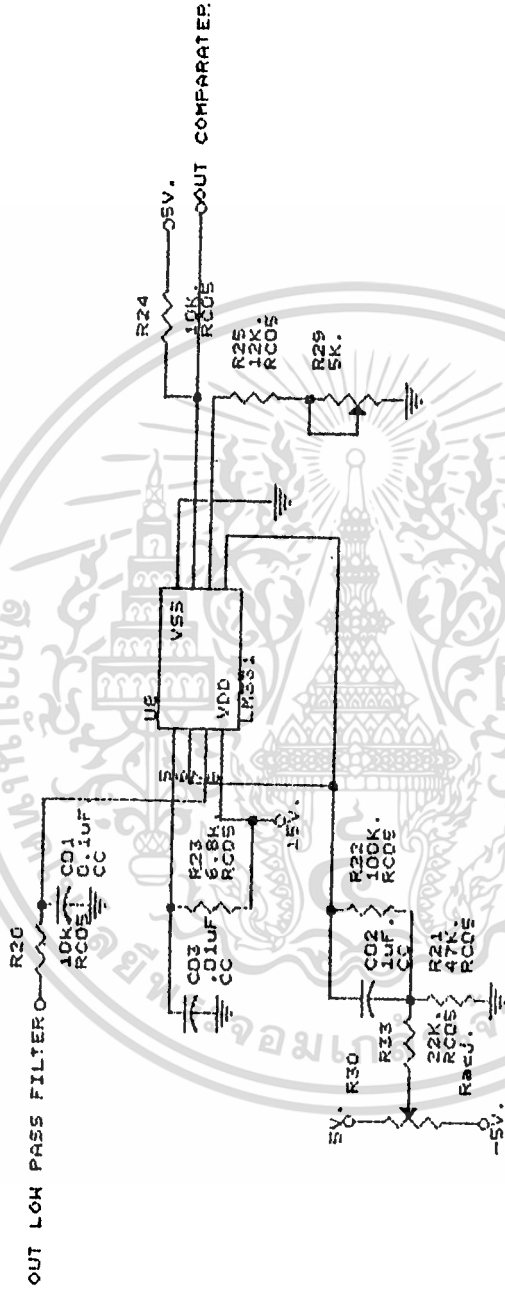
ถ้า DAC บิท 0-7 นี้ทำงานจะให้แรงดันออกมาในช่วง 0-54.47 mV. ถ้าบิทที่ 08 ทำงาน ก็จะไปใช้งานใน DAC ตัวที่ 2 จะกลายเป็น 54.6875 mV. ซึ่งจะเป็นการออกแบบต่อเนื่องไปตัวที่ 3 เลข และถ้าบิทที่ 08-015 ทำงานอยู่ในสภาวะลอจิกเป็น 1 ทั้งหมดก็จะได้แรงดันเท่ากับ 0-13.945 V. เมื่อนำมารวมกันเราก็จะได้ช่วงแรงดันเท่ากับ 13.99 V. ซึ่งมีค่าประมาณ 14.00 โวลต์ ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับภาคอื่น ที่มีแรงดันในช่วง 0-14 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดันที่ออกจาก DAC 0808 ทั้ง 2 ตัวนี้ ก็มีค่าผิดพลาดเพียง 14-13.999786 โวลต์ = 213.62  $\mu$ V. ซึ่งก็เท่ากับ 1 STEP เท่านั้นเอง ซึ่งเป็นค่าที่ผิดพลาดน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า 16 บิท =  $2^{16}$  = 65536 STEP



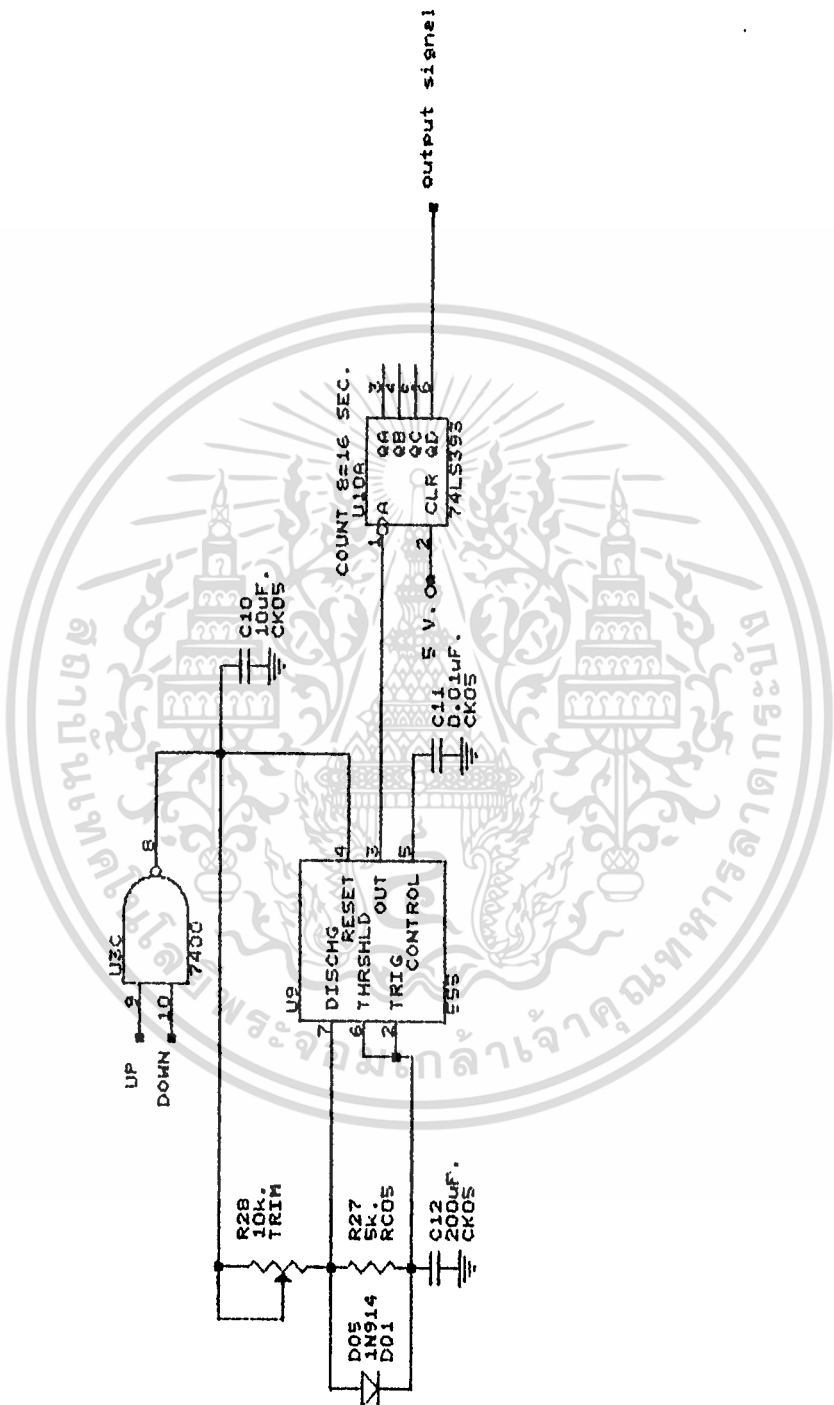
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

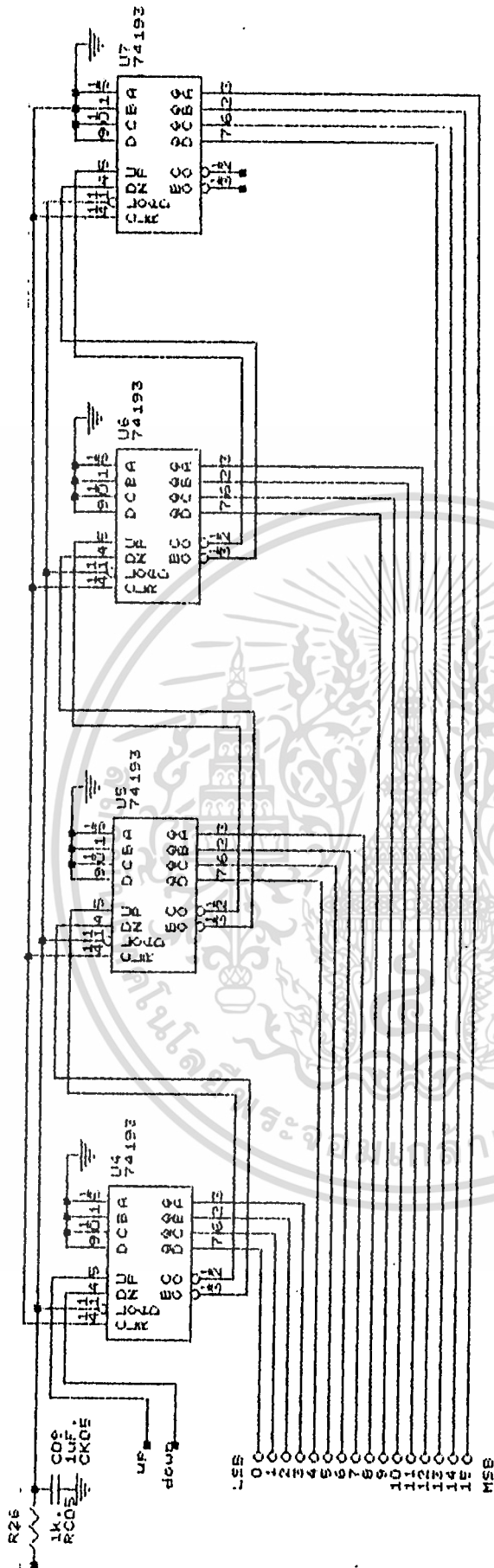


AC/DC THERMAL TRANSFER	
Size Document Number	REV
A	V/F CONVERTOR 1
Date:	March 2, 1991 Sheet 1 of 1



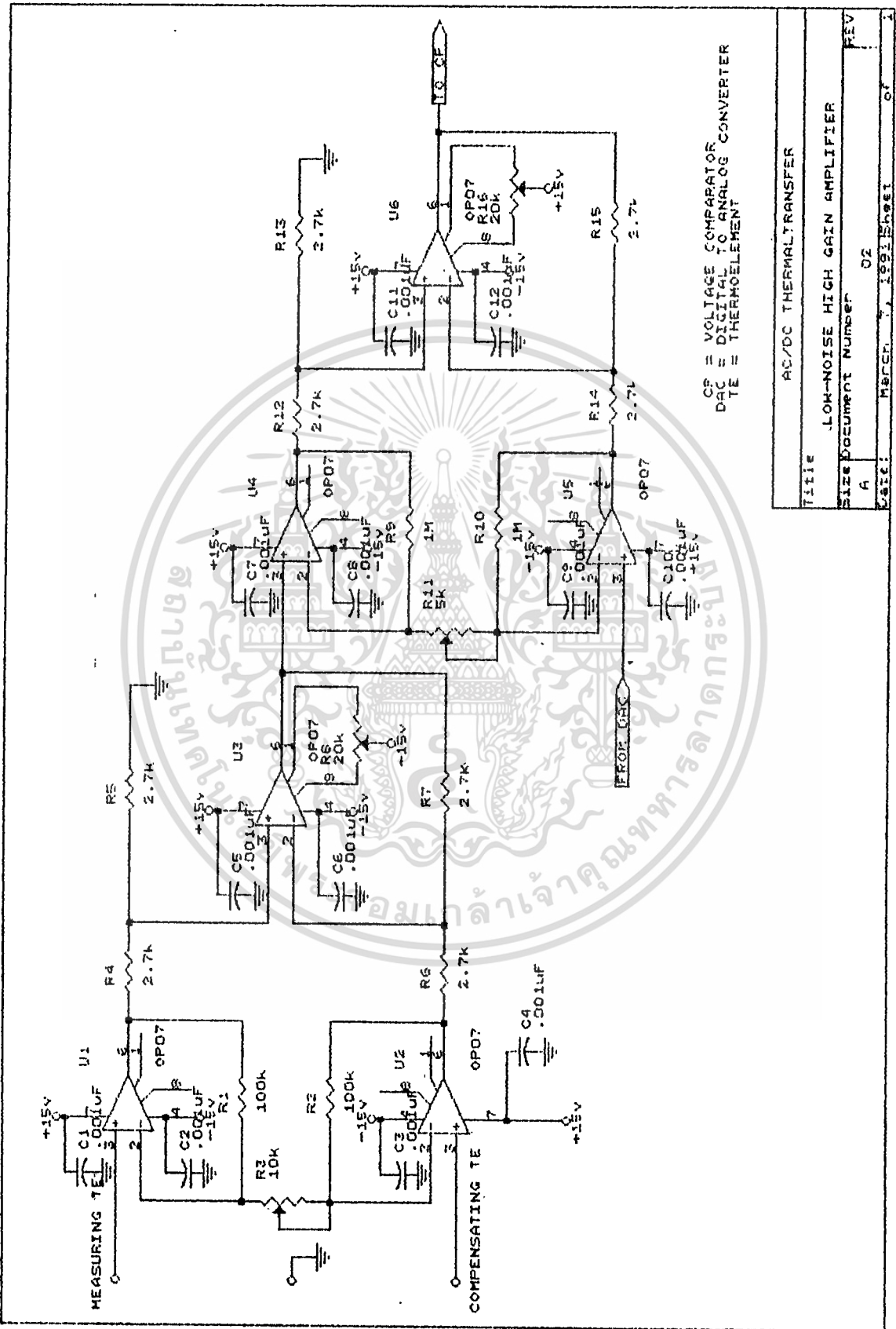
AC/DC THERMAL TRANSFER	
Size	DOCUMENT NUMBER
A	TIMER
Date:	March 2, 1991 Sheet 1 of 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



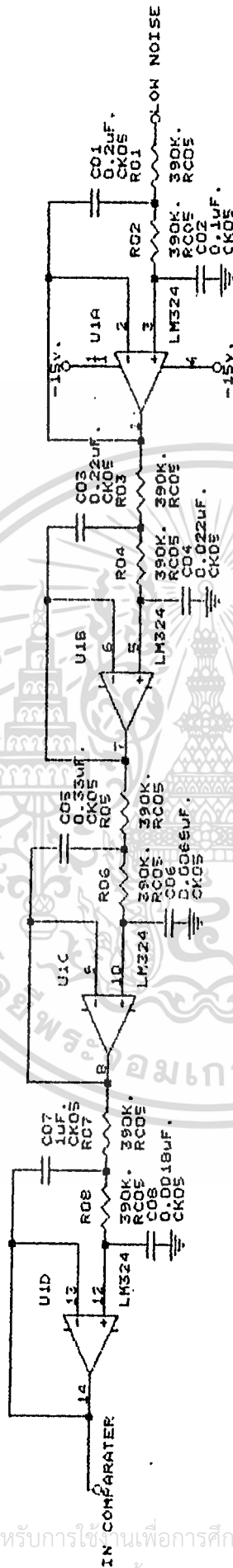
AC/DC THERMAL TRANSFER		REV
SIZE	DOCUMENT NUMBER	REV
4	UP/DOWN COUNTER	
DATE:	MEMO:	DATE:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



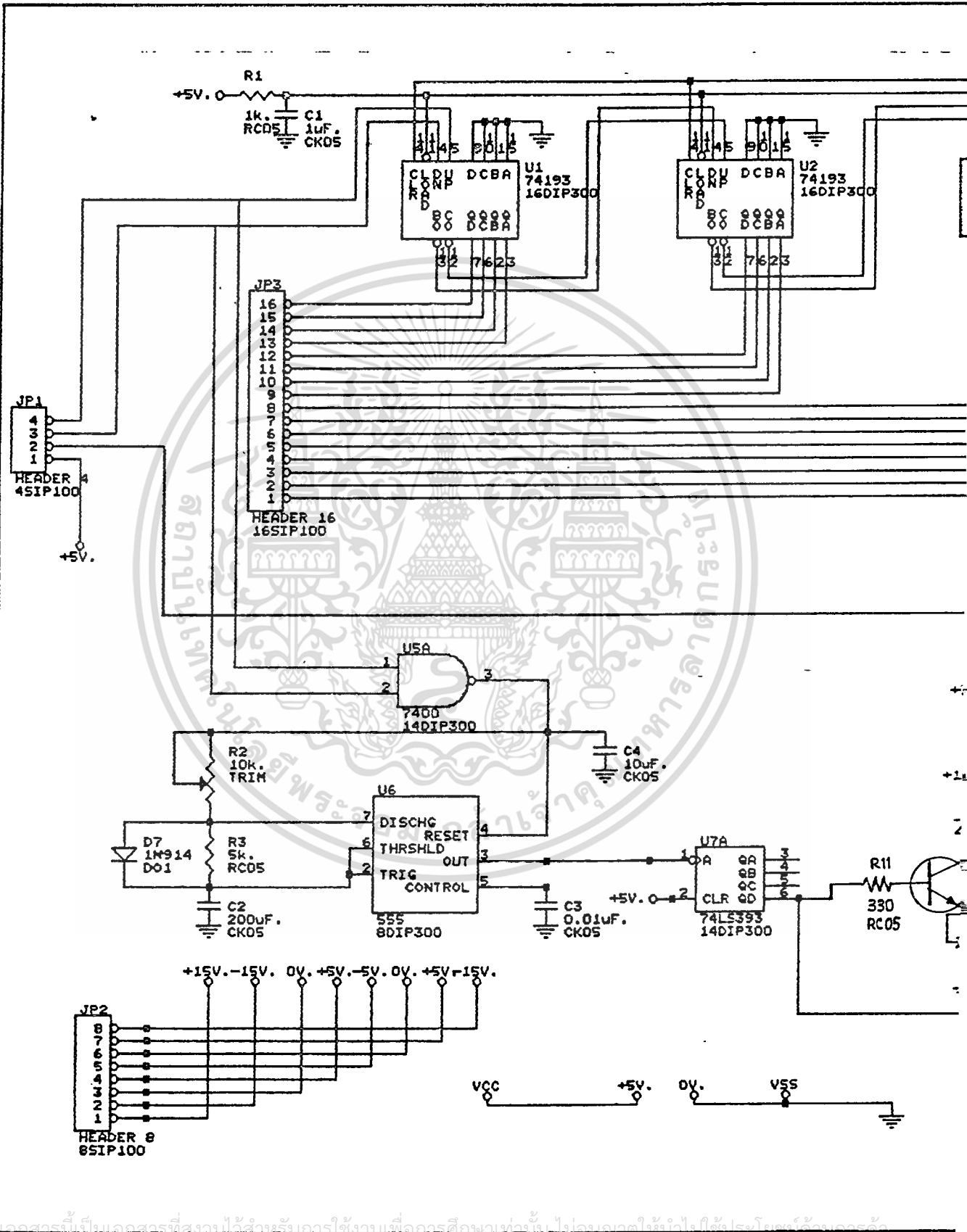
TITLE	AD/DC THERMAL TRANSFER
SIZE	LOW-NOISE HIGH GAIN AMPLIFIER
DOCUMENT NUMBER	A
REV	02
DATE	MAR 1971
SHEET	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

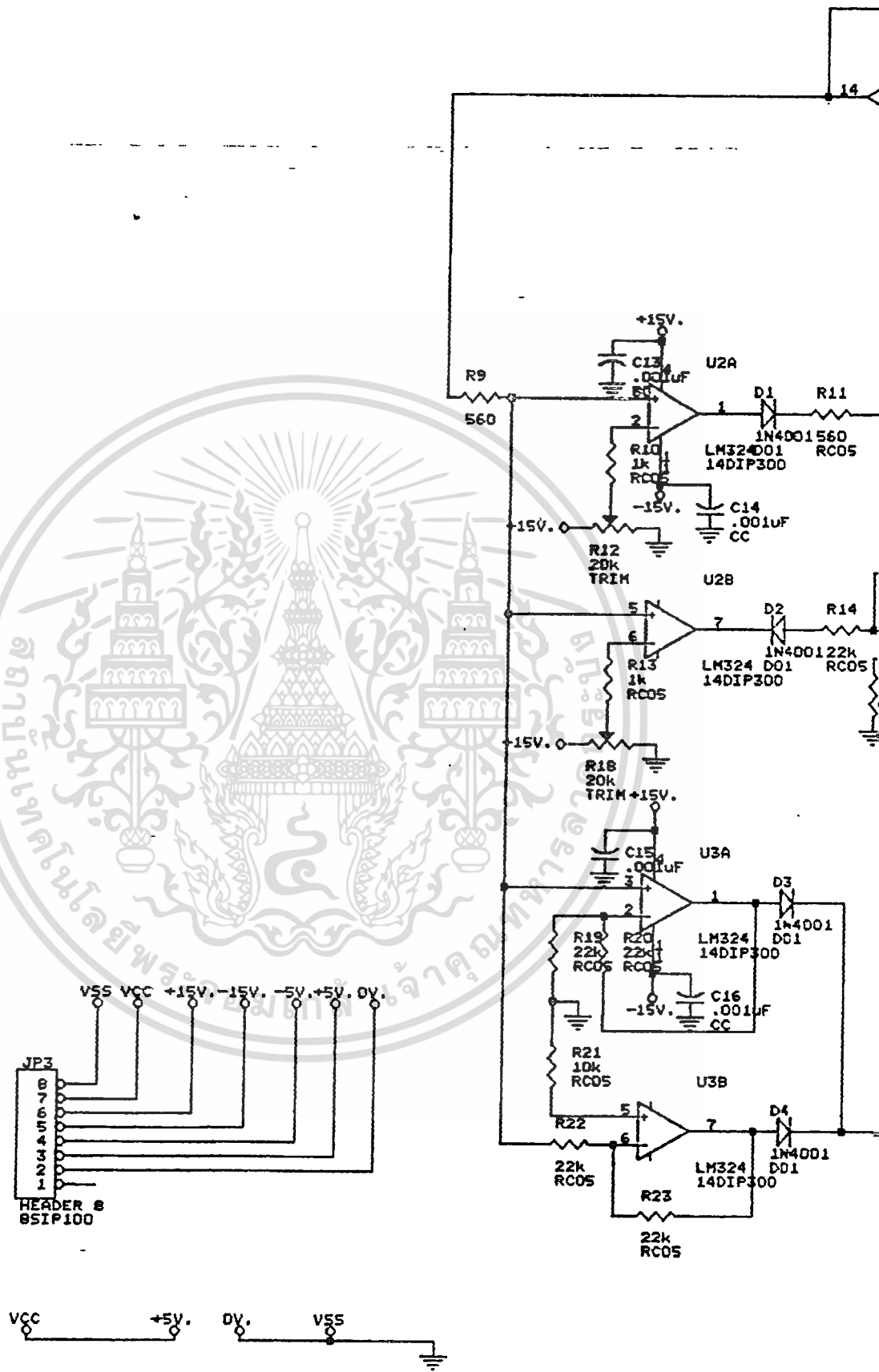


AC/DC THERMAL TRANSFER	
Size Document	Number
A	LOM PASS FILTER
Date:	March 8, 1991 Sheet 5 of
REV	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นที่พิมพ์แต่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และตียงยังต้องแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและการคำนวณ

-ผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

คุณสมบัติของ Thermoelement (TE)

จากการทดลองหาคุณสมบัติของ TE ที่สร้างขึ้นเองได้ ทดลองโดยการป้อน DC Voltage ที่ทราบค่าเข้า Heater แล้วทำการวัด Output Voltage ของ Temperature Sensor Recorder โดยใช้ Recorder เป็นเครื่องบันทึกผลการตอบสนองที่อุณหภูมิห้อง 25 องศา ที่ 3 โวลต์ (50 mA.) ปรากฏผลตามกราฟ

จากกราฟเมื่อป้อนแรงดัน DC Voltage เข้าที่ Heater แบบ Unit step แรงดัน Output ของ Temperature Sensor Recorder จะเริ่มเปลี่ยนแปลง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงจะมีลักษณะเป็นแบบ exponential และได้คุณสมบัติของ TE ดังนี้

ช่วง ON

- time constant (0.632) of peak = 1.5 นาที
- Rise time = 6.6 นาที
- Steady state full time = 3.1 นาที
- เวลาที่ใช้เข้าสู่สภาวะ steady = 17 นาที
- error =  $\frac{\text{steady state error} \times 100}{\text{steady state output}}$   
=  $\frac{0.018 \text{ mV.} \times 100}{55 \text{ mV.}}$

steady state = 1.8 mV. หรือ +/- 0.9 % of span

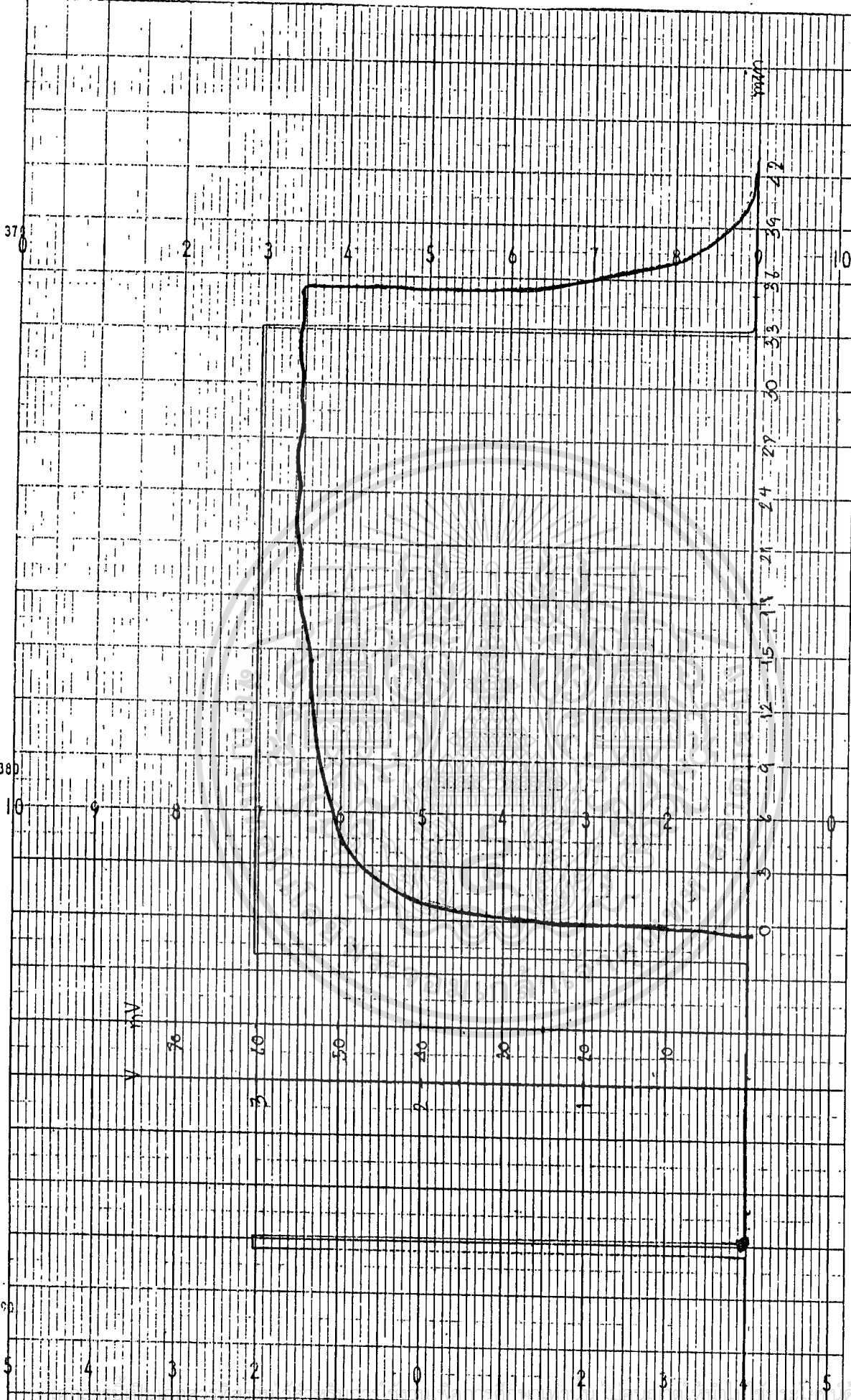
ช่วง OFF

-full time (time of 90% to 10% of steady state)

จากกราฟจะได้ full time = 3.15 นาที

จากคุณสมบัติของ TE จะได้ว่าเวลาที่ใช้ในการถ่ายเท (Transfer) นับตั้งแต่เริ่มป้อนแรงดัน output เข้าสู่ steady state. ใช้เวลาทั้งหมดประมาณ 17 นาที ซึ่งจะมีค่า error +/- 0.9 % และจะ steady state และจะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ตลอดเวลา เวลาที่ใช้ในช่วงไต่ขึ้น (Rise time) ใช้เวลา 6.6 นาที ในขณะที่ช่วงเวลาที่ลดลง (full times) ใช้เวลา 3.15 นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



41619

VIEW FILE 3045-13 P95294C

ด้านการค้า

ไปใช้

บทที่ 5  
บทวิจารณ์และสรุป

-สรุปผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและวิจารณ์

จากผลการทดลอง เวลาที่ใช้ในการ transfer ทั้งหมด ใช้เวลาประมาณ 17 นาที ซึ่งนับว่านานพอสมควรและนานมาก เมื่อเทียบกับเครื่องวัดแรงดันโดยทั่วไป และมี steady error เกิดขึ้นด้วย แต่อย่างไรก็ตาม จากการทดลองเมื่อป้อนแรงดันเข้าสู่ Heater แล้ว DAC จะทำการค้นหา (Tracking) แรงดัน DC สมมุทธ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ กล่าวคือแรงดัน DC ที่ได้จาก DAC มีค่าใกล้เคียงกับค่า true rms Voltage ของ Unknow Input มาก นอกจากนั้นที่แรงดันอินพุตที่มีความถี่สูงกว่า 200 KHz. และเมื่อ Input Voltage เป็นรูปคลื่นที่ไม่เป็นมาตรฐาน (พวก sine, 50% duty cycle Square Wave) เช่นแรงดันจาก Power Supply ที่ใช้หลักการ Switching เครื่องมือวัดชนิดนี้ก็สามารถวัดค่า True rms ได้ ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นที่ Stady state อาจจะเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิห้อง และความไม่เสถียรของ Heater ที่ทำมาจาก Carbon และค่า error นี้ก็มีผลกระทบต่อความเที่ยงตรงของเครื่องมือวัดพอสมควร โดยทำให้ผลของการถ่ายเท (Transfer) ผิดพลาดไป  $\pm 0.9\%$  แต่อย่างไรก็ตามหาก Thermoelement นี้ได้รับการปรับปรุง โดยการหุ้มฉนวนกันความร้อนที่มีสัมประสิทธิ์ การนำความร้อนต่ำๆ และการควบคุมอุณหภูมิห้องให้คงที่แล้ว จะสามารถค่าผิดพลาดนี้ได้ นอกจากนั้น การเพิ่มสัมประสิทธิ์ของการวัด สามารถทำได้โดยการลด Noise ของวงจรเพราะในโครงการงาน ถึงแม้จะใช้ Noise less op-amp แล้วก็ตาม แต่เมื่อ DAC ทำ Tracking นำแรงดัน DC สมมุทธ์ เข้าใกล้จนเกือบเท่าแรงดัน output จาก TE แล้ว Noise จะมีผลรบกวนให้การ Tracking ผิดพลาดไป โดยจะมีผลทำให้ DAC เพิ่มหรือลดแรงดัน DC สมมุทธ์ ดังนั้นการลด Noise ก็จะมีส่วนลดการผิดพลาดของเครื่องมือวัดชนิดนี้ได้

การวัด true rms Voltage โดยใช้วิธีการถ่ายเทความร้อนนี้ นับเป็นวิธีหนึ่ง ที่จะทำให้เราได้ทราบค่าแรงดันของสัญญาณต่างๆ ที่ wave form ของสัญญาณนั้นไม่มีผลต่อ Voltage ทั่วไป ไม่ว่าจะเป็นแบบอาศัยสนามแม่เหล็กหรือ วงจร Electronic ก็ตาม ดังนั้นการวัดค่าแรงดัน โดยวิธีการถ่ายเทอุณหภูมิ จึงเป็นที่เหมาะสมที่สุดเท่าที่มีในปัจจุบัน

### กิตติกรรมประกาศ

การทำปริณิญาฉบับนี้ เรื่อง เครื่องมือวัดแรงดันความถี่สูงนี้ ข้าพเจ้าและเพื่อนขอขอบพระ  
อาจารย์ สิงห์ทอง นิลนเศรษฐานนท์ อาจารย์ภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม โน  
ฐานะอาจารย์ที่ปรึกษา ที่ช่วยให้คำแนะนำวิธีการสร้างตลอดจนแนวทางแก้ไข ทั้งยังเป็นอา  
จารย์ที่ปรึกษา ในด้านทฤษฎีของการลดสัญญาณรบกวนในวงจรภาคต่างๆทั้งหมดนี้ด้วย

สุดท้ายนี้หวังว่าชิ้นงานนี้ คงจะมีประโยชน์สำหรับผู้ที่ต้องการศึกษาเรื่อง เครื่องมือวัด  
แรงดันความถี่สูง คุณความดีใดๆ ที่มีอยู่ในปริณิญาฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่บิดา มารดา  
และคุณอาจารย์ในภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรมทุกท่าน

คณะผู้จัดทำโครงการ

29 มีนาคม 2534



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Ramakant A, gayakwad, Op-Amp And Linear integratrd circuit  
(Prentice-Hall, 1988)
2. Arthur B. Williams Fred J. Taylor, Electronic Filter  
Design Handbook, (Magraw Hill Publishing Company 1988)
3. Operational Amplifiers source book, (Prentice-hall, 1987)
4. David F. Stout/Milton Kaufman, "Handbook of amplifier  
Circuit Design" Mcgraw-Hall, 1976, Page 9-8 to page 9-10
5. นรินทร์ เนาวิประทีป, "การลดสัญญาณรบกวน", Physics center, 2533,  
หน้า 13-81
6. บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น, อิเล็กทรอนิกส์ เซมิคอนดักเตอร์
7. IEEE Transactions on Instrument And Measurement,  
VOL. IM-25, No. 4, December 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้