

การออกแบบและพัฒนาเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบแยกความถี่ได้ละเอียด
และเครื่องวิเคราะห์หัตถ์นิยมณี

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A HIGH RESOLUTION SPECTRUM
ANALYZER AND A GEMSTONE ANALYZER



สุชาติ หลักรอด วศ.บ.
SUCHART LAKGROD B.Eng.

วัน เดือน ปี.....
เลขทะเบียน..... 010402
เลขเรียกหนังสือ..... 0พ. 67617 2523

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร-ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2523

สารบัญ

กิตติกรรมประกาศ	V
บทคัดย่อ	VI
Abstract	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 แนวความคิดใหม่ในการทำเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	2
2.1 บทนำ	2
2.2 ลักษณะสัญญาณที่เป็นค่าบิตค่าคงตัว	3
2.3 การวิเคราะห์สัญญาณ	4
2.3.1 สัญญาณที่เป็นรูปขายน้และโคขายน้	4
2.3.2 สัญญาณที่เป็นรูปสี่เหลี่ยม	6
2.3.3 สัญญาณที่เป็นรูปสามเหลี่ยม	9
2.4 การคูณสัญญาณ	11
2.4.1 กรณีสัญญาณที่เข้ามาเป็นรูปขายน้	12
2.4.2 กรณีสัญญาณที่เข้ามาเป็นรูปโคขายน้	14
2.5 ชุดค่าเปิดสัญญาณที่ใช้หลักการของมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์	16
2.6 สรุป	20
บทที่ 3 วงจรคูณสัญญาณ	21
3.1 บทนำ	21
3.2 วงจรคูณสัญญาณแบบปรับค่าทรานส์คอนดัคแทนซ์	21
3.2.1 หลักการเบื้องต้น	21
3.2.2 การวิเคราะห์วงจรมคูณสัญญาณ	23
3.2.3 ปัญหาออฟเซตในวงจรมคูณ	28

3.2.4	วิธีปรับออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจร	33
3.2.5	การเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ	33
3.2.6	ความไม่เป็นเชิงเส้น	35
3.3	สรุป	36
บทที่ 4	วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน	37
4.1	บทนำ	37
4.2	การออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านในทางทฤษฎี	37
4.3	การออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านในทางปฏิบัติ	43
4.4	ผลการทดลอง	44
4.5	สรุป	51
บทที่ 5	วงจรรัดความถี่สูงสุดของสัญญาณ	52
5.1	บทนำ	52
5.2	การทำงานของวงจร	54
5.3	การเลือกตัวเก็บประจุ	56
5.4	สรุป	60
บทที่ 6	วงจรรีเลย์กรรณระดับสัญญาณ	61
6.1	บทนำ	61
6.2	การทำงานของวงจรเบื้องต้น	61
6.3	การออกแบบวงจรในทางปฏิบัติ	63
6.4	ปัญหาการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ	65
6.5	สรุป	65
บทที่ 7	วงจรที่ใช้งาน และ ผลการทดลอง	66
7.1	วงจรใช้งานจริง	66
7.1.1	การทำงานของวงจร	67

7.1.2	ผลการเปรียบเทียบจุดค่าความแตกต่างของความถี่จริง กับความถี่ที่อ่านได้.	70
7.1.3	สมรรถนะของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	72
7.2	ผลการทดลองของสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว	73
7.3	ผลการทดลองของสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัวหลายสัญญาณ รวมกัน	76
7.4	สรุป	79
ภาคที่ 2	เครื่องตรวจสอบเพชร	84
บทที่ 8	การทำงานของเครื่องตรวจสอบเพชร	84
8.1	บทนำ	84
8.2	หลักการเบื้องต้น	84
8.3	ชนิดของตัว เซ็นเซอร์ที่ใช้งาน	85
8.3.1	ชนิดที่ตัวส่งเป็นแบบลำแสง	85
8.3.2	ชนิดที่ตัวส่งเป็นแบบกระจายแสง	87
8.4	การลดศักดา V_s ที่เกิดขึ้น	88
8.5	การลดสิ่งรบกวนจากสัญญาณ	88
8.6	การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ	89
8.7	การชดเชยการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ	90
8.7.1	การใช้กระแสคงที่ไบอัสไดโอดตัวส่ง	90
8.7.2	การใช้เทอร์มิสเตอร์ชดเชยการเปลี่ยนแปลงของไดโอด	91
8.7.3	การใช้ไดโอดชดเชยอุณหภูมิในทางรับ	92
8.7.4	การใช้เทอร์มิสเตอร์ต่อชดเชย	92
8.8	ความผิดพลาดที่เกิดจากการวางตำแหน่งไม่ถูกต้อง	93
8.9	สรุป	93
บทที่ 9	ภาคแสดงผลและผลการทดลอง	94
9.1	บทนำ	94
9.2	ศึกษาเปรียบเทียบ	94

9.3 ผลการทดลองและวงจรใช้งานจริง	99
9.3.1 รายละเอียดของวงจร	99
9.3.2 การทำงานของวงจร	100
9.3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างศึกษาเข้ากับตำแหน่งแสดงผล	101
9.3.4 ผลการเก็บข้อมูล	103
9.4 สรุป	106
บทที่ 10 บทสรุป	108
หนังสืออ้างอิง	110
ภาคผนวกที่ 1	112
ภาคผนวกที่ 2	115
ภาคผนวกที่ 3	119
ภาคผนวกที่ 4	122
ภาคผนวกที่ 5	144

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ ผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ อาจารย์
ดร. สิทธิชัย โกโคยอุตม ที่ได้ให้คำปรึกษา และ แนะนำทั้งทางด้านทฤษฎี และ ปฏิบัติ
ตั้งแต่ต้นจนจบการศึกษา และขอขอบคุณต่อคุณ กอบชัย เศษหาญ เพื่อนร่วมชั้นเรียน
ที่ได้อำนวยความสะดวกในการจัดหาเครื่องมือ และ อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

สุชาติ หล้ากรรต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการออกแบบและพัฒนาเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่แยกความถี่ได้ละเอียดและให้ค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องมีค่าคงที่ ในทุกช่วงความถี่ที่ต้องการวัด บทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ใช้ วงจรคูณสัญญาณหรือวงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์ (Balanced Modulator) ได้เลือกใช่วงจรคูณสัญญาณ เนื่องจากไม่มีฮาร์โมนิคปนออกมา บทที่ 3 ได้กล่าวถึงวงจรมอดูเลชันแบบปรับค่าทรานซ์คอนดัคแทนซ์ และการเกิดออฟเซตขึ้นในส่วนต่าง ๆ ของวงจร วิธีปรับออฟเซตที่เกิดขึ้นและวิธีลดผลของอุณหภูมิที่ทำให้เกิดออฟเซต บทที่ 4 ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านในทางปฏิบัติ ที่จะต้องคำนึงถึงอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้งาน ในบทที่ 5 และบทที่ 6 เป็นส่วนเก็บข้อมูลและส่วนแสดงผลของหลักการใหม่นี้ คือ วงจรคักความสูงที่สุดของสัญญาณและวงจรรักษาอันดับสัญญาณได้กล่าวถึงการออกแบบวงจร การเลือกค่าตัวเก็บประจุและชนิดของตัวเก็บประจุมาใช้งาน บทที่ 7 ได้กล่าวถึงผลการทดลองและวงจรถ่ายงานจริง ผลการทดลองใช้วัสดุสเปกตรัมของสัญญาณที่มีค่าคงตัวสัญญาณเดียว และสัญญาณที่มีค่าคงตัวหลายสัญญาณรวมกัน สำหรับส่วนที่สอง เป็นการออกแบบและพัฒนาเครื่องวิเคราะห์สัญญาณที่ใช้หลักการสะท้อนแสงอินฟราเรดที่ผิวของวัตถุ ถึงชั้นผลิตขยายสู่ห้องตลาดได้แล้ว โดยทำการตรวจสอบเพชรได้อย่างถูกต้อง และสำหรับการตรวจสอบพลอยสามารถแยกออกได้เป็นชนิด ๆ พร้อมกันนั้นได้กล่าวถึงวิธีชดเชยอุณหภูมิของตัวเซ็นเซอร์ในบทที่ 8 และในบทที่ 9 การออกแบบวงจรถ่ายงานจริงและผลการทดลองจนสามารถออกแบบหน้าปัทม์ของเครื่องได้

Abstract

This thesis is divided into two main parts, namely the design and development of a high resolution and constant bandwidth spectrum analyzer covering a range of frequency from 10 Hz to 10 MHz ;and the design and development of a gemstone analyzer, having very reliable true and imitation diamond differential property. In chapter two the theory of operation of a spectrum analyzer employing balanced modulator and four quadrant multiplier is discussed. The latter method is preferred, due to the substantially smaller harmonic distortions. Chapter three described the operation of a variable transconductance four quadrant multiplier. Special emphases are placed up on offsets and means to correct them ,as well as temperature compensation of these offsets. Chapter four describes a practical design of a low pass filter, including components suitability consideration. Chapter five and six contain experimental results, including a description of a novel peak detector and sample/hold system concept. Special consideration is given on the effect of various types of charge storing capacitances. Chapter seven contains experimental results on the performance of the whole system.

The second part describes a design and development of a gemstone analyzer utilizing the reflection principle of infrared rays on object surfaces. The developed gemstone analyzer model

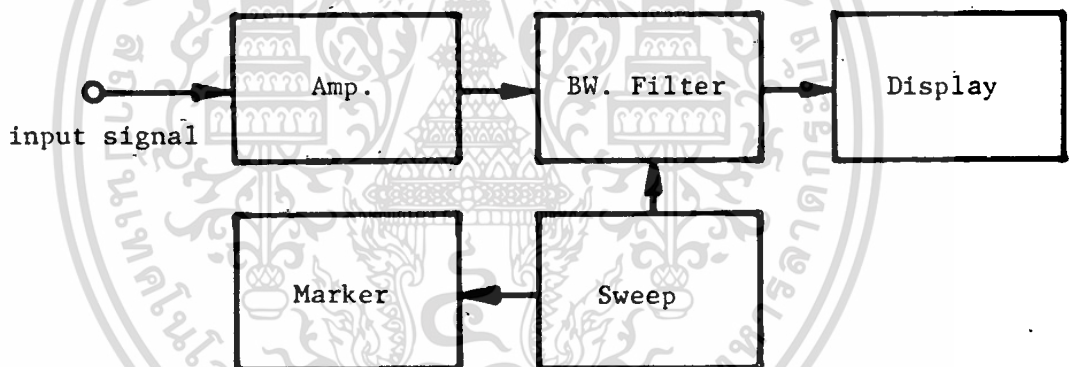
has shown reliable performance in correctly identifying real diamonds. The prototype has been accepted by a manufacturer for mass marketing. Chapter eight discusses techniques of temperature compensation for various sensors. Chapter nine shows the actual circuit and its associated case design which have already been commercially marketed.



บทที่ 1

บทนำ

การทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่มีข้อดีโดยทั่วไปจะมีการทำงานตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.1 โดยใช้หลักการกวาดความถี่ให้ฟิลเตอร์แบบช่วงความถี่ผ่านคงที่ เปลี่ยนจุดศูนย์กลางของช่วงความถี่ไป เมื่อสัญญาณความถี่ผ่านไปได้ จะออกไปยังชุดแสดงผลโดยตรง ซึ่งวิธีนี้จะมีปัญหาในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์แบบช่วงความถี่ผ่านคงที่ และให้สามารถทำการกวาดช่วงความถี่ได้



รูปที่ 1.1 การทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมโดยทั่วไป

ในหลักการใหม่ที่ได้อธิบายความคิดในการออกแบบครั้งนี้ คือ ใช้หลักการดูสัญญาณระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเปรียบเทียบ เพื่อให้ได้ความถี่ค่าผ่านออกมาที่มีขนาดเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณอินพุต ในหลักการนี้สามารถทำให้มีค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องมีขนาดคงที่ เช่น 0.1 Hz, 1 Hz, 10 Hz ฯลฯ ได้ในทุกช่วงความถี่ที่ต้องการวัด ในการออกแบบวงจรที่ใช้หลักการใหม่นี้ สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ 10 Hz ถึง 10 MHz โดยมีค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องมีค่าคงที่

บทที่ 2

แนวความคิดใหม่ในการทำเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer)

2.1 บทนำ

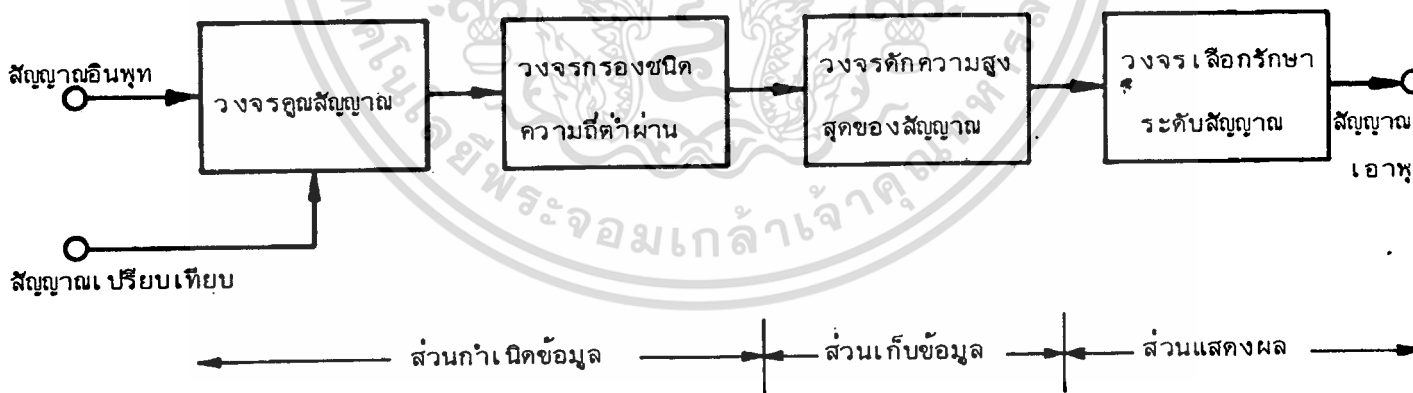
การทำวิทยานิพนธ์เรื่องนี้ ขอเสนอความคิดใหม่ในการวิเคราะห์สัญญาณที่มีคาบค่าคงตัว (Periodic Signal) ซึ่งมีหลักการทำงานแยกออกเป็น ส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

- ชุดกำเนิดข้อมูล
- ชุดเก็บข้อมูล
- ชุดแสดงผล

ชุดกำเนิดข้อมูลที่จัดทำทดลองมี 2 แบบ ซึ่งมีหลักการดังนี้คือ

2.1.1 วิธีใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมดุลย์ (Balanced Modulator)

2.1.2 วิธีใช้วงจรถคูณสัญญาณ (Multiplier)



รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมตามแนวความคิดใหม่

จากรูปที่ 2.1 ชุดกำเนิดสัญญาณ เราใช้วงจรคูณสัญญาณ ซึ่งเป็นส่วนประกอบสำคัญของการทำงานวิทยุอนาล็อก สำหรับชุดกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูล นั้น จะขอกล่าวในตอนท้ายบทนี้ ดังนั้น เพื่อให้สามารถทำความเข้าใจกับหลักการใหม่นี้ได้ จึงขอกล่าวถึงคุณสมบัติของสัญญาณที่เข้ามาทำการวัดก่อนโดยละเอียด พร้อมทั้งหลักการคูณสัญญาณและผลตอบสนองของวงจรคูณสัญญาณ เพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจเกี่ยวกับการทำงานวิทยุอนาล็อกเรื่องนี้

2.2 ลักษณะสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว

สัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว ที่เราพบเห็นกันบ่อย ๆ เช่น สัญญาณรูปซายน์, รูปสี่เหลี่ยม, รูปสามเหลี่ยม, รูปฟันเลื่อย ฯลฯ เมื่อนำสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว เหล่านี้ มากระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series) เราพบว่าสัญญาณเหล่านั้น จะมีส่วนประกอบของสัญญาณที่เป็นรูปซายน์ หรือ รูปโคซายน์ ที่ความถี่ต่าง ๆ กัน ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมตรีโกณมิติได้ดังต่อไปนี้

$$X(t) = a_0 + a_1 \cos \omega t + \dots b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots \quad \dots (2.1)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi/T$

$T =$ ระยะเวลาของสัญญาณ

จากสมการ (2.1) เขียนให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้

$$X(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad \dots (2.2)$$

$a_0, a_1, a_2, \dots, b_1, b_2, \dots$ เป็นสัมประสิทธิ์ฮาร์โมนิกของสัญญาณซึ่งหาค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละตัวได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt \quad \dots (2.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T X(t) \cos n\omega t \, dt \quad \dots (2.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T X(t) \sin n\omega t \, dt \quad \dots (2.5)$$

ดังนั้น สเปกตรัมของสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว จะอยู่ในรูปแบบแยกแต่ละเส้น ที่ความถี่ต่าง ๆ ตามที่ได้กระจายอนุกรมฟูเรียร์ออกมา ให้อยู่ในรูปของ ซายน์ และ โคซายน์ ที่ความถี่นั้น ๆ

2.3 การวิเคราะห์สัญญาณ

2.3.1 สัญญาณที่มีลักษณะเป็นรูปซายน์ และ รูปโคซายน์ จะเขียนให้อยู่ ในรูปของคณิตศาสตร์ได้

$$B(t) = E_m \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad \dots (2.6)$$

โดยที่

$$f_1 = 1/T_1 = \omega_1/2\pi$$

T_1 = ระยะเวลาคาบของสัญญาณ

E_m = ขนาดสูงสุดของสัญญาณ

ϕ_1 = ความเคลื่อนของเฟส ของสัญญาณรูปซายน์

$$B(t) = E_m \frac{(e^{j\theta_1} - e^{-j\theta_1})}{2j} \quad \dots (2.7)$$

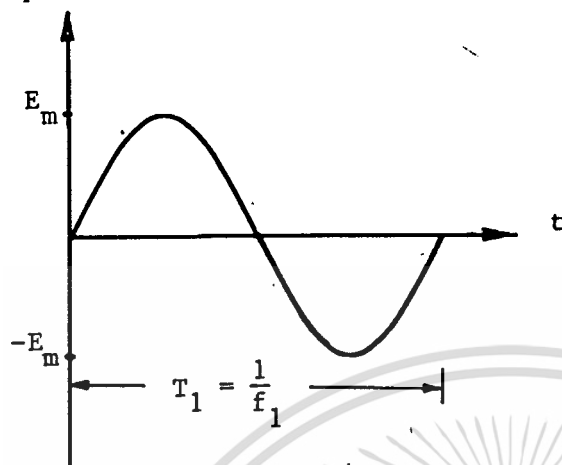
จากสมการ (2.7) จะทำให้่ง่ายได้ตามสมการ (2.6) โดยคิดเฉพาะส่วนประกอบ ของคลื่นที่เป็นรูปซายน์

เราพบว่าในสมการ (2.7) มีส่วนประกอบแยกออกเป็น 2 ส่วน คือ $e^{j\theta_1}$ และ $e^{-j\theta_1}$ ซึ่งเขียนความถี่สเปกตรัมได้ตามรูปที่ 2.2(b)

$$\theta_1 = 2\pi f_1 t + \phi_1 \quad \dots (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Amplitude

รูปที่ 2.2(a) สัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่ f_1

Amplitude



รูปที่ 2.2(b) ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรูปไซน์

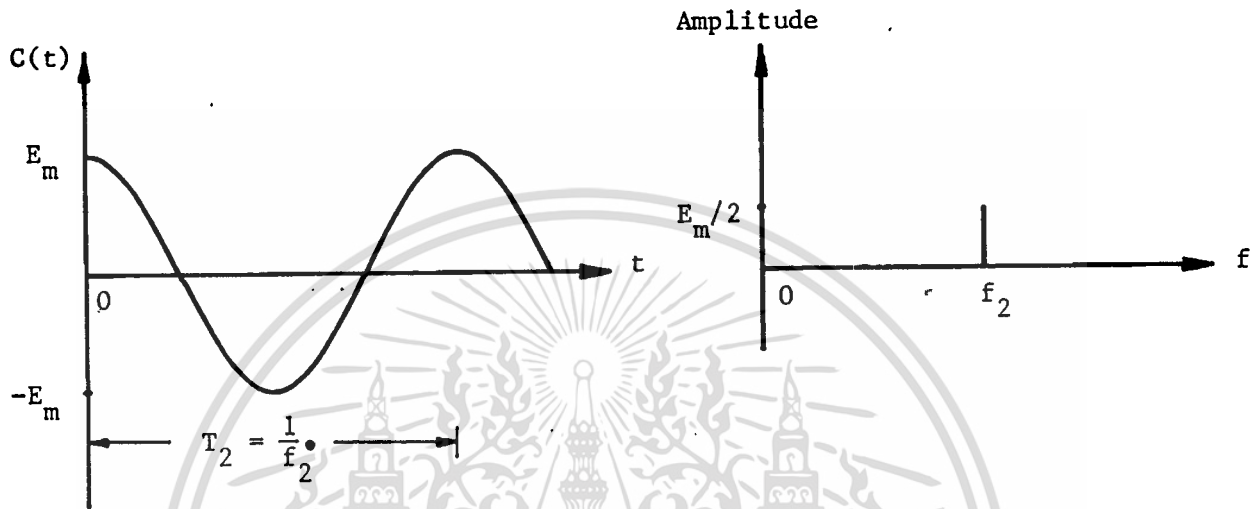
ในทำนองเดียวกัน สัญญาณที่เป็นรูปโคไซน์ จะมีความถี่สเปกตรัมตามรูป 2.3(b) โดยเขียนได้ตามสมการ (2.9)

$$c(t) = E_m \frac{(e^{j\theta_2} + e^{-j\theta_2})}{2} \quad \dots (2.9)$$

$$\theta_2 = 2\pi f_2 t + \phi_2 \quad \dots (2.10)$$

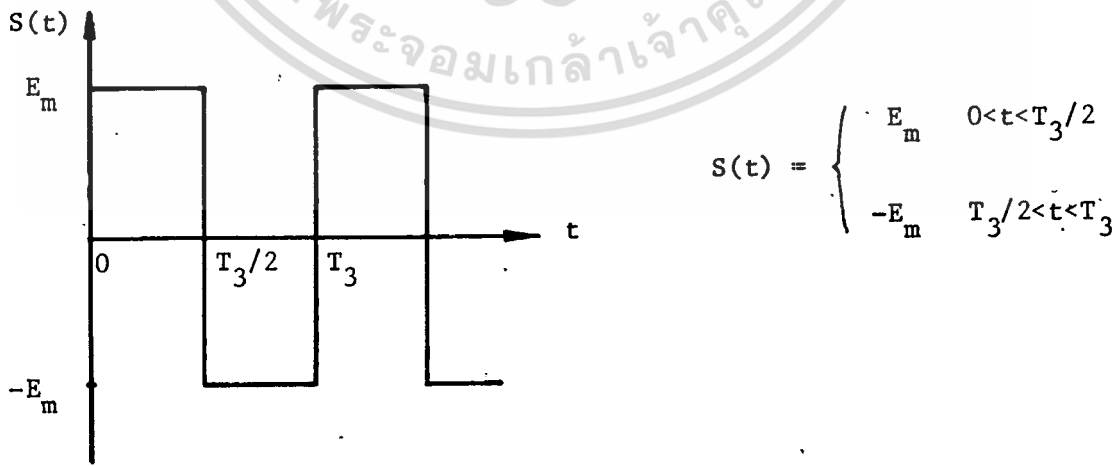
$$\phi_2 = \text{ค่าความเคลื่อนของ เฟส ของสัญญาณรูปโคไซน์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3(a) สัญญาณรูปโคไซน์ที่มีความถี่ f_2 รูปที่ 2.3(b) ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรูปโคไซน์

2.3.2 สัญญาณที่เป็นรูปสี่เหลี่ยม

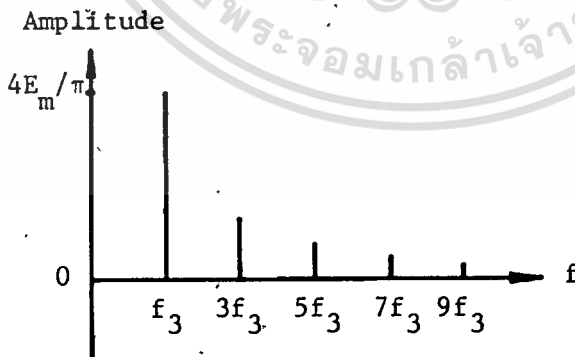


รูปที่ 2.4 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ f_3

จากรูปที่ 2.4 ทาสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ได้ โดยใช้สมการ (2.3), (2.4) และ (2.5) ซึ่งได้ $a_0 = 0$, $a_n = 0$, $b_n = 4E_m/n\pi$ (n เป็นเลขคี่) การหาค่าสัมประสิทธิ์ในภาคผนวกที่ 1 แทนค่า a_0 , a_n , b_n ลงในสมการ (2.2) ได้

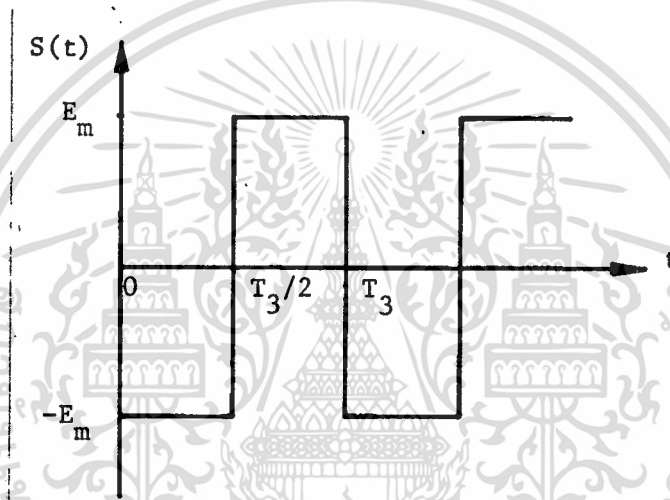
$$S(t) = (4E_m/\pi) \left\{ \sin \omega_3 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_3 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_3 t + \dots \right\} \quad \dots (2.11)$$

พิจารณาตุสมการ (2.11) จะพบว่า ความถี่สเปกตรัมจะอยู่ที่ f_3 , $3f_3$, $5f_3 \dots$ ซึ่งเขียนได้ตามรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมตามรูปที่ 2.4

กรณีที่สัญญาณเข้ามามีความถี่ของเฟสเกิดขึ้นตามรูปที่ 2.6



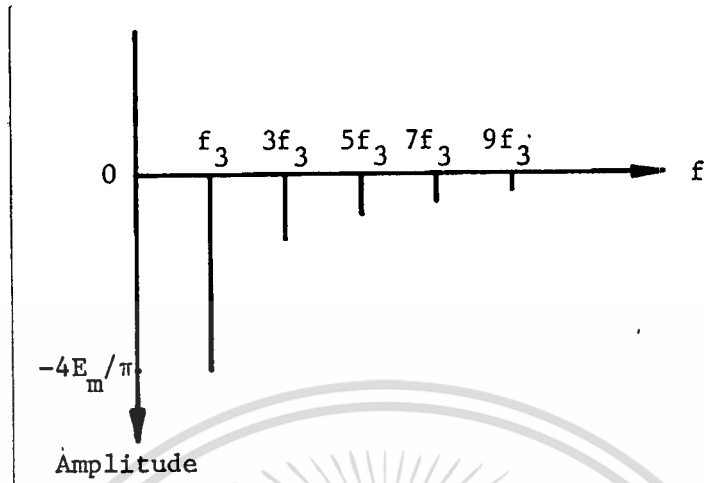
รูปที่ 2.6 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ของเฟส

จะหาอนุกรมฟูเรียร์ ออกมาได้ตามสมการ (2.12)

$$S'(t) = (-4E_m/\pi) \left\{ \sin \omega_3 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_3 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_3 t \dots \right\} \dots (2.12)$$

จากสมการ (2.12) นำไปพลอตความถี่สเปกตรัมได้ตามรูปที่ 2.7

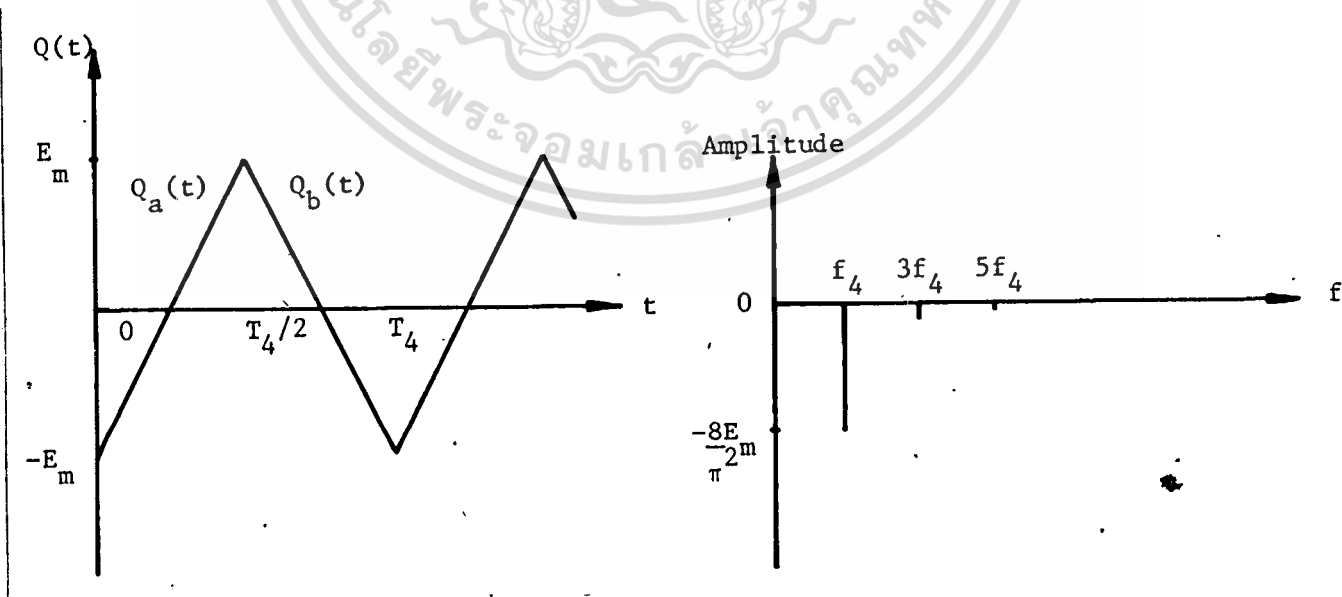
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความเค้นของเฟสเกิดขึ้น

เปรียบเทียบกับรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.7 พบว่าความถี่สเปกตรัมยังคงอยู่ที่เดิมเหมือนกัน ต่างกันที่เครื่องหมายแสดงขนาดของสัญญาณความถี่สเปกตรัมเท่านั้น ซึ่งจะไม่มีผลในทางปฏิบัติ

2.3.3 สัญญาณที่เป็นรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.8(a) สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ f_4 รูปที่ 2.8(b) ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

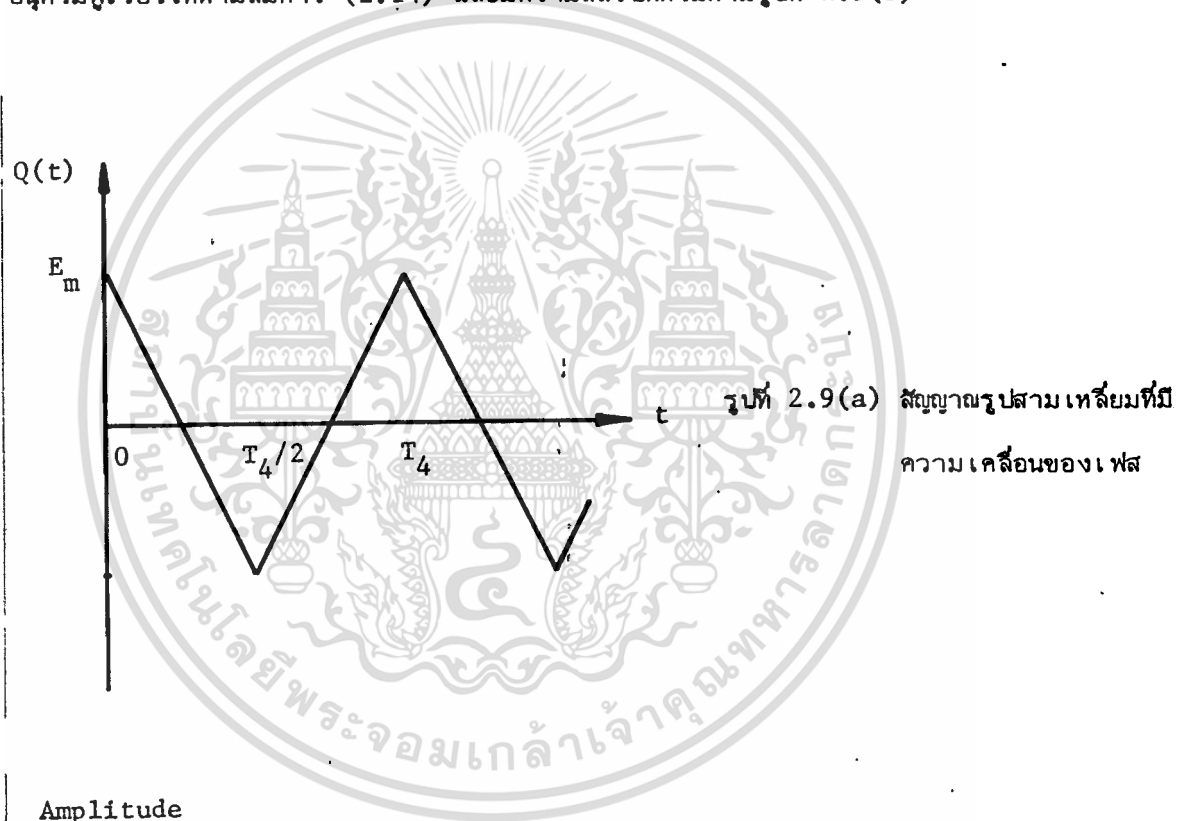
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

จากรูปที่ 2.8(a) เขียนให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ ได้ตาม

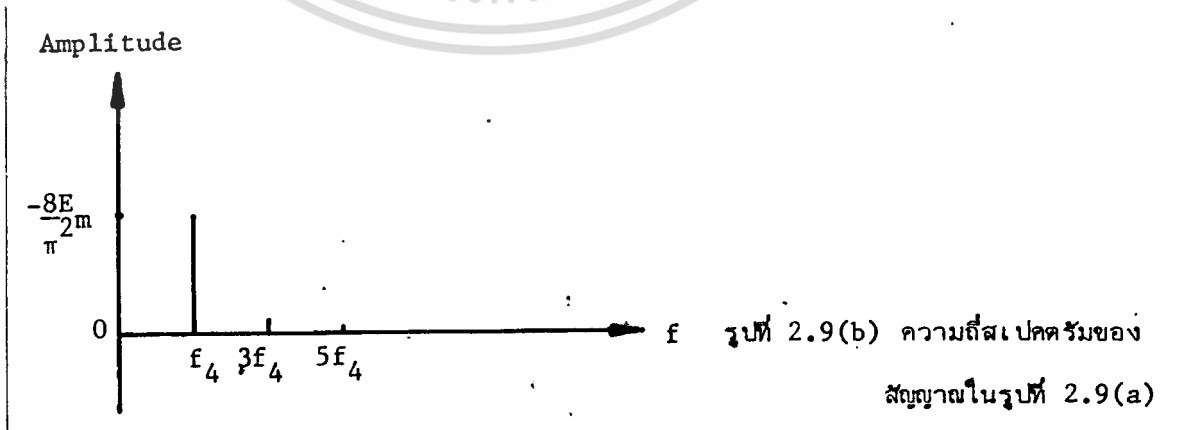
สมการ (2.13) (ดูในภาคผนวกที่ 2) และพลอตของความถี่สเปกตรัมได้ตามรูปที่ 2.8(b)

$$Q(t) = (-8E_m/\pi^2) \left\{ \cos \omega_4 t + \frac{1}{9} \cos 3\omega_4 t + \frac{1}{25} \cos 5\omega_4 t \dots \right\} \dots (2.13)$$

กรณีสัญญาณเข้ามามีความเคลื่อนไหวของเฟสเกิดขึ้นตามรูปที่ 2.9(a) จะหาอนุกรมฟูเรียร์ได้ตามสมการ (2.14) และมีความถี่สเปกตรัมตามรูปที่ 2.9(b)



รูปที่ 2.9(a) สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความเคลื่อนไหวของเฟส



รูปที่ 2.9(b) ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 2.9(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนที่สมัครเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังสื่ออื่นใด
 เอกสารนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนที่สมัครเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังสื่ออื่นใด

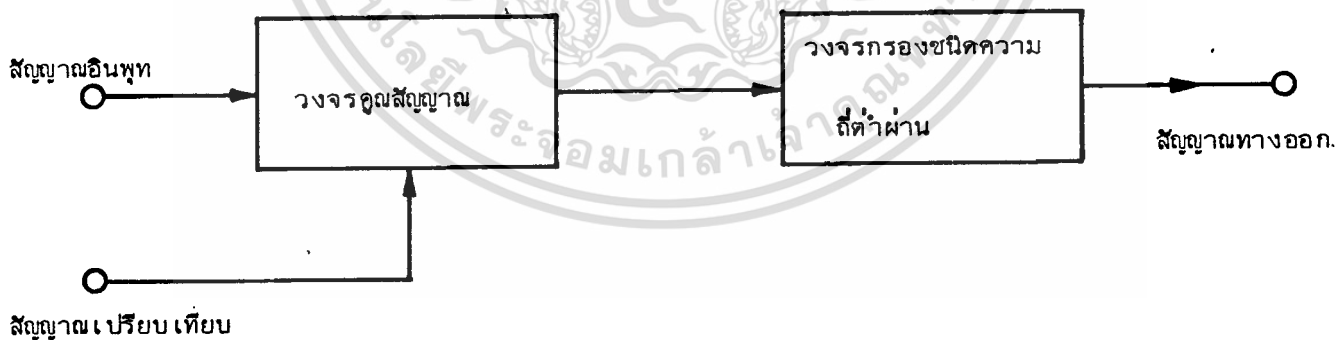
$$Q'(t) = (8E_m/\pi^2) \left\{ \cos \omega_4 t + \frac{1}{9} \cos 3\omega_4 t + \frac{1}{25} \cos 5\omega_4 t \dots \right\} \dots (2.14)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมดในหัวข้อที่ 2.3 สรุปได้ว่าสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว จะมีความถี่สเปกตรัมในลักษณะ เป็นแบบแยกแต่ละเส้น และ ได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อสัญญาณที่เข้ามา มีความเคสื่อนของ เฟสเกิดขึ้น ตำแหน่งของความถี่สเปกตรัมและขนาดของสเปกตรัมยังคงเดิม

2.4 การคูณสัญญาณ

การคูณสัญญาณนั้นเราใช้สัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว ทั้งสองคูณกัน จากหัวข้อที่ 2.3 ได้กล่าวถึงสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว ซึ่งมีความถี่สเปกตรัมอยู่ในลักษณะแบบแยกแต่ละเส้น แล้ว ในหัวข้อนี้ต้องการแสดงให้เห็นว่าสัญญาณ เปรียบเทียบของเรา เป็นสัญญาณขายนับริสุทธี นั้นคูณกับสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัวใด ๆ ก็ตาม ความถี่สเปกตรัมของสัญญาณนั้นยังคงเดิม เพียงแต่ขนาดของสัญญาณสเปกตรัมอาจ เปลี่ยนไปเท่านั้น



รูปที่ 2.10 ส่วนกำเนิดข้อมูลที่ประกอบด้วยวงจรถูคูณสัญญาณและวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน

ในรูปที่ 2.10 แสดงค่าส่วนกำเนิดข้อมูลของหลักการใหม่ของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแบบนี้ มีสัญญาณเปรียบเทียบเป็น $E_r \sin(\omega_r t + \phi_r)$ โดยที่ ω_r ปรับค่าได้เป็นอินพุทข้างหนึ่ง ของวงจรคูณสัญญาณ เมื่อมีสัญญาณเข้ามา วงจรคูณสัญญาณจะคูณสัญญาณออกไป

2.4.1 กรณีสัญญาณที่เข้ามาเป็นรูปไซน์

$$S(t) = E_m \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad \dots (2.15)$$

เมื่อคูณสัญญาณเปรียบเทียบแล้วจะได้สัญญาณทางออกที่ออกจากวงจรคูณสัญญาณ คือ

$$S(t)R(t) = (E_m E_r / 2) \{ \cos(\omega_r t + \phi_r - \omega_1 t - \phi_1) - \cos(\omega_r t + \phi_r + \omega_1 t + \phi_1) \} \quad \dots (2.16)$$

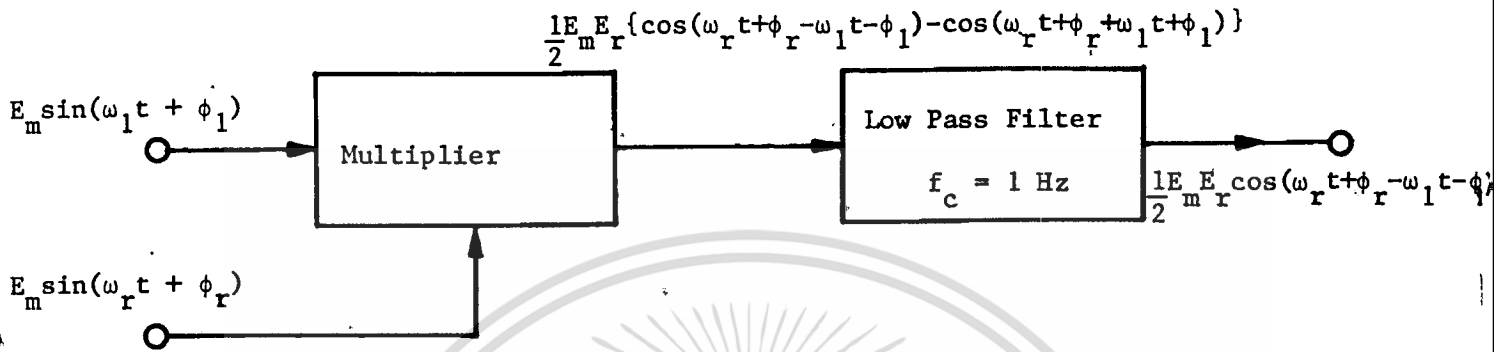
ทำการปรับค่า ω_r จนได้

$$(\omega_r t + \phi_r) - (\omega_1 t + \phi_1) \approx 0 \quad \dots (2.17)$$

เมื่อผ่านวงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff = 1 Hz แล้ว

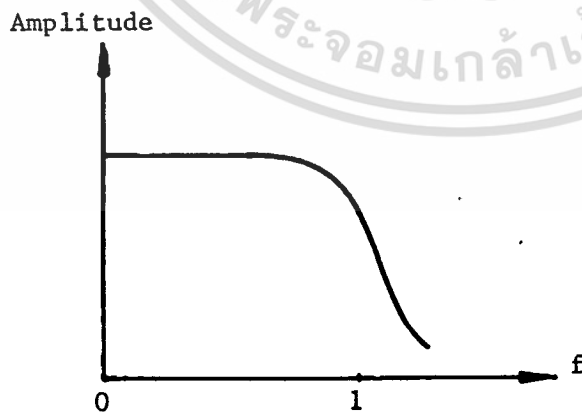
$$(E_m E_r / 2) \{ \cos(\omega_r t + \phi_r + \omega_1 t + \phi_1) \} = 0 \quad \dots (2.18)$$

จะเหลือเพียงเทอมที่เป็นผลต่างของความถี่ คือ $(E_m E_r / 2) \{ \cos(\omega_r t + \phi_r - \omega_1 t - \phi_1) \}$ ผ่านออกมาได้ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11

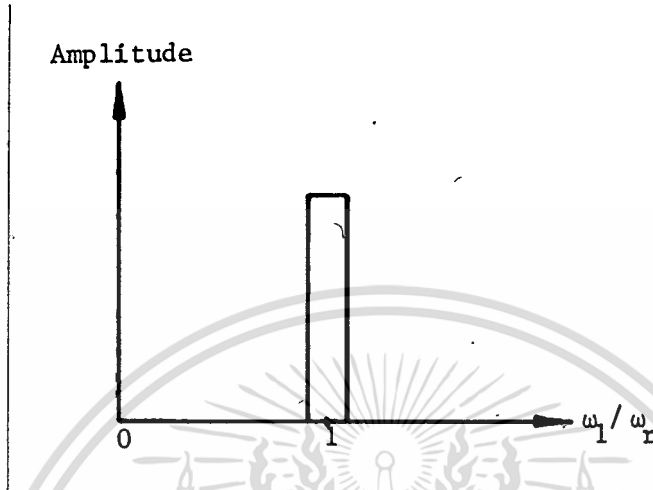


รูปที่ 2.11 แสดงการทำงานของส่วนกำเนิดข้อมูล

จากสมการ (2.17) เมื่อ $\omega_r = \omega_1$ จะได้ค่าไฟตรงที่ทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านมีค่าเท่ากับ $E_m E_r / 2$ เมื่อนำค่าที่ออกจากทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน พลอทระหว่างขนาดของสัญญาณกับ ω_1 / ω_r จะได้ตามรูป 2.12



รูปที่ 2.12(a) ขนาดของสัญญาณทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเทียบกับความถี่
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเฉพาะทางของหน่วยงานนี้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 (b) ขนาดของสัญญาณทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเทียบกับ ω_1/ω_r

2.4.2 กรณีสัญญาณที่เข้ามาเป็นโคไซน์

$$C(t) = E_m \cos(\omega_2 t + \phi_2) \quad \dots (2.19)$$

$$C(t)R(t) = (E_m E_r / 2) \{ \sin(\omega_r t + \phi_r - \omega_2 t - \phi_2) + \sin(\omega_r t + \phi_r + \omega_2 t + \phi_2) \} \quad \dots (2.20)$$

เมื่อทำการปรับ $\omega_r \approx \omega_2$ จะได้สัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งเกือบจะเป็นสัญญาณไฟตรง ที่ทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน และมีขนาดของสัญญาณสูงสุดเท่ากับ $E_m E_r / 2$ แต่ถ้าว

$$\omega_r t + \phi_r - \omega_2 t - \phi_2 = 0 \quad \dots (2.21)$$

จะทำให้สัญญาณทางออกของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเป็นศูนย์

$$(E_r E_m / 2) \{ \sin(\omega_r t + \phi_r - \omega_2 t - \phi_2) \} = 0 \dots (2.22)$$

พลอตได้ตามรูปที่ 2.13

รับตัวเลขมา 1 ตัว
ไว้ตัวบนที่ทศนิยมต่อเลขตัวที่เรียงมา

Repeat

จนกว่า จะถึง เลขที่ทศนิยม

ในตัวเลขรอบเป็น 2

Repeat

หา เลขที่ทศนิยมตัวถัดไป

ตัวถัดไป + 1

until บรรทัดตัว หรือ ตัวที่ > $\sqrt{\text{เลขทศนิยม}}$

if พจน์ตัวนี้

ตัวเป็นจำนวน Prime

else

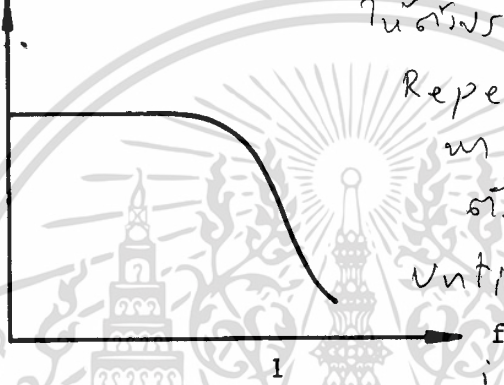
ไม่ใช่ Prime

until

เลขที่ทศนิยมเป็นเลข Prime

พบ ตัวเลขที่ทศนิยม

Amplitude



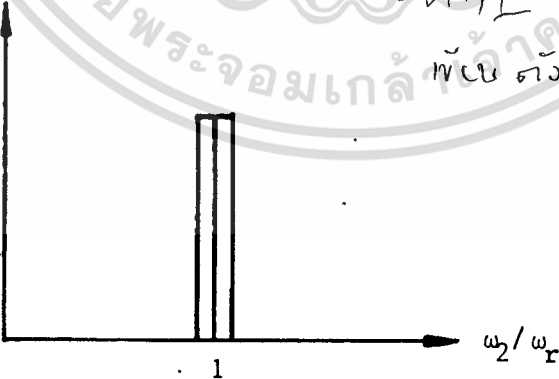
รูปที่ 2.13(a) สัญญาณทางออกของวงจรกรอง

ชนิดความถี่ต่ำผ่านเทียบกับความถี่

else

ไม่ใช่ Prime

Amplitude



รูปที่ 2.13(b) ขนาดสัญญาณทางออกของวงจร

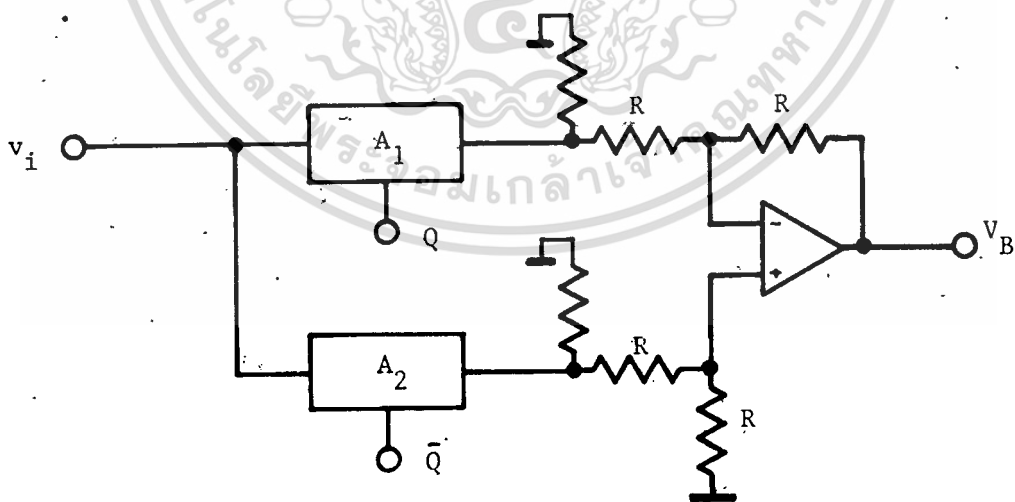
กรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเทียบกับ $\frac{\omega_1}{\omega_2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติจะมีเกิดขึ้นได้ยากมาก เนื่องจากสัญญาณทั้งสองจะต้องเกิดความเคลื่อนไหวของเฟสขึ้น และผลตอบสนองของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านจะช้า เพื่อให้การทำงานได้ดียิ่งขึ้น จึงได้เพิ่มส่วนที่เก็บข้อมูลไว้ โดยใช้วงจรตรวจจับความสูงที่สุดของสัญญาณ (Peak Detector) ทำหน้าที่เป็นส่วนเก็บข้อมูลเพื่อที่จะไม่ให้เกิดกรณีเช่นนี้ขึ้นได้ และมีส่วนแสดงผลโดยใช้วงจรเลือกรักษาระดับของสัญญาณ (Sample and Hold) ทำหน้าที่แสดงผลอีกชั้นตอนหนึ่ง ซึ่งจะนำมากล่าวในบทต่อไป

2.5 ชุดกำเนิดสัญญาณที่ใช้หลักการของมอดูเลเตอร์แบบสมมูล

ความคิดริเริ่มที่จะทำชุดกำเนิดสัญญาณในแนวความคิดใหม่นี้ ได้ใช้หลักการหาความแตกต่างของเฟสระหว่าง 2 สัญญาณ โดยใช้เทคนิคของมอดูเลเตอร์แบบสมมูล ในการทำมอดูเลเตอร์แบบสมมูลนี้ เราใช้นาฬิกาสุวิทมาทำหน้าที่ตัดสัญญาณออกเป็นช่วง ๆ (chop) ซึ่งมีวงจรตามรูปที่ 2.14

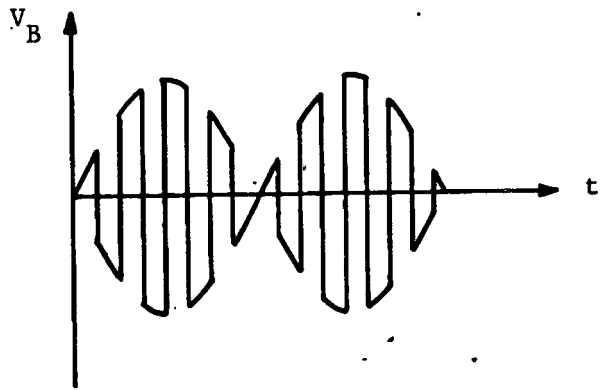
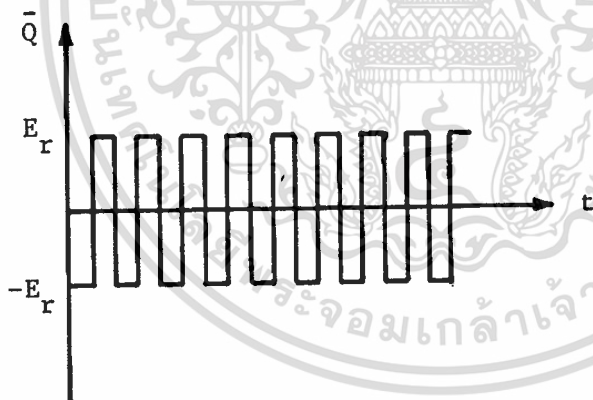
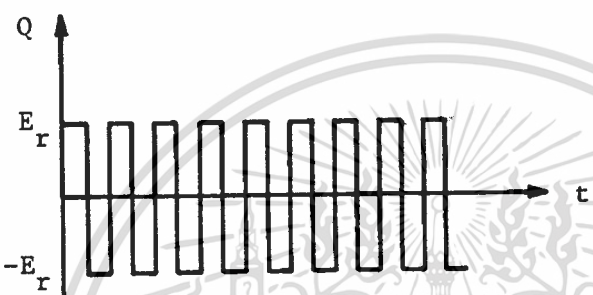
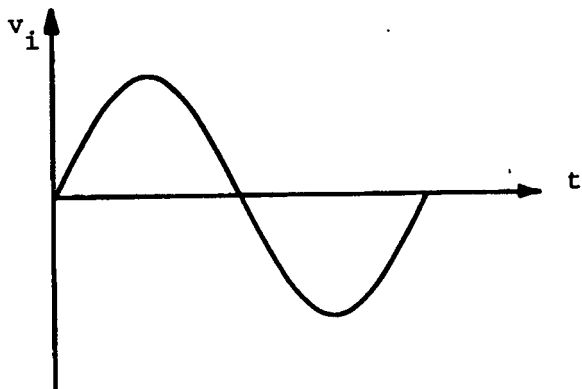


รูปที่ 2.14 วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูลที่ใช้อนาล็อกสวิท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.14 A_1 และ A_2 เป็นอนาลอกสวิต ที่มีสัญญาณทางเข้าร่วมกัน และออกจากทางออกของอนาลอกสวิตต่อเข้าวงจรดีฟเฟอเรนเชียลแอมป์ โดยที่ขาเกต (Gate) อนาลอกสวิตใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าทั้งสองโดยป้อน Q เข้าที่เกตของ A_1 และ \bar{Q} เข้าที่เกตของ A_2 ซึ่งมีลำดับการทำงานตามรูปที่ 2.15





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดรูปที่ 2.15 ลำดับการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์

สัญญาณที่ออกจากทางออกของวงจรถักแอม จะเขียนได้ว่า

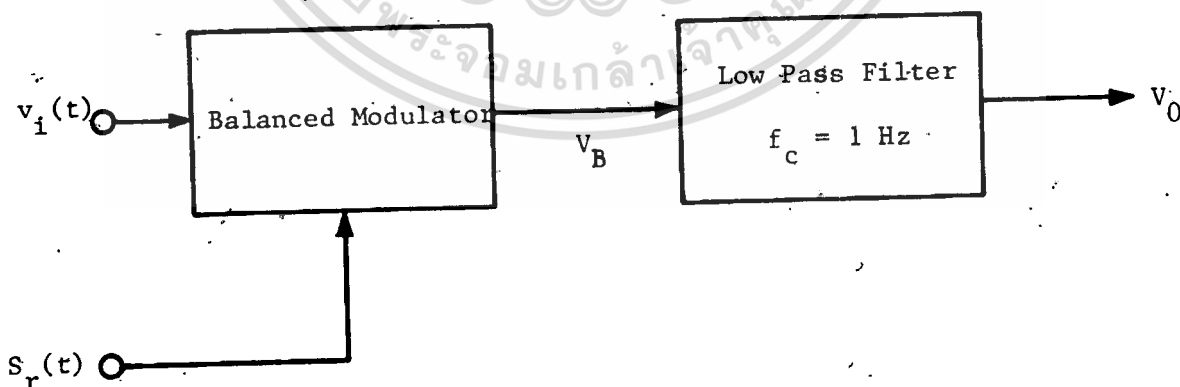
$$V_B(t) = k_B E_i \sin \omega_i t S_r(t) \quad \dots (2.23)$$

$$k_B = \text{อัตราการขยายของมอดูเลเตอร์แบบสมมูล}$$

โดยที่ $S_r(t)$ เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาดของสัญญาณสูงสุด E_r และมีความถี่ ω_r ซึ่งสัญญาณ $S_r(t)$ เป็นสัญญาณที่เราใช้เป็นสัญญาณเปรียบเทียบโดย ω_r เปลี่ยนแปลงได้ สัญญาณ $S_r(t)$ สามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ตามสมการ (2.24)

$$S_r(t) = (4E_r/\pi) \left\{ \sin \omega_r t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_r t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_r t \dots \right\} \dots (2.24)$$

ดังนั้น เมื่อต้องการดูความแตกต่างของเฟสก็ให้ผ่านวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่คutoff = ω_L ตามรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ชุดกำเนิดสัญญาณที่ใช้มอดูเลเตอร์แบบสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.16 จะได้สัญญาณทางออกจากวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเป็น

$$V_0 = b_1 k_B E_i E_r \cos(\omega_r - \omega_i)t \quad \dots(2.25)$$

b_1 = ขนาดของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ความถี่นั้น

เนื่องจากสัญญาณเปรียบเทียบของเรานั้นเป็นรูปสี่เหลี่ยม ดังนั้นจึงมีฮาร์โมนิกเกิดขึ้น ซึ่งดูได้จากสมการ (2.24) เมื่อ ω_i มากกว่า ω_r เป็นจำนวนเท่ากับฮาร์โมนิกนั้น จะมีสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำออกมา ซึ่งจะทำให้ผิดพลัดจากความเป็นจริง จึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้

2.6 สรุป

แนวความคิดใหม่ในการออกแบบสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมขึ้นใช้นี้มีหลักการ โดยใช้สัญญาณ 2 สัญญาณคูณกัน แล้วผ่านวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน เมื่อสัญญาณทั้งสองมีความถี่แตกต่างกันน้อยกว่าความถี่คutoff ของสัญญาณกรอง จะมีสัญญาณออกมาตามรูปที่ 2.11 สำหรับวงจรที่ใช้เป็นตัวกำเนิดข้อมูลนี้ ได้ใช้วงจรคูณสัญญาณและวงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์ ตามที่ได้ทำการทดลองได้เลือกใช้วงจรถูกสัญญาณเนื่องจากไม่มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้น เพราะสัญญาณเปรียบเทียบเป็นรูปชายนับริสุทธิ์ สำหรับวงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์ ตัววงจรในรูปที่ 2.14 และมีการทำงานตามรูปที่ 2.15 สัญญาณทางออกของวงจร $V_B(t)$ ตามสมการที่ (2.23) สัญญาณเปรียบเทียบที่ใช้เป็นรูปสี่เหลี่ยม $S_r(t)$ มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นตามสมการ (2.24) พิจารณาจากสมการ (2.23) พบว่า เมื่อ ω_i มีค่าเท่ากับ $3\omega_r, 5\omega_r, 7\omega_r, \dots$ จะมีสัญญาณทางออกเสมอทำให้สัญญาณทางออกของชุดกำเนิดข้อมูลมีความผิดพลัดจากความเป็นจริง

บทที่ 3

วงจรมัลติพลาย (Multiplier)

3.1 บทนำ

วงจรมัลติพลาย เป็นส่วนประกอบสำคัญของหลักการใหม่ในการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) ที่ได้ถูกค้นคิดขึ้นมาใหม่ ในบทนี้จะพิจารณาถึงวงจรมัลติพลายที่มีลักษณะทำเป็นไอซี คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรมัลติพลาย รวมทั้งการดัดแปลงแก้ไขให้ใช้งานได้ดียิ่งขึ้น หลักการที่ใช้ในการออกแบบวงจรมัลติพลาย ซึ่งมีหลายแบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ดังต่อไปนี้คือ

- แบบ Variable Transconductance
- แบบ Pulse Width, Pulse Height Modulation
- แบบ Log-Antilog

วงจรมัลติพลายที่ใช้ในการทำเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมในครั้งนี้ ใช้หลักการของ Variable Transconductance ซึ่งจะนำมากล่าวต่อไปโดยละเอียด

3.2 วงจรมัลติพลายแบบปรับค่าทรานซคอนดักแทนซ์ (Variable Transconductance)

3.2.1 หลักการเบื้องต้น

ในการพิจารณาคำว่า ทรานซคอนดักแทนซ์ (g_m) ซึ่งอาจจะพิจารณาถึง ทรานซิสเตอร์ หรือวงจรมัลติพลายทรานซิสเตอร์นี้ ต้องทำความเข้าใจจำกัดความซึ่งมีดังต่อไปนี้ คือ

$$g_m = \lim_{\Delta V_i \rightarrow 0} \frac{\Delta I_{out}}{\Delta V_{in}} \Big|_{V_0 = \text{const}} = i_0 / v_{in} \Big|_{v_0 = 0} \dots (3.1)$$

V_i = ศักดาทางเข้า

i_0 = กระแสทางออก

V_0 = ศักดาทางออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.1) เราจะหาค่า g_m ของวงจรใด ๆ ได้โดยการทำการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ทางออก เทียบกับการเปลี่ยนแปลงของศักดาที่ทางเข้า โดยศักดาที่ทางออกคงที่ ดังตัวอย่างการหาค่า g_m ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ตัวอย่างการหาค่า g_m ของทรานซิสเตอร์

พิจารณาจากรูป 3.1 จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$V_{in} = i_b r_{b'e} \quad \dots (3.2)$$

$$i_o = \beta i_b = g_m V_{in} \quad \dots (3.3)$$

จากสมการ (3.2) และ (3.3) ใช้ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.1) จะได้ว่า

$$g_m = \beta / r_{b'e} \quad \dots (3.4)$$

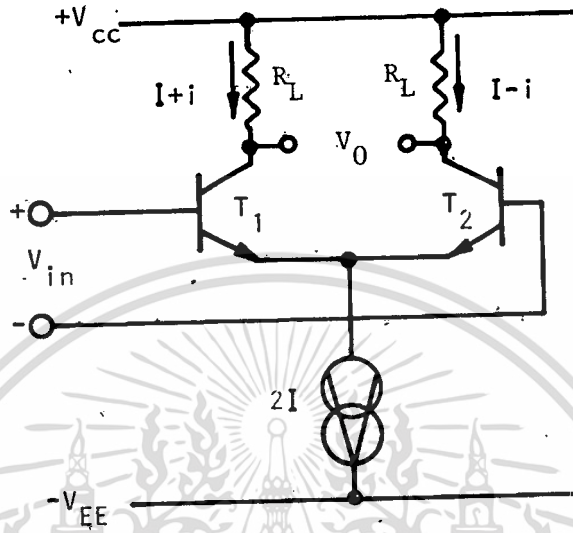
ซึ่ง

$$r_{b'e} = \beta r_e \quad \dots (3.5)$$

$$g_m = 1/r_e$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ $r_e = \text{Bulk Emitter Resistance}$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ เป็นวงจรตามรูปที่ 3.2 สามารถหาค่า g_m ของวงจรได้ดังนี้คือ



รูปที่ 3.2 ตัวอย่างการหาค่าทรานซคอนดักแทนซ์ของวงจร

จากรูปที่ 3.2- หาค่า

$$g_m = 1/2r_e \quad \dots(3.6)$$

และ $V_0 = g_m R_L V_{in} \quad \dots(3.7)$

จากสมการ (3.7) ค่า V_0 จะขึ้นอยู่กับสิ่งที่สามารถเปลี่ยนค่าได้สะดวก

2 ค่า คือ g_m และ V_{in} ดังนั้น ถ้าสามารถออกแบบวงจรให้สามารถเปลี่ยนค่า g_m

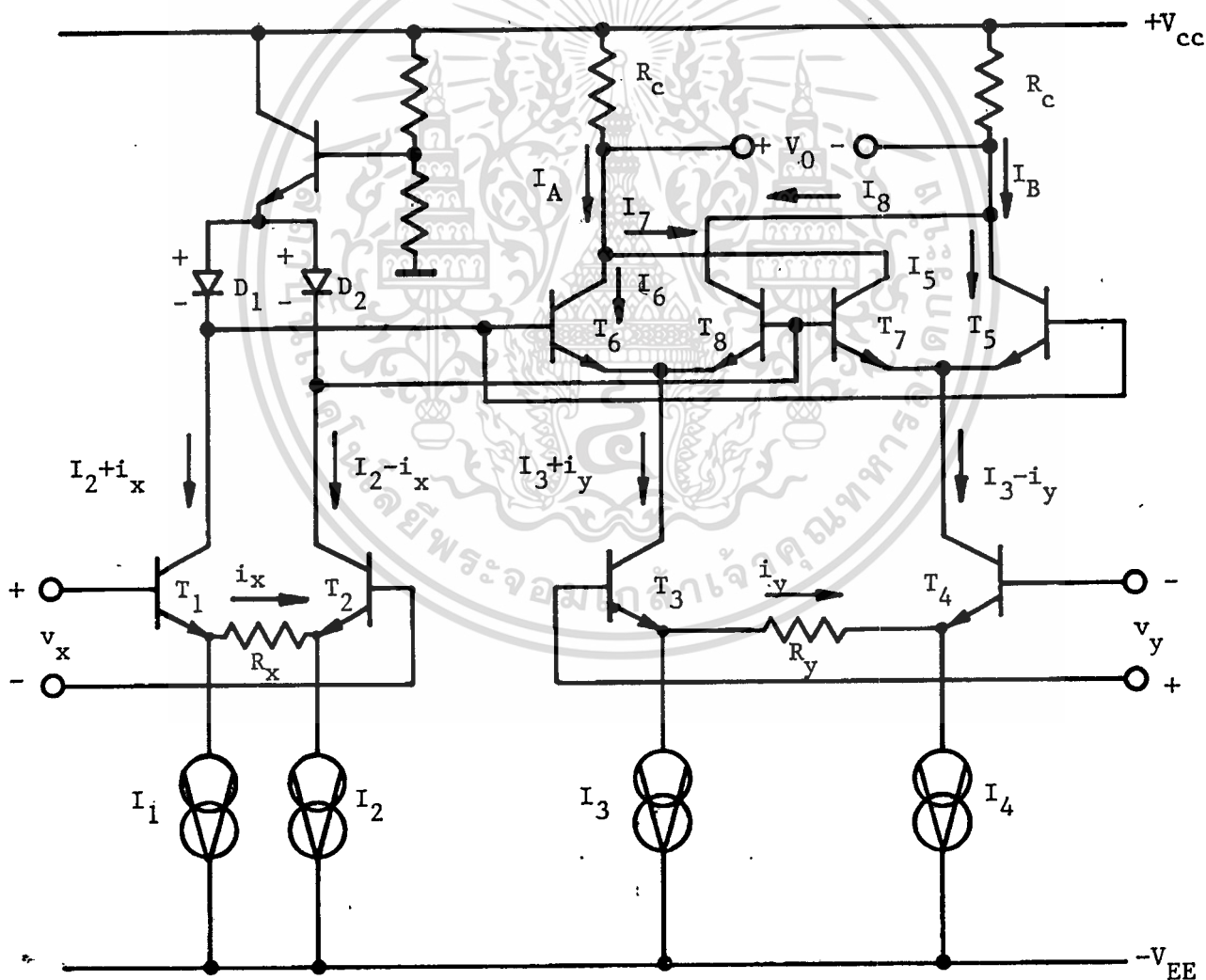
ซึ่ง g_m แปรผันกับกระแส I ก็จะสามารถสร้างวงจรคุณสมบัติขึ้นมาได้

3.2.2 การวิเคราะห์วงจรคุณสมบัติ

พิจารณาจากรูปที่ 3.3 T_1 และ T_2 จะทำหน้าที่เป็นวงจร เปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสรับความเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเข้า V_x และกลับสัญญาณกระแสให้เป็นศักดาโดยใช้ไดโอด D_1 และ D_2 เป็นสัญญาณทางเข้าของ T_5, T_6, T_7 และ T_8 ซึ่งต่ออยู่ในลักษณะเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล แพร์ต่อแบบขนาน (Parallel Differential Pair) โดยมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_3 และ T_4 เป็นตัวเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสของสัญญาณ V_y เพื่อเป็นสัญญาณทาง
เข้าไปควบคุมกระแสที่ดึงมาจากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ต่อแบบขนาน ซึ่งพิจารณาจาก
วงจรได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 3.3 เป็นวงจร Four Quadrant Multiplier

$$I_3 + i_y = I_6 + I_8 \quad \dots(3.8)$$

$$I_4 - i_y = I_5 + I_7 \quad \dots(3.9)$$

$$I_A = I_6 + I_7 \quad \dots(3.10)$$

$$I_B = I_5 + I_8 \quad \dots(3.11)$$

$$V_D = V_{D1} - V_{D2} \quad \dots(3.12)$$

$$I_5 = (I_4 - i_y) / \{1 + \exp(-V_D/V_T)\} \quad \dots(3.13)$$

$$I_6 = (I_3 + i_y) / \{1 + \exp(-V_D/V_T)\} \quad \dots(3.14)$$

$$I_7 = (I_4 - i_y) / \{1 + \exp(V_D/V_T)\} \quad \dots(3.15)$$

$$I_8 = (I_3 + i_y) / \{1 + \exp(V_D/V_T)\} \quad \dots(3.16)$$

โดยที่ $V_T = kT/q \approx 26 \text{ mV}$ ที่ 25°C

เพื่อให้การคำนวณสะดวกและง่ายขึ้นจึงให้

$$m = (V_{D1} - V_{D2}) / V_T \quad \dots(3.17)$$

แทนสมการ (3.14) และ (3.15) ลงในสมการ (3.10) จะได้

$$I_A = \{I_3(1+e^m) + I_4(1+e^{-m}) + i_y(e^m - e^{-m})\} / (1+e^m)(1+e^{-m}) \quad \dots(3.18)$$

$$I_B = \{I_3(1+e^{-m})+I_4(1+e^m)-i_y(e^m-e^{-m})\}/(1+e^m)(1+e^{-m}) \quad \dots(3.19)$$

$$i_0 = I_A - I_B \quad \dots(3.20)$$

$$i_0 = \text{กระแสทางออก}$$

แทนสมการ (3.18) และ (3.19) ลงในสมการ (3.20) จะได้ว่า

$$i_0 = (e^m-1)(I_3-I_4+2i_y)/(e^m+1) \quad \dots(3.21)$$

กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 มีค่า

$$I_1+i_x = I_s(e^{V_{D1}/V_T} - 1) \approx I_s e^{V_{D1}/V_T} \quad \dots(3.22)$$

$$I_2-i_x = I_s(e^{V_{D2}/V_T} - 1) \approx I_s e^{V_{D2}/V_T} \quad \dots(3.23)$$

$$I_s = \text{Emitter base junction saturation current}$$

จากสมการ (3.22) และ (3.23) มีความสัมพันธ์กันดังต่อไปนี้

$$(I_1+i_x)/(I_2-i_x) = \exp\{(V_{D1}-V_{D2})/V_T\} = e^m \quad \dots(3.24)$$

แทนสมการ (3.24) ลงในสมการ (3.21) จะได้

$$i_0 = (I_1-I_2+2i_x)(I_3-I_4+2i_y)/(I_1+I_2) \quad \dots(3.25)$$

พิจารณาจากวงจรในรูป 3.3 พบว่าในการออกแบบวงจรที่ใช้ทำไอซีส่วนมากเราใช้

$I_1=I_2$ และ $I_3=I_4$ เพราะฉะนั้นสมการ (3.25) จะลดลงเหลือ

$$i_0 = 2i_x i_y / I_1 \quad \dots(3.26)$$

โดยที่

$$i_x = V_x / (R_x + 2r_{e1}) \quad \dots(3.27)$$

$$i_y = V_y / (R_y + 2r_{e3}) \quad \dots(3.28)$$

$$r_{e1}, r_{e3} = \text{Bulk Emitter Resistance } T_1 \& T_2, T_3 \& T_4$$

แทนค่าสมการ (3.27) และ (3.28) ลงในสมการ (3.26)

$$i_0 = 2V_x V_y / I_1 (R_x + 2r_{e1}) (R_y + 2r_{e3}) \quad \dots(3.29)$$

ดังนั้นจะได้

$$V_0 = 2V_x V_y R_c / I_1 (R_x + 2r_{e1}) (R_y + 2r_{e3}) \quad \dots(3.30)$$

จากสมการ (3.30) ได้

$$V_0 = k_0 V_x V_y \quad \dots(3.31)$$

โดยที่

$$k_0 = 2R_c / I_1 (R_x + 2r_{e1}) (R_y + 2r_{e3})$$

แต่โดยปกติในวงจรไอซี กระแสส่วนใหญ่ที่ไหลจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้น r_e มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับ R_x และ R_y จึงตัดทิ้งได้

$$k_0 = 2R_c / I_1 R_x R_y \quad \dots(3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.32) k_0 มีหน่วยเป็น V^{-1} ในการออกแบบวงจรในไอซี จะให้ k_0 มีค่าประมาณ 0.1 เพื่อให้อินพุตทั้งสองสามารถเปลี่ยนแปลงได้มากให้อยู่ในช่วงระหว่าง

$$-10 < v_x < 10 \quad \dots(3.33)$$

$$-10 < v_y < 10 \quad \dots(3.34)$$

ซึ่ง V_0 จะมีค่าสูงสุดได้เท่ากับ 10 และมีลักษณะเป็น Four Quadrant Multiplier ในการที่จะนำไปใช้งานจริงจะต้องคำนึงถึงปัญหาออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจรตามจุดต่าง ๆ ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

3.2.3 ปัญหาออฟเซตในวงจร

ออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจรมัน เนื่องจากในการออกแบบทำเป็นวงจรไอซี ไม่สามารถออกแบบให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ จึงทำให้เกิดปัญหาออฟเซตขึ้นตามจุดต่าง ๆ เช่น

1) ระหว่างคู่ทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 ในวงจรทรานซิสเตอร์ T_1 และ T_2 ทำหน้าที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียล เมื่อออกแบบแล้วค่า V_{BE} ทั้งสองตัวไม่เท่ากันจะเกิดปัญหาออฟเซตขึ้น ซึ่งสามารถหาค่าออฟเซตที่เกิดขึ้นได้จากรูปที่ 3.3 จะได้ความสัมพันธ์

$$v_x = \Delta V_{BE_{12}} + i_x R_x = v_{os1} + i_x R_x \quad \dots(3.35)$$

$$i_x = (v_x - \Delta V_{BE_{12}}) / R_x \quad \dots(3.36)$$

แทนสมการ (3.36) ลงในสมการ (3.25)

$$i_0 = \{I_1 - I_2 + 2(v_x - \Delta V_{BE_{12}}) / R_x\} \{I_3 - I_4 + 2i_y\} / (I_1 + I_2) \quad \dots(3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีทรานซิสเตอร์ T_3 และ T_4 เหมือนกันทุกประการ และ $I_3=I_4$ จะได้ว่า

$$V_0 = \{2R_x(I_1-I_2) + 2(V_x - \Delta V_{BE_{12}})V_y R_c\} / R_x(I_1+I_2)(R_y+2r_{e_2}) \quad \dots(3.38)$$

จากสมการ (3.38) ออฟเซตที่เกิดขึ้นเนื่องจาก $\Delta V_{BE_{12}}$ สามารถกำจัดได้โดยการปรับค่า I_1 และ I_2

$$V_{os1} = \Delta V_{BE_{12}} = R_x(I_1-I_2) \quad \dots(3.39)$$

จึงจะทำให้สมการ (3.38) ลดลงเหลือ

$$V_0 = k_1 \frac{V_x V_y}{R_x R_y} \quad \dots(3.40)$$

$$k_1 = \frac{4R_c}{R_x(I_1+I_2)(R_y+2r_{e_2})} \quad \dots(3.41)$$

2) ระหว่างอุทธรานซิสเตอร์ T_3 และ T_4 ซึ่งค่าทรานซิสเตอร์ T_3 และ T_4 ทำหน้าที่เป็นคิฟแอม เปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสเพื่อควบคุมกระแสที่วงจรคิฟเฟอเรนเชียลแพร์ต้อแบบขนาน เมื่อเกิดปัญหา V_{BE} ไม่เท่ากัน จะมีผลกับวงจรเกิดออฟเซตขึ้นที่สัญญาณทางออก จาก รูปที่ 3.3 ได้ว่า

$$V_y = \Delta V_{BE_{34}} + i_y R_y = V_{os2} + i_y R_y \quad \dots(3.42)$$

$$i_y = (V_y - \Delta V_{BE_{34}}) / R_y \quad \dots(3.43)$$

แทนสมการ (3.43) ลงในสมการ (3.37) ได้ว่า

$$i_0 = \{R_x(I_1 - I_2) + 2(V_x - \Delta V_{BE12})\} \{R_y(I_3 - I_4) + 2(V_y - \Delta V_{BE34})\} / R_x R_y (I_1 + I_2) \dots (3.44)$$

จากสมการ (3.44) ออฟเซตที่เกิดขึ้นเนื่องจาก V_{BE34} ทำให้หมดไปได้โดยการปรับกระแส I_3 และ I_4 โดยให้

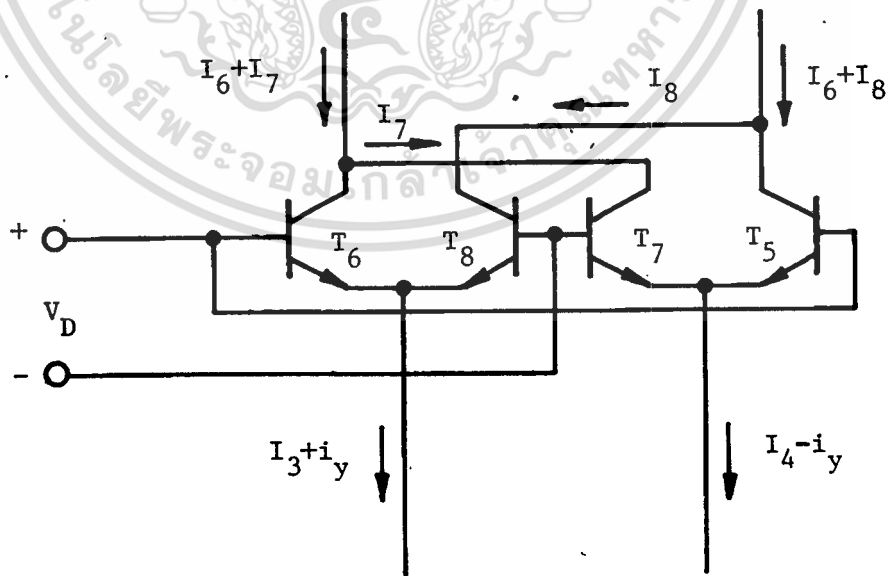
$$V_{os2} = \Delta V_{BE34} = R_y (I_3 - I_4) \dots (3.45)$$

และเมื่อปรับ $V_{os2} = 0$ แล้วจะได้ว่า

$$V_0 = k_2 V_x V_y \dots (3.46)$$

$$k_2 = 4R_c / R_x R_y (I_1 + I_2) \dots (3.47)$$

3) ทิววงจรไฟเพอเรนเชียลแพร์ต่อแบบขนาน



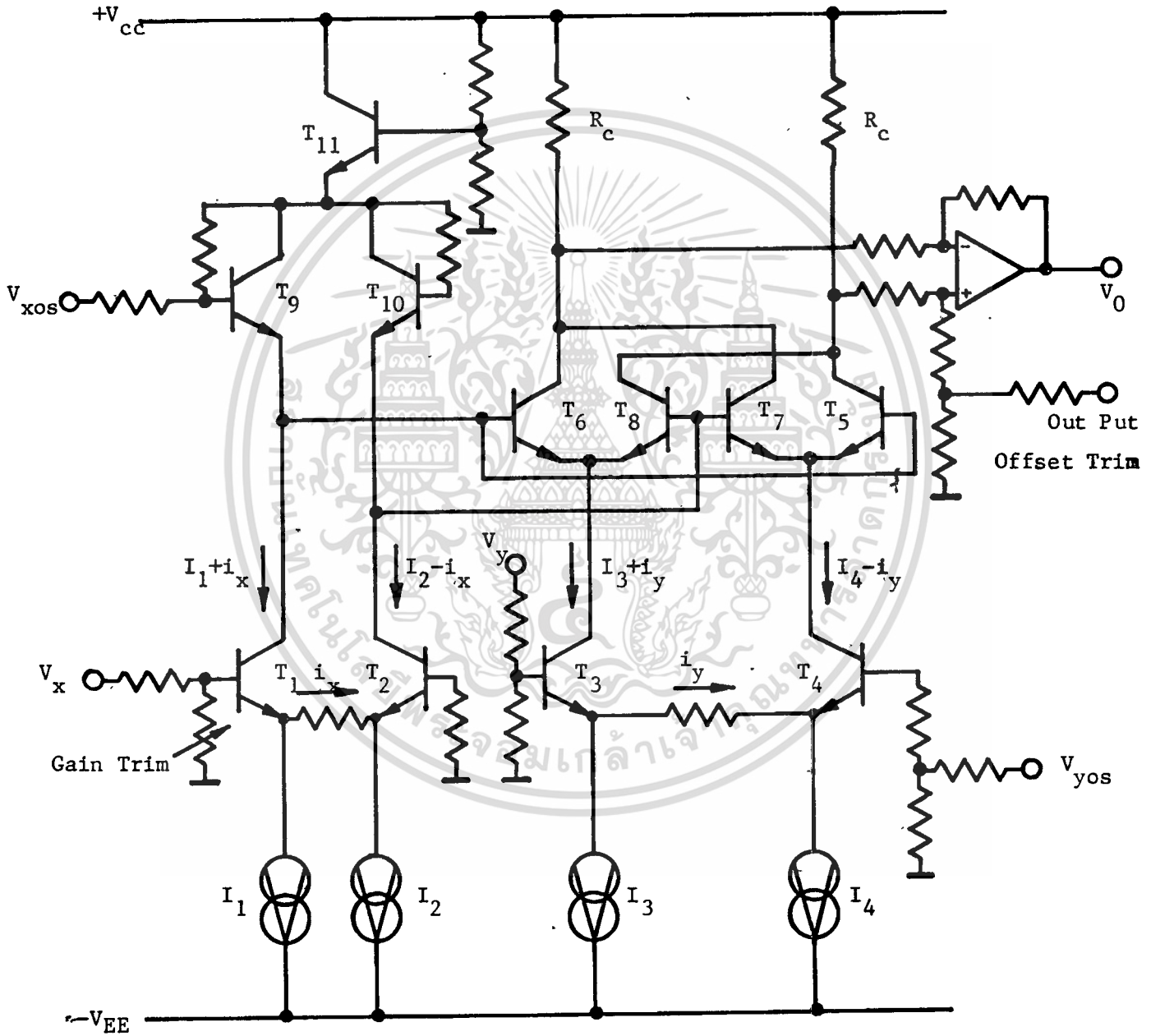
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.4 ได้แสดงทิววงจรไฟเพอเรนเชียลแพร์ต่อแบบขนาน ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 ออฟเซตที่เกิดขึ้นเนื่องจากทรานซิสเตอร์ T_5 , T_6 , T_7 , T_8 ไม่เหมือนกันทุกประการ โดยเฉพาะคู่ T_6 และ T_8 , T_5 และ T_7 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\Delta V_{BE_{68}} = V_D \quad \dots(3.48)$$

$$\Delta V_{BE_{57}} = V_D \quad \dots(3.49)$$

จะเห็นว่าออฟเซตที่เกิดขึ้นที่วงจรถิฟเฟอร์เนชเชิลแพร์คือแบบขนาน จะมีค่าเท่ากับ V_D ซึ่งจะแก้ปัญหออฟเซตนี้ได้ โดยการปรับกระแส I_1 และ I_2 แต่อาจจะทำให้ออฟเซตไม่หมดไป จึงต้องมีการปรับออฟเซตที่ทางออกด้วย ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรอนุสัญญาณที่ได้ทำการปรับปรุงให้สามารถปรับออฟเซตได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วิธีปรับออฟเซตที่เกิดขึ้นในวงจร

ในรูปที่ 3.5 เป็นวงจรที่ได้ทำการปรับปรุงให้สามารถทำการปรับออฟเซตที่เกิดขึ้นตามจุดต่าง ๆ ได้ โดยทำการปรับได้ดังนี้ คือ

1) ออฟเซตที่เกิดขึ้นที่อินพุทของ X กระทำได้โดยการให้ $V_x = 0$ แล้วป้อนสัญญาณคลื่นรูปซายน์ขนาด 10 V_{p-p} เข้าที่ V_y และวัดจุด V_0 ทำการปรับคิกคาที่ V_{xos} จนทำให้ได้ $V_0 \approx 0$

2) เมื่อเกิดออฟเซตที่อินพุทของ Y ทำได้โดยให้ $V_y = 0$ แล้วป้อนสัญญาณคลื่นรูปซายน์ขนาด 10 V_{p-p} เข้าที่ V_x และวัดจุด V_0 ทำการปรับคิกคา V_{yos} จนได้ $V_0 \approx 0$

3) ออฟเซตที่เกิดขึ้นที่ V_0 ทำการปรับได้โดยให้ $V_x = 0$ และ $V_y = 0$ แล้ววัด V_0 ปรับ V_{0os} จนได้ $V_0 \approx 0$

4) ในการปรับอัตราขยายของวงจร ทำได้โดยการไปลดทอนสัญญาณอินพุทข้างหนึ่งข้างใดลง ดังในรูปที่ 3.5 เป็นการลดทอนสัญญาณทางด้านอินพุทของ X เมื่อต้องการปรับให้วงจรมีอัตราขยายเท่ากับ 1 ทำได้โดยป้อนสัญญาณ dc ที่ $V_y = 1\text{ Volt}$ และป้อนสัญญาณคลื่นรูปซายน์เข้าที่อินพุท V_x แล้วจับดูสัญญาณ V_0 ทำการปรับค่า R ของ Gain Trim จนได้คลื่นรูปซายน์ $V_x = V_0$

3.2.5 การเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ

ความคลาดเคลื่อนของสัญญาณทางออกที่เกิดขึ้นเนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ พิจารณาจากสมการ (3.30)

$$V_0 = 2V_{xyc} R_c / I_1 (R_x + 2r_{e1}) (R_y + 2r_{e3}) \quad \dots (3.30)$$

จากสมการ (3.30) ค่า R_c , R_x และ R_y เป็นค่าความต้านทานคงที่ในวงจร ซึ่งตามปกติค่าความต้านทานที่แท้จริงจะมีค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิน้อยกว่า $0.001\%/^{\circ}\text{C}$ ดังนั้น ตัวที่มีการเปลี่ยนแปลงมากคือ r_e ซึ่ง $r_e \approx I_c / V_T$ จะเห็นได้ว่า V_T มีค่า $= kT/q$ โดย V_T จะแปรผันตรงกับอุณหภูมิ จึงทำให้ค่า r_e เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิโดยตรง แต่ค่า I_c ที่ใช้ในวงจรมีค่าน้อยกว่า $300\text{ }\mu\text{A}$

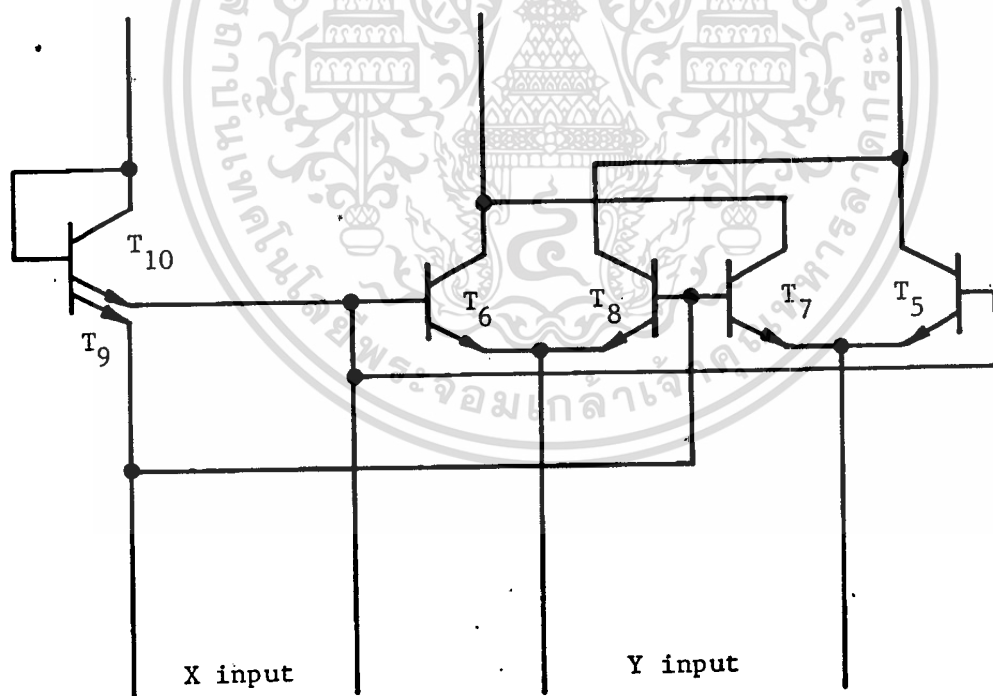
ดังนั้นค่า r_e จึงมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ R_x และ R_y เป็นจำนวนมากกว่า 1,000 เท่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.30) จึงตัด r_e ทิ้งได้ . . .

$$V_0 = 2V_{x y} R_c / I_1 R_{x y} \quad \dots(3.50)$$

เมื่อพิจารณาผลที่ทำให้ V_0 เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมินั้น จะมีค่าน้อยกว่า $0.01\%/^{\circ}\text{C}$ ซึ่งถือว่าดีมาก

เพื่อลดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิให้ดีขึ้นในการออกแบบทำ เป็นไอซี ควรทำการออกแบบตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงการออกแบบวงจรเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 ในการออกแบบ T_9 และ T_{10} ให้มีคอเลคเตอร์และเบส ร่วมกัน โดยแยกอิมิตเตอร์ออกเป็น 2 ชั้น วางอยู่บนฐานรองเดียวกัน จะง่ายต่อการสร้าง ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวนี้ให้มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการได้ง่ายกว่าแยกกัน ซึ่งจะมีผลทำให้ ลดปัญหาออฟเซตที่เกิดขึ้นจากอุณหภูมิขณะนำไปใช้งาน ในขณะที่เดียวกันดีฟเฟอร์เรนเซียล แพร์ คู่ระหว่าง T_6 และ T_8 กับ T_5 และ T_7 ควรออกแบบให้มีคอเลคเตอร์ร่วมกัน และ อยู่บนฐานรองเดียวกัน จะทำให้ทรานซิสเตอร์แต่ละคู่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการได้ และจะช่วยลดพื้นที่ในการออกแบบวงจรได้อีกประมาณ 30%

3.2.6 ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity)

ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรอุณหพลศาสตร์เกิดขึ้นจากชุดขยาย สัญญาณทางเข้าทั้งสอง ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเปลี่ยนศักดาให้เป็นกระแสตามสมการ (3.35) และสมการ (3.42) เป็นผลรวมของศักดา เรานำเทอมของ ΔV_{BE} มาเขียนให้อยู่ในรูป ของกระแสคอเลคเตอร์ได้ตามสมการข้างล่าง คือ

$$V_x = i_x R_x + (kT/q) \ln(I_1 + i_x) / (I_2 - i_x) \quad \dots (3.51)$$

และ

$$V_y = i_y R_y + (kT/q) \ln(I_3 + i_y) / (I_4 - i_y) \quad \dots (3.52)$$

ตามปกติแล้วเราจะให้ค่ากระแสคงที่ $I_1 = I_2$ และ $I_3 = I_4$ ในการ ออกแบบวงจร ดังนั้น จะเห็นได้ว่า ในเทอมแรกของทั้งสองสมการ จะมีการเปลี่ยนแปลง อย่างเป็นเชิงเส้น แต่ในเทอมที่สองจะอยู่ในรูปของ ΔV_{BE} ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ ดีฟเฟอร์เรนเซียล จะต้องมีความสมพงษ์กันจึงจะทำให้ $\Delta V_{BE} = 0$ แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ทำได้ยาก ดังนั้น จึงทำให้มีเทอมที่สองเหลืออยู่ เมื่อพิจารณาแล้วพบ R_x และ R_y มีค่ามากกว่าค่า r_e ของทรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมากกว่า 1,000 เท่า เนื่องจากในวงจรมีกระแสไหล น้อย ดังนั้น ค่า r_e จึงมีค่าน้อยมาก โดยปกติแล้ว ในการออกแบบวงจรยอมให้เกิดการ ไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น แต่พยายามลดลงให้เหลือน้อยกว่า 0.005% จากฟูลสเกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงปัญหาการเกิดออฟเซตขึ้นตามจุดต่าง ๆ ในวงจร และวิธีที่ลคออฟเซตที่เกิดขึ้นให้น้อยลงในการทดลองตามวงจรในรูปที่ 3.5 ได้ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ LM 394 ซึ่งมีความสมพงษ์ระหว่างคู่มาก จากการทดลองเมื่อได้ทำการปรับออฟเซตแล้ว วงจรมีคุณสมบัติดังนี้ คือ

- ออฟเซตของวงจร ให้ $V_x = 15 \text{ V}_{p-p}$ ที่ความถี่ 50 Hz และให้ $V_y = 0$ มีออฟเซตเกิดขึ้น 20 mV_{p-p}

- ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร $\pm 0.1 \%$
- อินพุทอิมพีแดนซ์ $100 \text{ k}\Omega$
- ความผิดพลาดของวงจรมีน้อยกว่า 0.1%
- ความถี่สูงสุดที่ใช้งานได้ 10 MHz

ในการนำไปใช้งานเพื่อสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมจำนวนหลายเครื่อง จะมีปัญหาเกิดขึ้นในการผลิตคือ

- 1) การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ให้มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการทำได้ยาก
- 2) การปรับออฟเซตในวงจร จะกระทำได้เข้ามา
- 3) ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากอุณหภูมิ
- 4) ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร
- 5) สิ่งรบกวนจากภายนอกในกรณีที่ดินของวงจรไม่ดี
- 6) ใช้อุปกรณ์มาก ทำให้เปลืองพื้นที่มาก และจะทำให้มีจุดบกพร่องในวงจรเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมมาก

ดังนั้น ในทางปฏิบัติ เพื่อลดปัญหาในการทำงานให้น้อยลง ได้ทดลองใช้วงจรคุณสมบัติที่ทำเป็นไอซีสำเร็จ เบอร์ ADD 533 ซึ่งมีความสมบัติตามรายละเอียดในภาคผนวกที่ 4 ถึงแม้ว่าคุณสมบัติบางอย่างจะสู้ที่ต่อเป็นวงจรทรานซิสเตอร์ไม่ได้

แต่ให้ความสะดวกในการทำงานมาก และมีคุณภาพสม่ำเสมอ สามารถลดพื้นที่ลงได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้ามากกว่า 10 เท่า และราคาถูกกว่าที่จะใช้ทรานซิสเตอร์ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

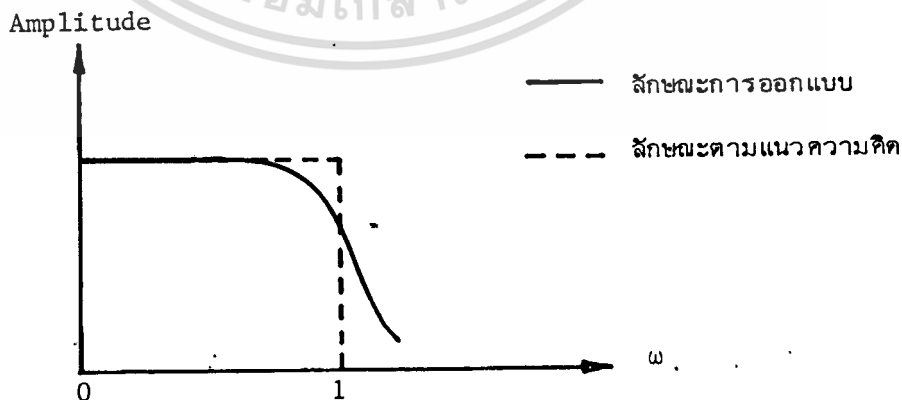
วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน

4.1 บทนำ

วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านเป็นส่วนหนึ่งของชุดกำเนิดสัญญาณให้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณ ซึ่งนับได้ว่าเป็นมีความสำคัญในการกำหนดค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของ เครื่องวิเคราะห์สัญญาณชนิดนี้ การออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านนี้จะคำนึงถึงความราบเรียบของขนาดสัญญาณที่ออกจากวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน และระยะหน่วงสัญญาณของวงจรซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการทำงานของ เครื่องวิเคราะห์สัญญาณชนิดนี้

4.2 การออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านในทางทฤษฎี

วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านที่ออกแบบใช้กับ เครื่องวิเคราะห์สัญญาณแบบนี้ จะต้องมีลักษณะขนาดของสัญญาณออกราบเรียบตามรูปที่ 4.1



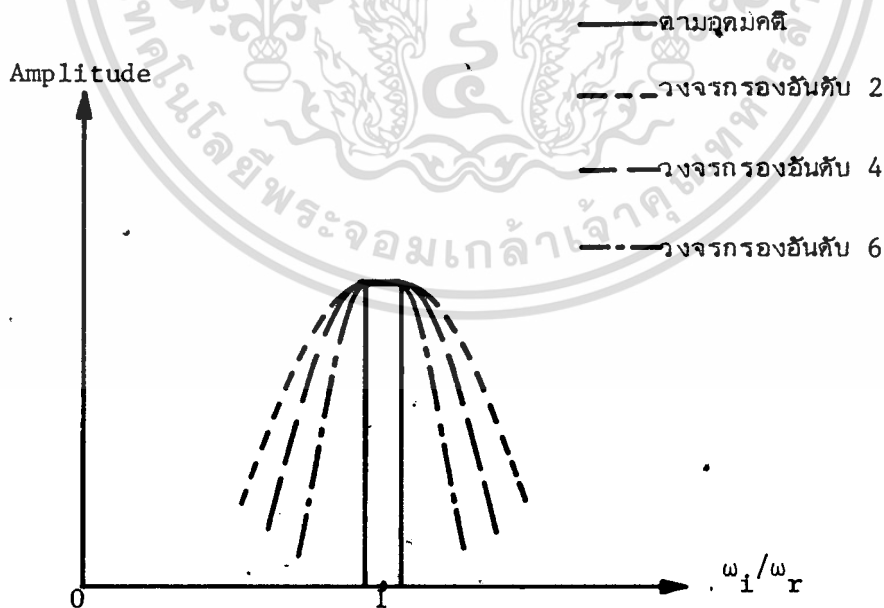
รูปที่ 4.1 การออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุผลที่ออกแบบให้มีขนาดของสัญญาณออกกราบ เรียบนี้จากหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น วงจรที่มีความสูงที่สุดของสัญญาณจะทำงานแสดงค่าสูงสุดของสัญญาณที่รับมาจากวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านนี้ โดยมีค่าสูงสุดเพียงค่าเดียว เมื่อ $\omega_r \approx \omega_i$ ในการเลือกวงจรกรอง เราเลือกใช้วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท ซึ่งมีความสมบัติตามที่เรากำลังต้องการดังนี้ คือ

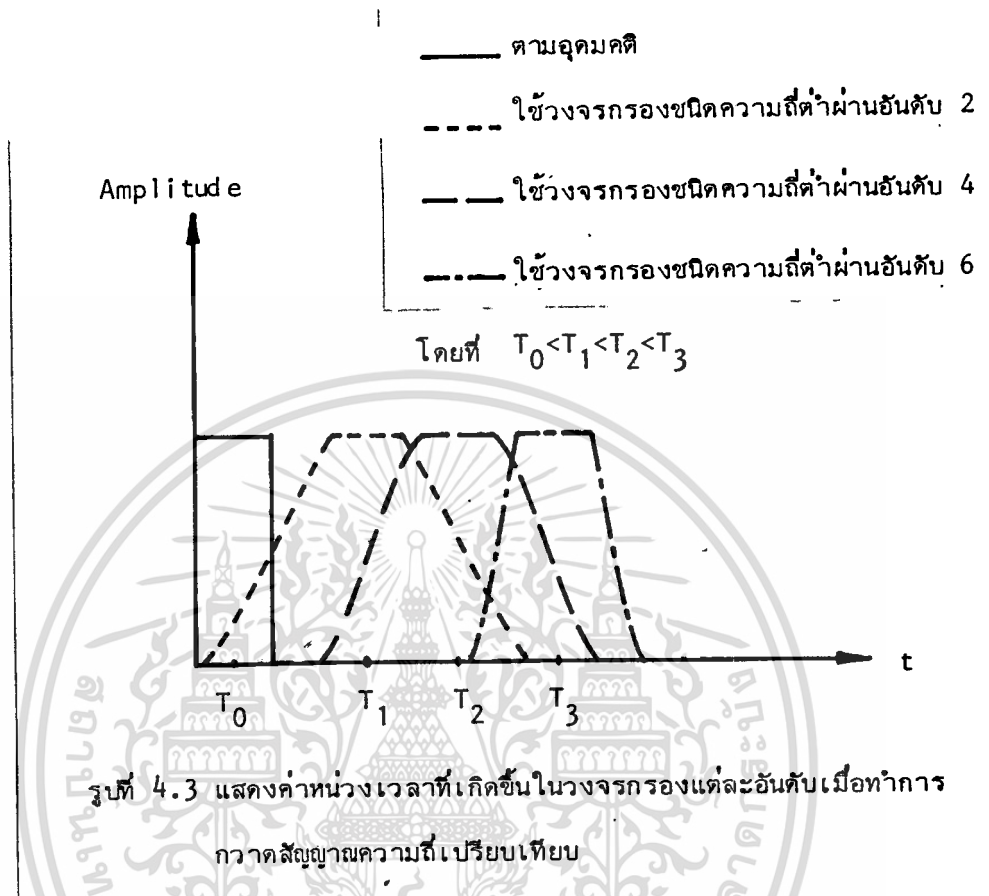
- มีขนาดของสัญญาณออกกราบ เรียบ
- ออกแบบให้มีค่า Q สูงพอสมควรได้
- มีสัญญาณอินเฟสกัน

สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงรองลงมา คือ ค่าหน่วยเวลาของวงจร ถ้าต้องการให้มีค่าหน่วยเวลาน้อย วงจรกรองที่ใช้จะต้องมีอันดับน้อย ซึ่งจะทำให้มีค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับที่อ่านได้ของเครื่องวิเคราะห์สัญญาณกว้าง พิจารณาได้ตามรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 แสดงค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับที่อ่านได้ของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม เทียบกับจำนวนอันดับของวงจรกรองที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงค่าหน่วยเวลาที่เกิดขึ้นในวงจรกรองแต่ละอันดับเมื่อทำการกวาดสัญญาณความถี่เปรียบเทียบ

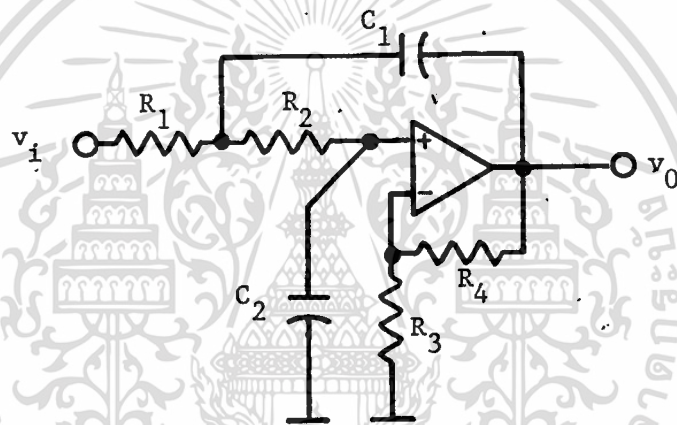
ในรูปที่ 4.3 จะพิจารณาได้ว่า จำนวนอันดับของวงจรกรองมาก จะทำให้มีค่าหน่วยเวลามาก ซึ่ง เมื่อทำการกวาดสัญญาณความถี่เปรียบเทียบจะต้องทำการกวาดสัญญาณความถี่เปรียบเทียบช้ามาก ๆ และจะต้องมีการชดเชยเวลาที่เสียไปเนื่องจากการหน่วงเวลาของวงจรกรองจึงจะทำให้ค่าที่อ่านได้มีความผิดพลาดน้อย

ในการออกแบบวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านชั้นใช้งานในครั้งนี ได้เลือกออกแบบโดยใช้โอปแอมป์ ซึ่งมีวัตถุประสงค์ คือ

- ใช้งานในย่านความถี่ต่ำได้
- มีขนาดเล็กและอุปกรณ์หาได้ง่าย
- มีอัตราการขยายสูง เพียงพอกับความต้องการได้
- สะดวกมากในการออกแบบ
- มีราคาถูกพอสมควร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกออกแบบวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำที่ใช้ใช้งาน เราใช้แบบแอปทีป
ฟิลเตอร์ที่ใช้โอปแอม ซึ่งง่ายต่อการต่อและออกแบบมาก ตามรูป เป็นวงจรกรองชนิด
ความถี่ต่ำผ่านมีอันดับที่ 2 ที่ใช้โอปแอมตัวเดียว โดยใช้ LF 351 ในการออกแบบ



รูปที่ 4.4 วงจร Second Order Low Pass Butterworth Filter

ลักษณะของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านที่มีอันดับ 2
จะอยู่ในลักษณะ

$$V_0(s)/V_i(s) = K/(s^2 + as + b) \quad \dots(4.1)$$

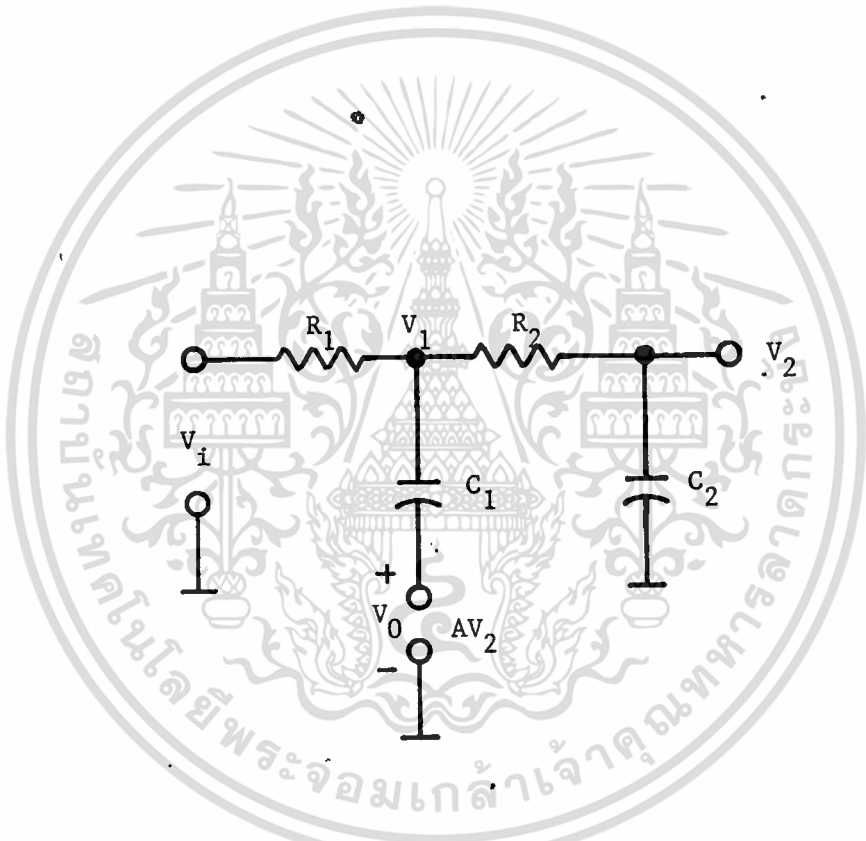
โดยที่ k = ค่าคงที่
 a, b = ค่าคงที่ในการเลือกออกแบบชนิดของวงจรกรอง

ถ้าให้ $H(s) = V_0(s)/V_i(s)$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

จากสมการ (4.2) นี้ ความสัมพันธ์ระหว่าง $|H(j\omega)|$ เทียบกับความถี่ จะดูได้จากรูปที่ 4.1 ข้างต้น ในการออกแบบให้เป็นวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านแบบ บัตเตอร์เวิร์ทนี้ จะต้องให้ขนาดของสัญญาณมีลักษณะ

$$|H(j\omega)| = k / \sqrt{1+(\omega/\omega_c)^{2n}} \dots (4.3)$$

จากรูปที่ 4.4 เราสามารถเขียนวงจรที่เทียบได้ตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรที่เทียบของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2

จากรูปที่ 4.5 หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้

$$V_0(s)/V_i(s) = (1+R_4/R_3) / \{ s^2 + \{1/R_2C_1\}s + \{1/R_1C_1\} \}$$

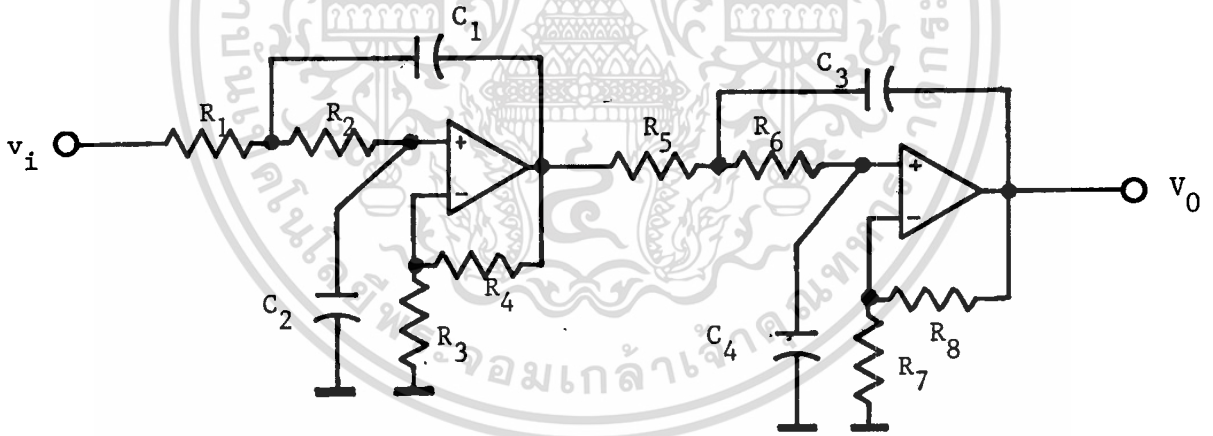
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา $+(R_4/R_2R_3C_2) \{s+1/R_1C_1R_2C_2\} \dots (4.4)$ นำไปใช้

โดยที่อัตราขยายของวงจรมีค่า

$$A = 1 + R_4/R_3 \quad \dots(4.5)$$

$$A = \text{อัตราขยายของวงจร}$$

ในการออกแบบวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านที่ใช้งาน ได้ออกแบบเป็น วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยการใช้วงจรกรองที่มีอันดับ 2 สองวงจรมา ต่อเรียงกัน ตามรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 วงจร Fourth Order Low Pass Butterworth Filter

การเลือกใช้ค่า R และ C ต่าง ๆ ในวงจรนั้น ทำการออกแบบโดยใช้ตารางที่มีอยู่แล้ว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรก็โดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านทางปฏิบัติ

การออกแบบในทางทฤษฎีนั้น จะเห็นว่าไม่มีปัญหาอะไร สามารถคำนวณหา ค่าออกมาได้ แต่เมื่อนำมาต่อเป็นวงจรแล้ว จะมีปัญหาเกิดขึ้น ซึ่งพอจะสรุปได้ เช่น

4.3.1 เกิดการโหลดกับสัญญาณขาเข้า เนื่องจากการออกแบบไม่ได้คำนึง ถึงอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจร โดยเฉพาะการเลือกค่า R_1 และ C_1 ในรูปที่ 4.4 ที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่า เมื่อเลือกค่า R_1 มีค่าน้อยกว่า $20k \Omega$ และค่า C มีขนาดใหญ่จะทำให้มี อินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำ จะทำการโหลดสัญญาณอินพุท ซึ่งจะต้องทำการใส่บัฟเฟอร์สัญญาณอินพุท อีกทีจึงจะทำให้วงจรทำงานได้ดี

4.3.2 เกิดการออสซิลเลชัน เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่า วงจรที่ใช้จะมีส่วนที่เป็นสัญญาณป้อนกลับแบบเพิ่มกำลัง ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความถี่คัทออฟ และส่วนที่เป็นสัญญาณป้อนกลับแบบลดกำลัง จะเป็นตัวกำหนดอัตราการขยายของวงจร ดังนั้น ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงการป้อนกลับของสัญญาณ (Feedback) ทั้งสองให้มีค่าใกล้เคียงกัน ถ้าส่วนใดส่วนหนึ่งมีการป้อนกลับมากเกินไปจะทำให้เกิดการออสซิลเลชันใน วงจรได้

4.3.3 เกิดสิ่งรบกวนจากภายนอกเข้ามา จากรูปที่ 4.4 R_3 และ R_4 ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดอัตราการขยายของวงจร โดยมี R_4 เป็นตัวป้อนกลับสัญญาณ ค่า R_4 ที่เลือกใช้ไม่ควรจะมีค่าเกิน $1 M \Omega$ เพราะจะทำให้มีสิ่งรบกวนจากภายนอกเข้ามาได้

4.3.4 เกิดความผิดพลาดจากทฤษฎีมาก เช่น อัตราการขยายของวงจร ความถี่คัทออฟ และค่า Q ของวงจรซึ่งสาเหตุนี้ จะเกิดขึ้น เมื่อเลือกออปแอมมาใช้ไม่เหมาะสมกับสิ่งที่ต้องการซึ่งจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงพอ มิฉะนั้นจะทำให้การออกแบบผิดพลาด เนื่องจากทางทฤษฎีเรากำหนดว่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอมเท่ากับ ∞

- อัตราการขยายสูงพอกับความถี่คัทออฟ

- ผลคูณระหว่างค่าขยายและแบนวิด

- มีผลตอบสนองต่อความถี่ดี

จากคุณสมบัติข้างบนในการเลือกออปแอมมาใช้จะทำให้การออกแบบได้ตาม

วัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ เนื่องจากทุกครั้งที่ออกแบบจะต้องมีวัตถุประสงค์ เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยัดหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

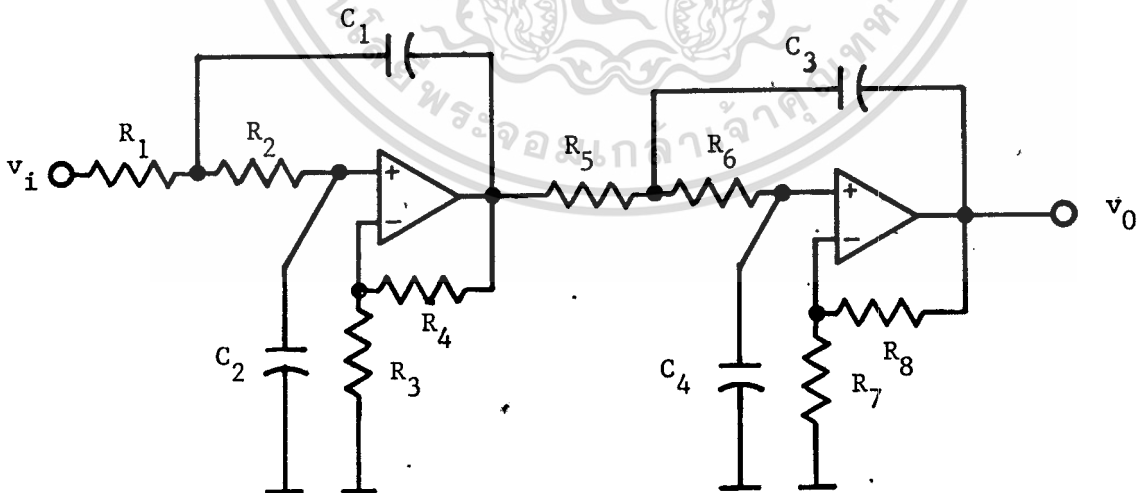
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจร
- อัตราการขยายของวงจร
- อัตราการลดทอนสัญญาณ
- จำนวนอันดับของวงจรรอง

4.3.5 ผลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร จะเห็นว่าสิ่งที่จะต้องระมัดระวังมาก คือตัวเก็บประจุที่จะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิมาก เมื่อทำการเลือกใช้ไม่ถูกต้อง ควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีความเปลี่ยนแปลงจากอุณหภูมิต่ำกว่า เช่น พวกเซรามิก หรือ โพลิสไตร์ลีนซ์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่า $0.001\%/^{\circ}\text{C}$

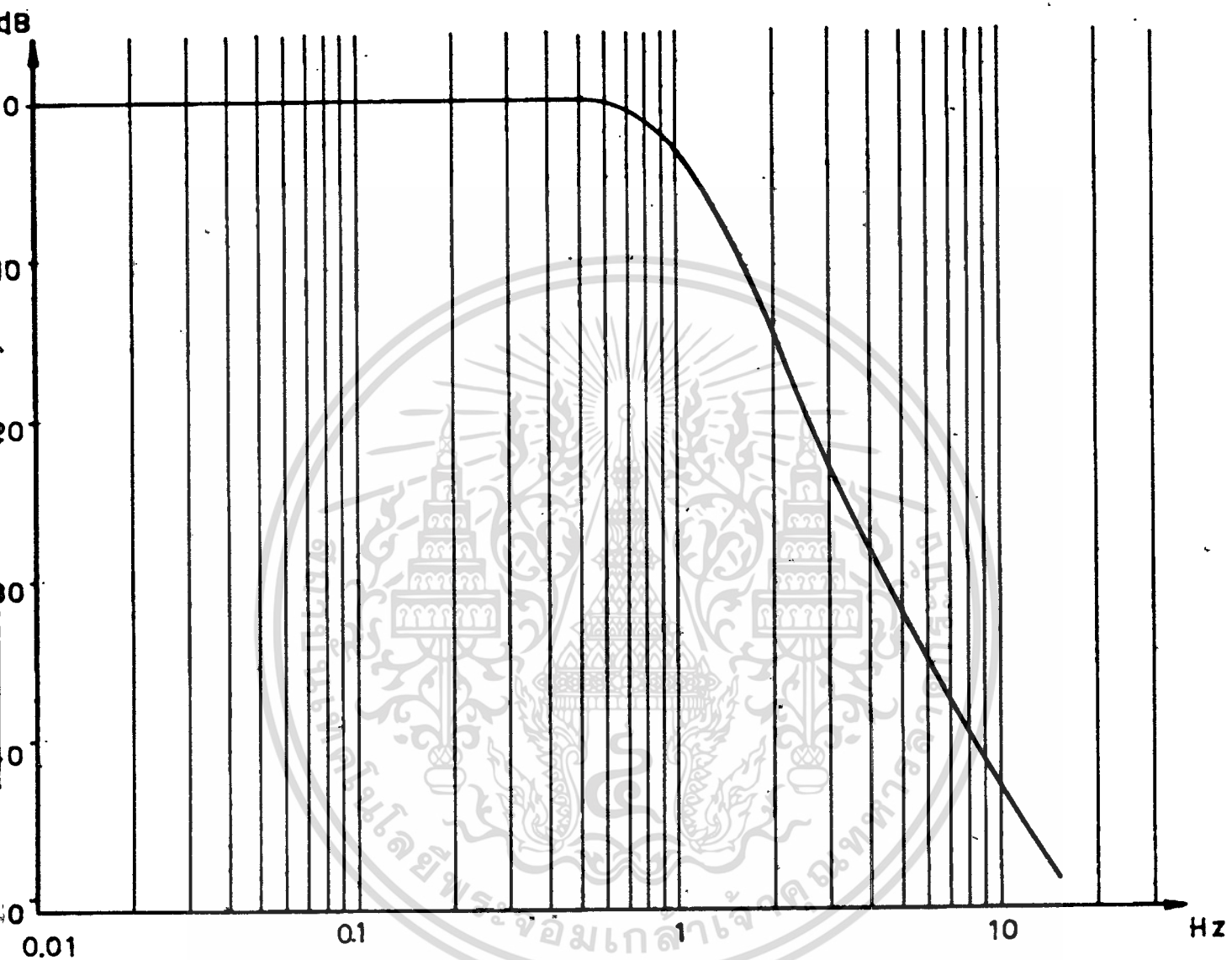
4.4 ผลการทดลอง

การทดลองใช้วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4 โดยใช้ LF 351 ซึ่งเป็น JFET Operational Amplifier มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นแบบ เซรามิก ซึ่งออกแบบแล้วได้ค่าต่าง ๆ ตามรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 เป็นวงจร Fourth Order Low Pass Butterworth Filter ที่ใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$R1 = 200 \text{ K}\Omega$$

$$R5 = 91 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = 120 \text{ K}\Omega$$

$$R6 = 189 \text{ K}\Omega$$

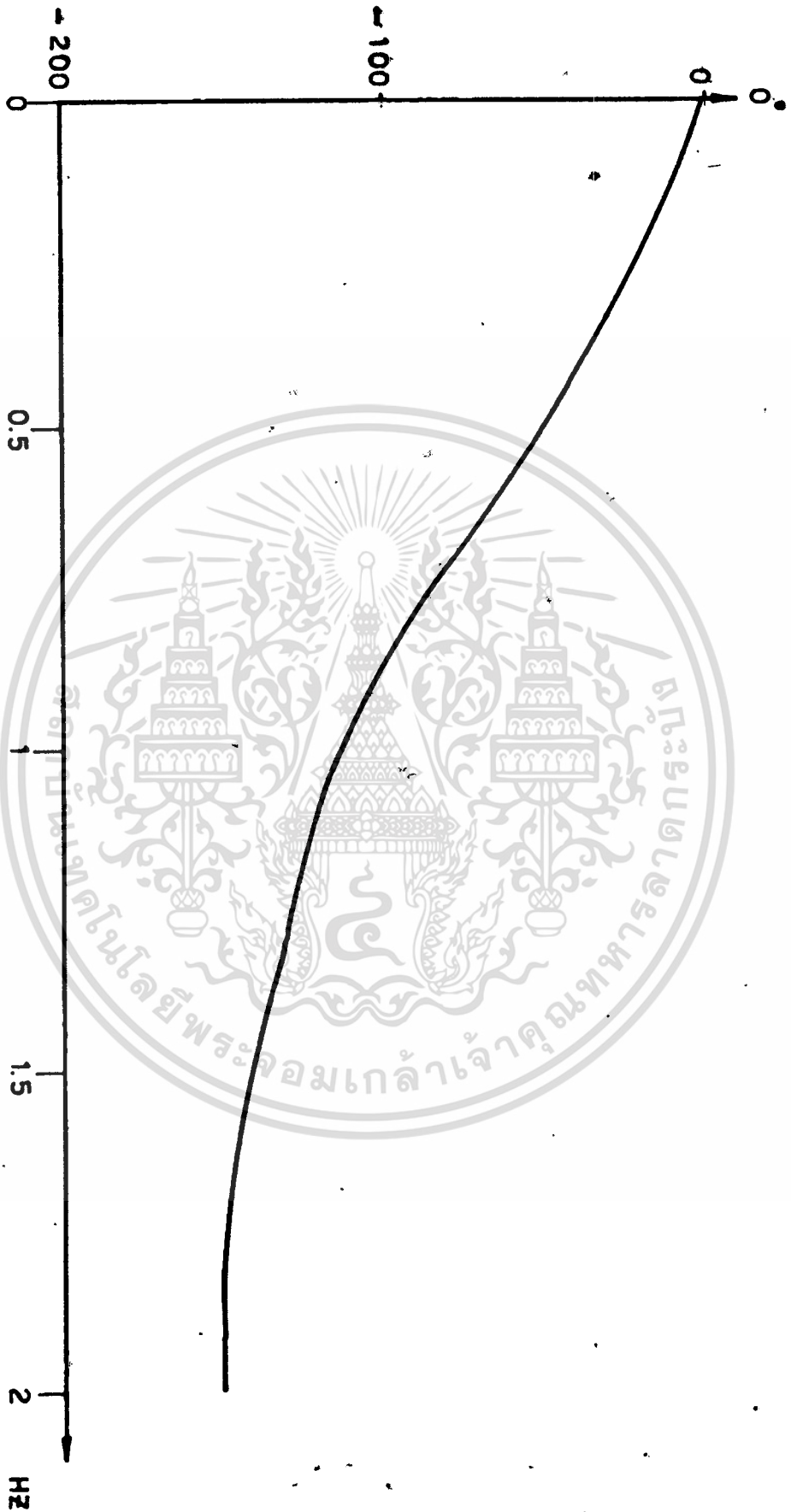
$$R3, R4 = 560 \text{ K}\Omega$$

$$R7, R8 = 560 \text{ K}\Omega$$

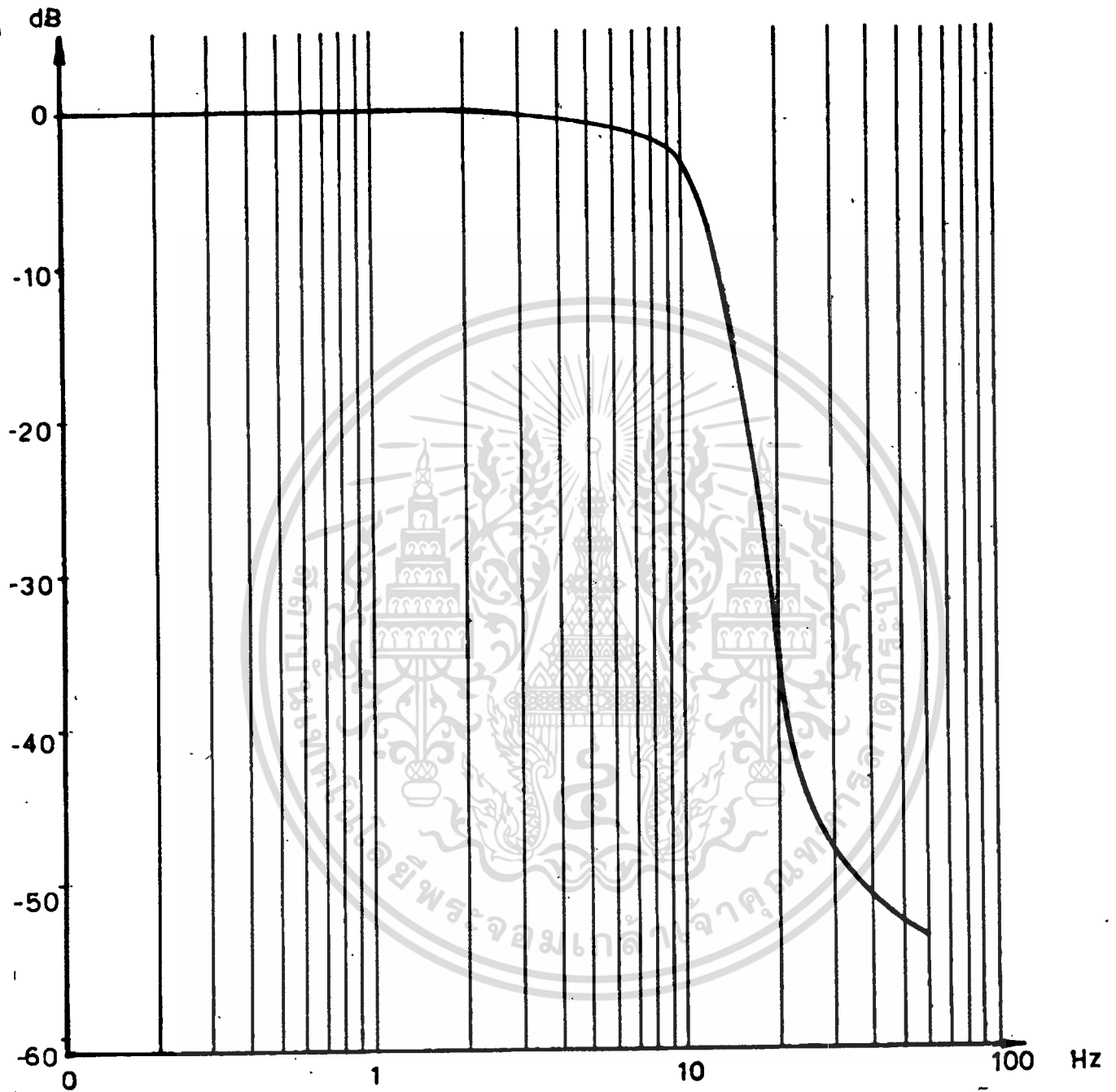
$$C1 = C2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองของขนาดเทียบกับความถี่ของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คutoff 1 Hz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 4.9 ผลตอบสนองของเฟสเทียบกับความถี่ของวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คutoff 1 Hz
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$R1 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R5 = 8.2 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = 7.5 \text{ K}\Omega$$

$$R6 = 30 \text{ K}\Omega$$

$$R3, R4 = 65 \text{ K}\Omega$$

$$R7, R8 = 75 \text{ K}\Omega$$

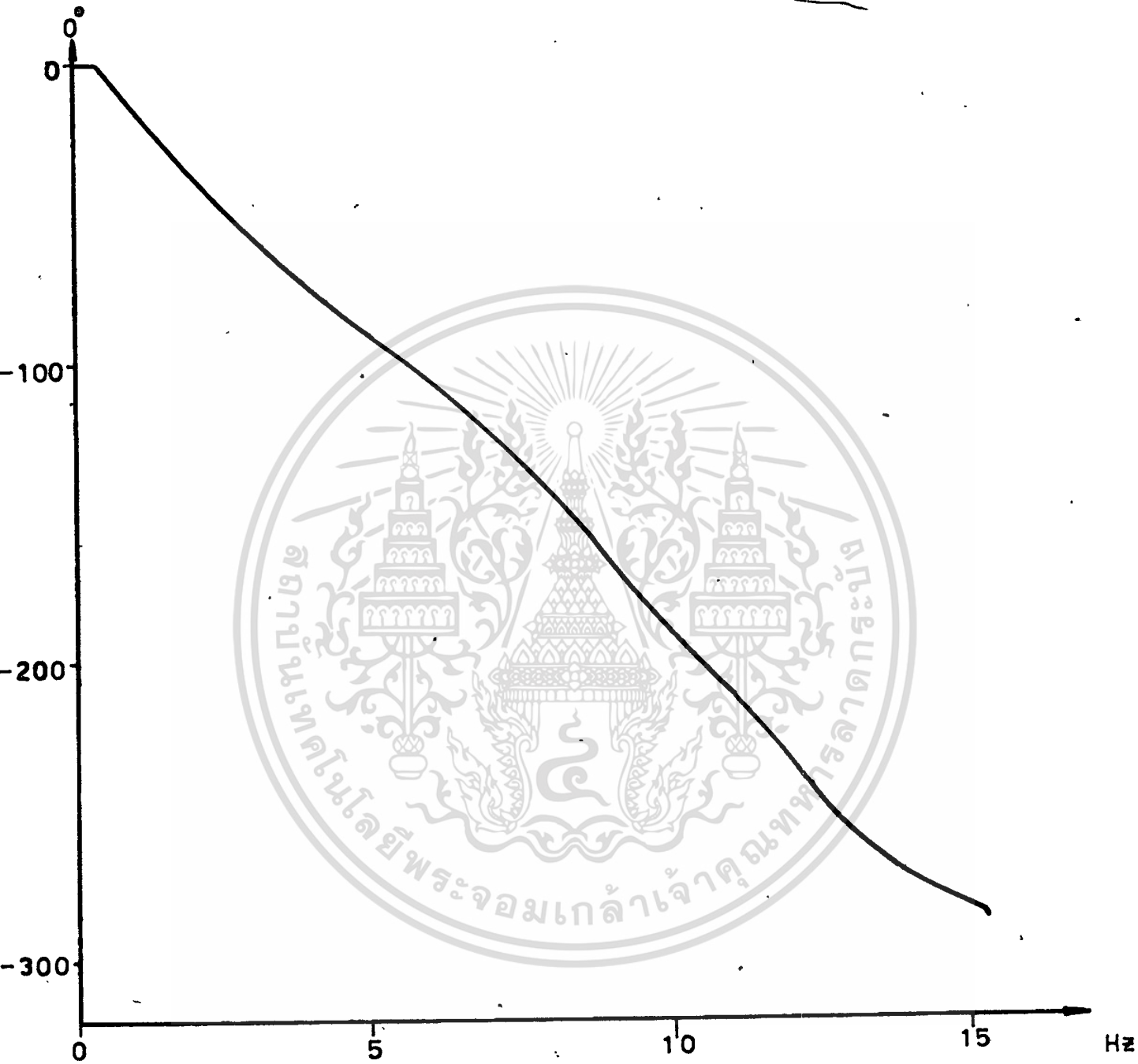
$$C1 = C2 = 1 \mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 1 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

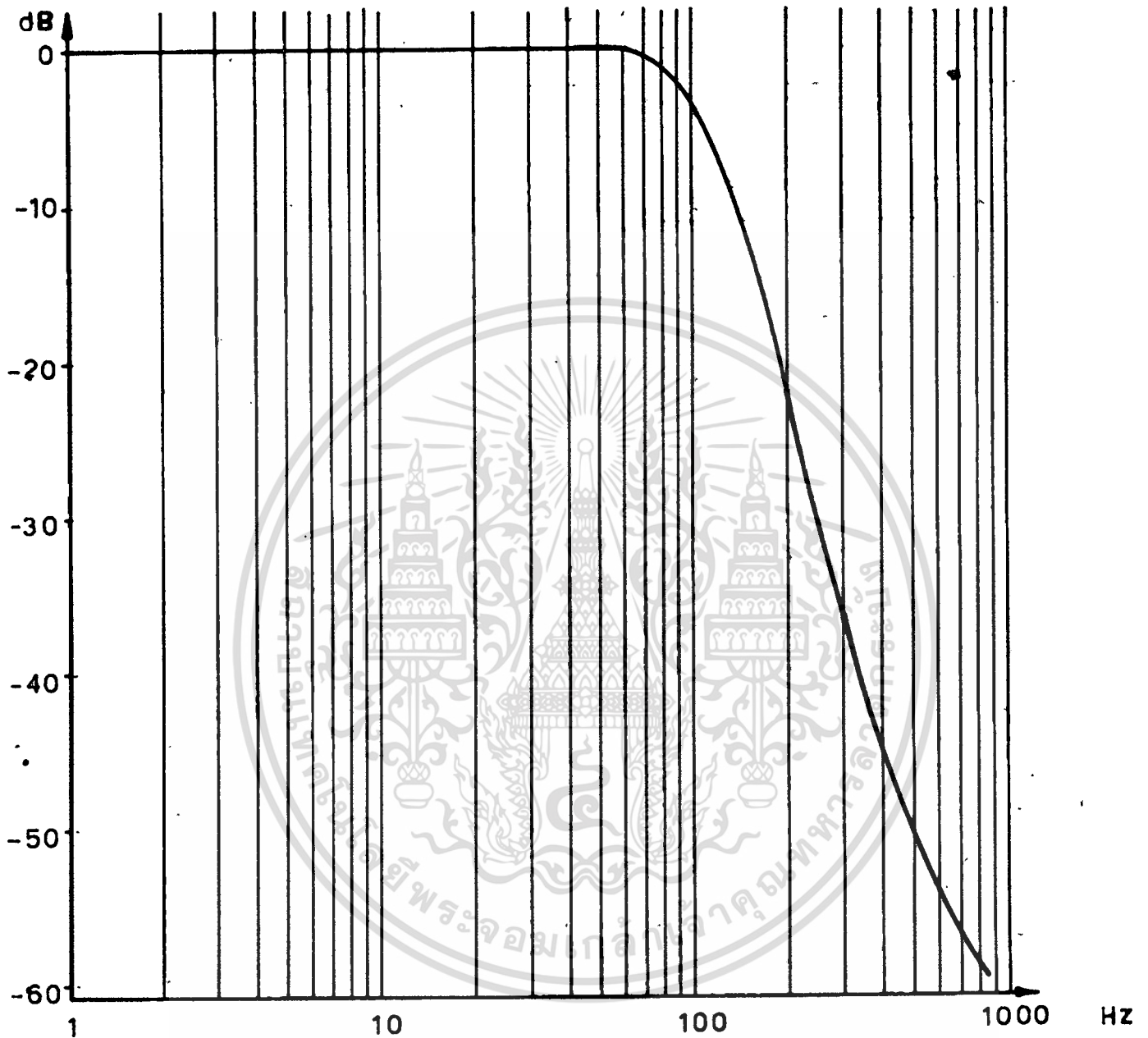
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเนื้อหาผ่านซึ่งมีความถี่คือ 10 Hz

รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของขนาด เทียบกับความถี่ของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คัตออฟ 10 Hz



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองของเฟสเทียบกับความถี่ ของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คัตออฟ 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$R1 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R5 = 8.2 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = 15 \text{ K}\Omega$$

$$R6 = 30 \text{ K}\Omega$$

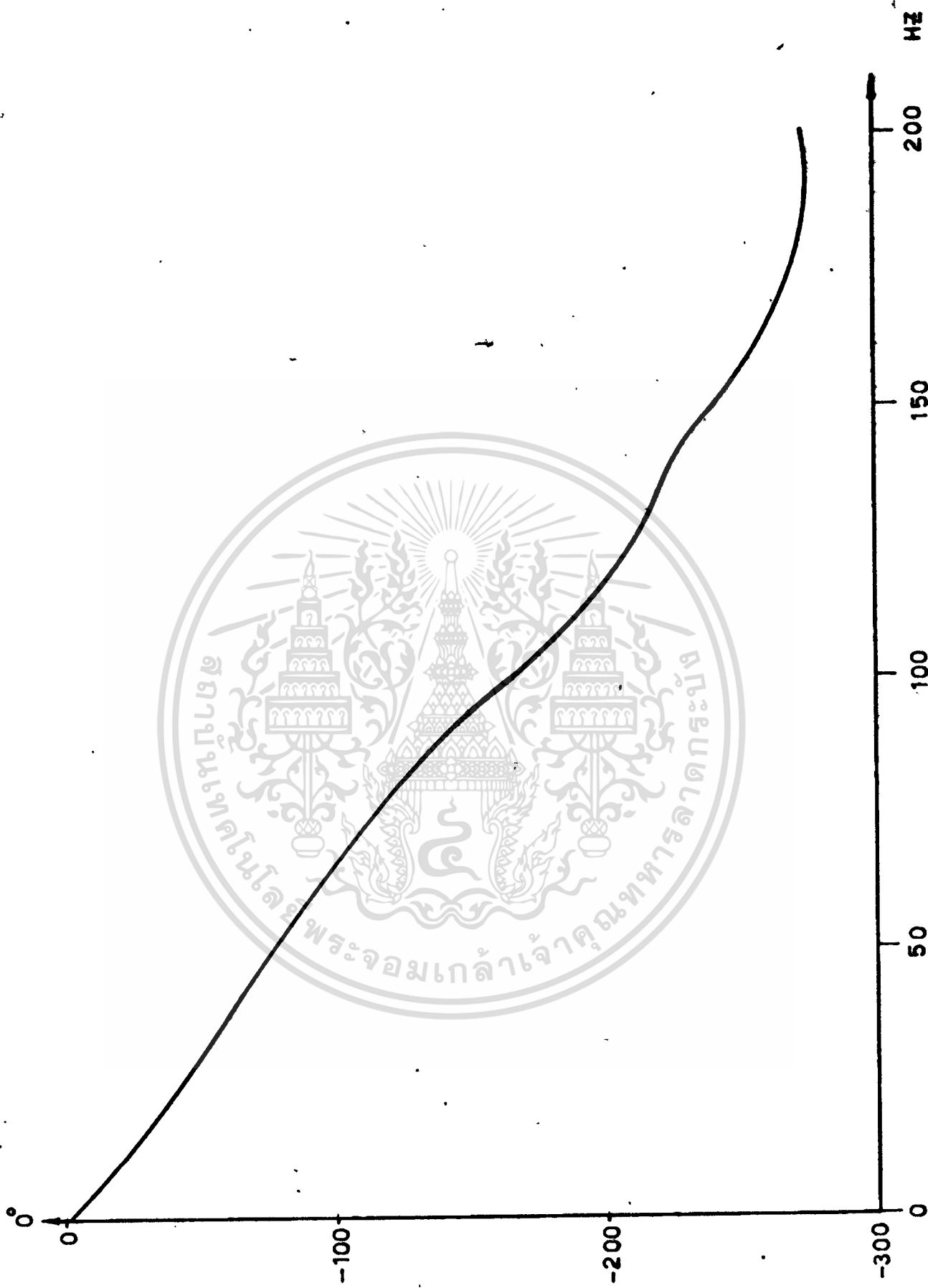
$$R3, R4 = 68 \text{ K}\Omega$$

$$R7, R8 = 75 \text{ K}\Omega$$

$$C1 = C2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C3 = C4 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองของขนาด เทียบกับความถี่ ของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คัตออฟ 100 Hz
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองของเฟสเทียบกับความถี่ ของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่คัตออฟ 100 Hz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สรุป

ในการออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านชั้นใช้งานนั้น ในการออกแบบและทดลองมีความคลาดเคลื่อนของความถี่คัทออฟเล็กน้อย ซึ่งปัญหาเกิดจากการเลือกค่า R และ C ไม่ได้ถูกต้องกับความต้องการ แต่ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้มีผลน้อยมากกับการออกแบบเครื่องวีเคราะห์สเปกตรัม เนื่องจากจะทำให้ค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่อง (Resolution) ผิดพลาดเพียงเล็กน้อย สิ่งที่ต้องพิจารณาจะช่วยให้เครื่องวีเคราะห์สเปกตรัมทำงานได้ดี คือ จะต้องออกแบบวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านให้มีขนาดราบเรียบ และมีอัตราการผลิตทอนสัญญาณสูง ซึ่งดูได้จากหนังสืออ้างอิง (5)

บทที่ 5

วงจรถักความสูงสุดของสัญญาณ (Peak Detector)

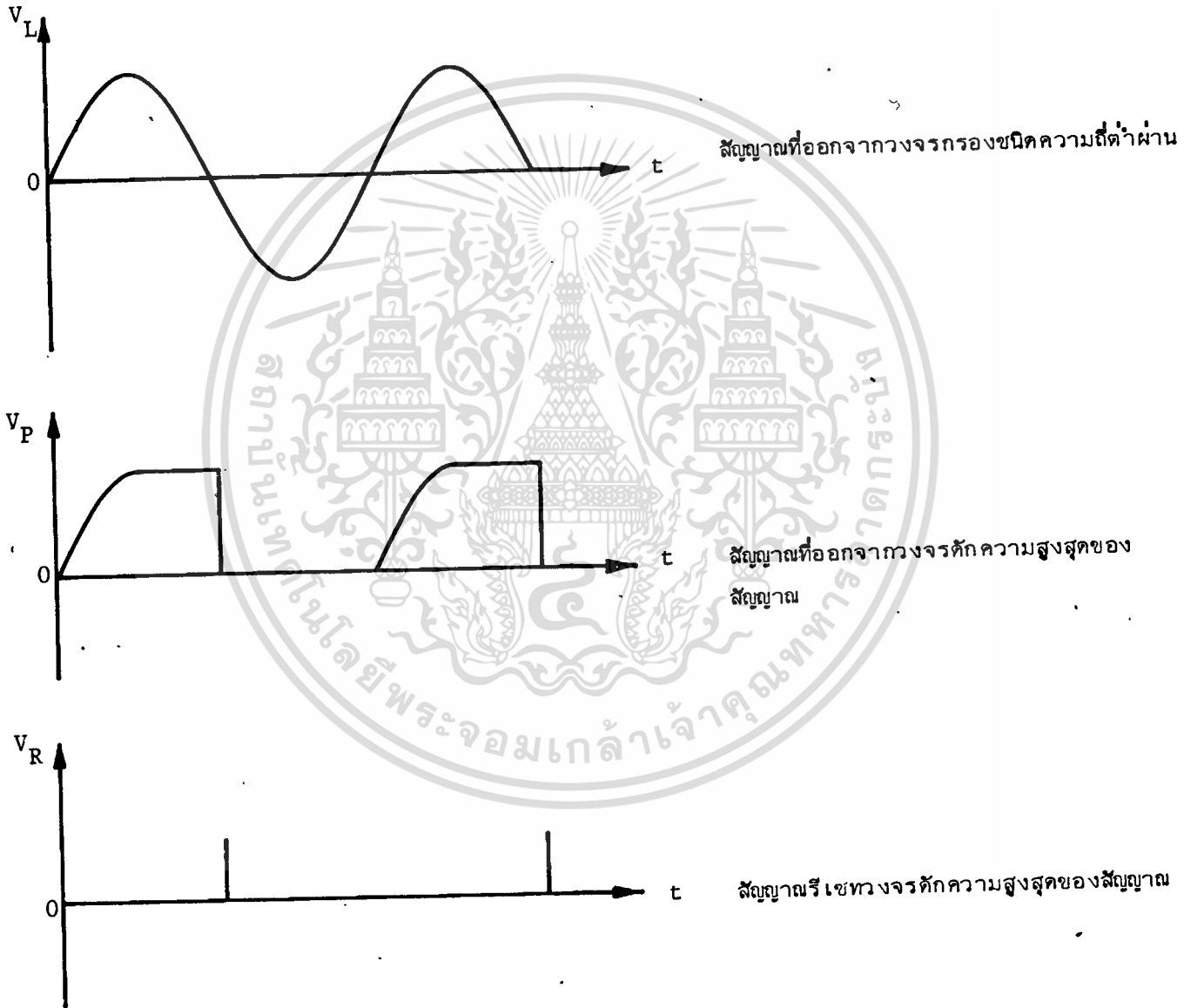
5.1 บทนำ

วงจรถักความสูงสุดของสัญญาณนับได้ว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญรองลงมา จากวงจรถวลสัญญาณ เนื่องจากในการดูขนาดของสเปกตรัม ให้ความถูกต้องมากนั้น จำเป็นต้องใช้วงจรถักความสูงสุดของสัญญาณที่มีประสิทธิภาพดีพอสมควร จึงจะสามารถ แสดงค่าได้ใกล้เคียงกับขนาดของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดย ขนาดสูงสุดของสัญญาณคลื่นรูปซายน์จะเป็นตัวบอกระดับขนาดของสเปกตรัมที่ความถี่นั้น ซึ่ง มีการทำงานตามรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงลำดับการทำงานของ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านนั้นจะเป็นคลื่นรูปซายน์ที่มีความถี่แล้วแต่จะถูกกำหนดโดยวงจรรอง ในการออกแบบจะให้วงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่านมีความถี่ที่ต่อพ่วงได้มากที่สุด 100 Hz ดังนั้น สัญญาณคลื่นรูปซายน์จะออกจากวงจรรองที่มีความถี่ไม่เกิน 1 kHz ซึ่งจะมีลำดับการทำงานดังรูปที่ 5.2

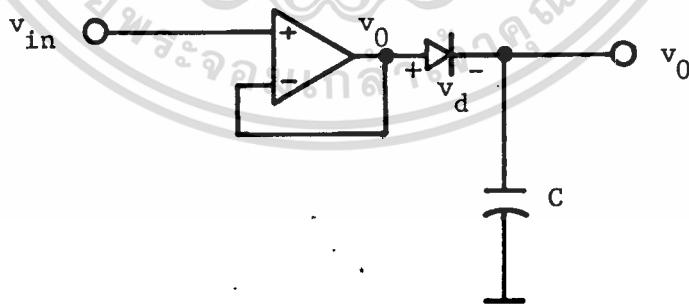


รูปที่ 5.2 แสดงลำดับการทำงานของวงจรตัดความสูงสุดของสัญญาณ

5.2 การทำงานของวงจรถัก

การทำงานของวงจรถักความสูงสุดของสัญญาณนี้ โดยทั่วไปจะใช้หลักการ สะสมประจุที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า โดยการสะสมประจุจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อสัญญาณที่เข้ามา นั้น กำลังมีความชัน (Slope) ของการเปลี่ยนแปลงมีค่าเป็นบวกเท่านั้น และการสะสม ประจุที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้าสูงสุดจะมีค่าสูงสุดเท่ากับความสูงสุดของสัญญาณที่เข้ามา ดังวงจรถักความสูงสุดของสัญญาณในรูปที่ 5.3 ซึ่งเป็นวงจรถักขึ้นพื้นฐานตามแนวความคิด และเมื่อ สัญญาณที่เข้ามานั้นกำลังมีความชันเป็นลบ ค่าศักดาที่ตัวเก็บประจุเก็บไว้นั้น จะมีค่ามากกว่า V_0' ทำให้ไดโอด D_1 ถูกไบอัสย้อนกลับ ค่าศักดาที่ตัวเก็บประจุจะไม่สามารถคายประจุ (Discharge) ออกได้ ดังนั้น ค่าศักดาที่ตัวเก็บประจุจะคงที่ตลอดไป คุณสมบัติที่วงจรถักความสูงสุดของสัญญาณควรมี คือ

- 5.2.1 ความเที่ยงตรงสูง
- 5.2.2 มีการทรานซ์เฟอเรนซ์น้อย
- 5.2.3 มีความรวดเร็วในการทำงานดี
- 5.2.4 มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิเล็กน้อย



รูปที่ 5.3 วงจรถักความสูงสุดของสัญญาณตามแนวความคิด

พิจารณาจากวงจรถักในรูปที่ 5.3 จะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดของสัญญาณที่ทางออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_0 = V'_0 - V_d \quad \dots(5.1)$$

แต่วงจรขยายของออปแอมป์มีอัตราขยายเท่ากับ 1 จะได้

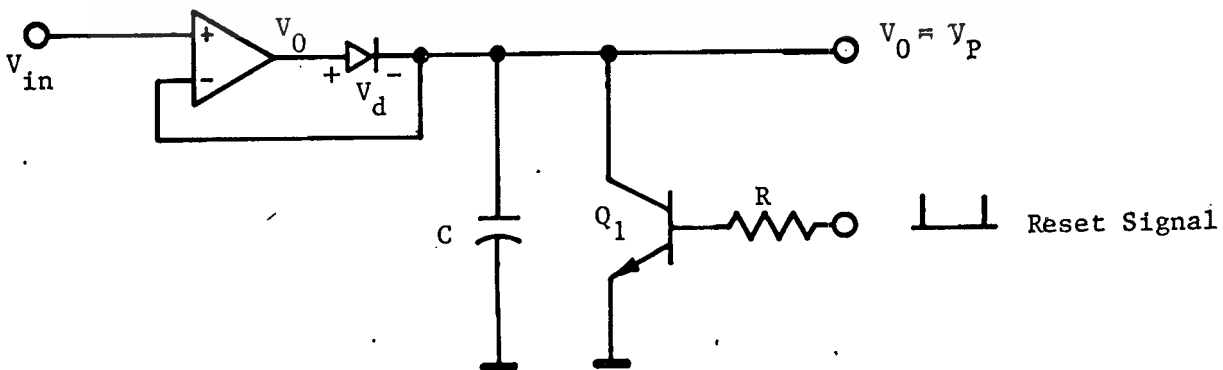
$$V_{in} = V'_0 \quad \dots(5.2)$$

จึงทำให้

$$V_0 = V_{in} - V_d \quad \dots(5.3)$$

จากสมการ (5.3) เห็นได้ว่า V_0 ที่วัดได้จะมีค่าผิดพลาดเท่ากับ V_d เสมอ ซึ่งเราอาจชดเชยค่าผิดพลาดที่ทางออกได้ แต่จะต้องเพิ่มอุปกรณ์ขึ้นอีกหลายชิ้น ทำให้สิ้นเปลือง

จากรูปที่ 5.3 ถ้าเราคิดแปลงใหม่ได้ตามรูปที่ 5.4 โดยให้ D_1 ต่ออยู่ข้างใน ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันแบบลatchingให้กับออปแอมป์ ในขณะที่ V_{in} มีค่าน้อย อัตราการขยายของออปแอมป์จะมีค่าสูงมากเนื่องจาก R_{on} ของไดโอด D_1 มีค่ามาก จึงส่งผลให้ V'_0 มีค่ามาก



รูปที่ 5.4 วงจรจัดการความสูงของสัญญาณที่มีการชดเชย

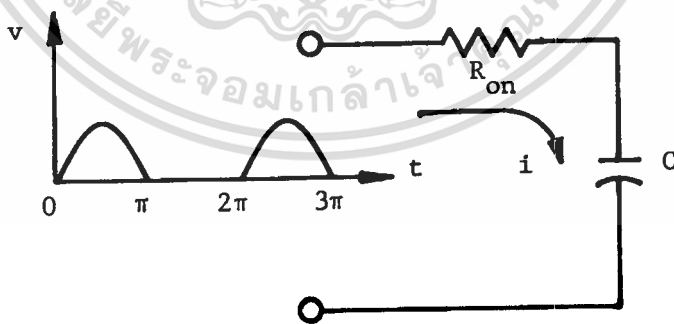
ในขณะเดียวกัน ทำให้กระแสที่ไหลเข้าสะสมในตัวเก็บประจุ C จะมีค่ามากทำให้มีความรวดเร็วในการทำงานของวงจรนี้ยิ่งไปกว่าวงจรในรูปที่ 5.3 และได้ค่า

$$V_0 = V_{in} \quad \dots(5.4)$$

จากรูปที่ 5.4 เราใช้ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็นตัวคายประจุให้กับตัวเก็บประจุ C ซึ่งทำงานเป็นลำดับขั้นตามรูปที่ 5.2 สัญญาณในการนำมารีเซต จะต้องเป็นพัลส์ที่กว้างพอที่จะทำให้ประจุที่เก็บอยู่ออกได้หมด มิฉะนั้นจะมีข้อผิดพลาดในการวัดความสูงที่สุดของสัญญาณในครั้งต่อไป

5.3 การเลือกตัวเก็บประจุ

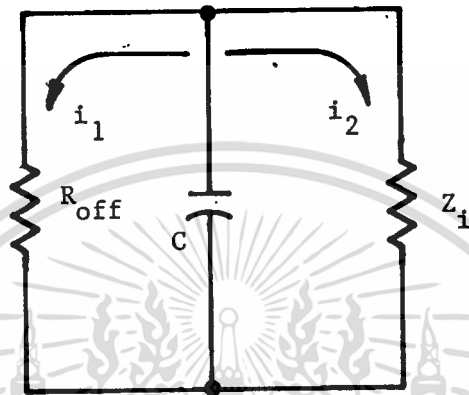
ในการเลือกตัวเก็บประจุมาใช้ในวงจรวัดความสูงที่สุดของสัญญาณนั้น ขึ้นอยู่กับความถี่ที่วงจรวัดความสูงที่สุดจะใช้งานและความผิดพลาดที่ยอมรับให้เกิดขึ้นในการวัดความสูงที่สุดของสัญญาณ ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5.4 เราสามารถเขียนวงจรที่เทียบได้ตามรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.5 แสดงการทำงานขณะที่ตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุ

R_{on} = ค่าความต้านทานเมื่อไดโอดคอนดัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงการทำงานขณะที่ตัวเก็บประจุทำการคายประจุ

R_{off} = ค่าความต้านทานเมื่อไดโอดไม่คอนดัก

Z_i = ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของออปแอม

พิจารณาตามรูปที่ 5.5 ขณะที่ตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุจะใช้เวลา T_1 ซึ่ง

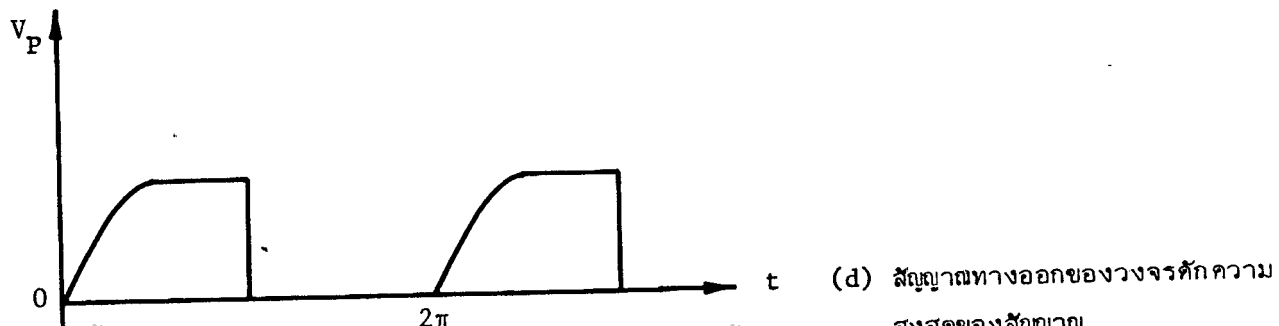
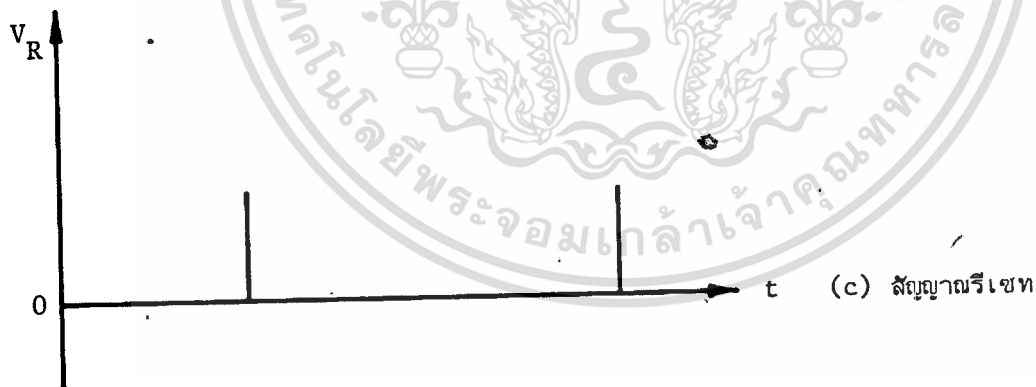
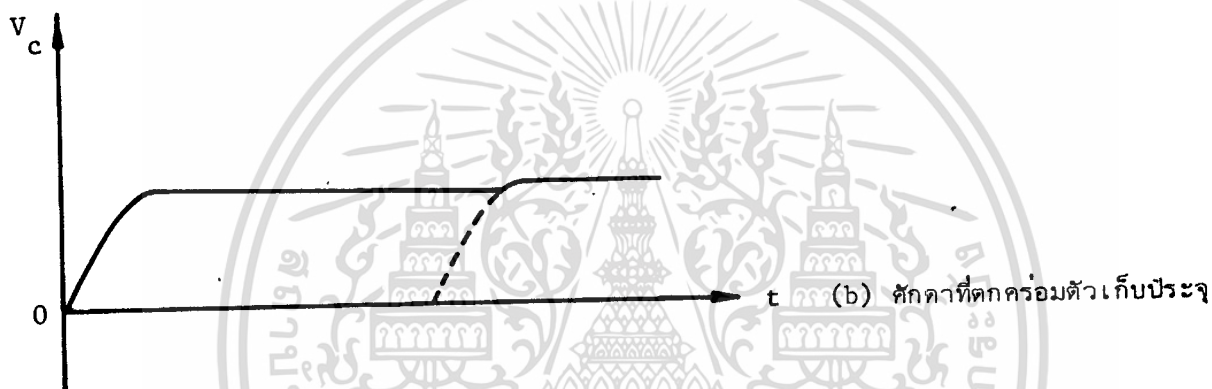
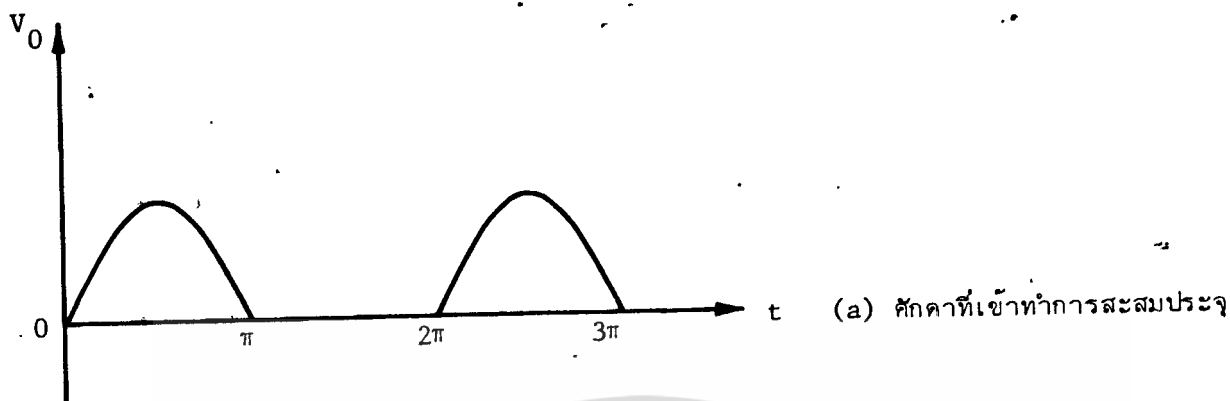
$$T_1 = R_{on} C \quad \dots(5.5)$$

และในรูปที่ 5.6 เมื่อตัวเก็บประจุทำการสะสมประจุได้สูงสุด ค่าศักดาอินพุทลดต่ำลงกว่า ศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ดังนั้น ตัวเก็บประจุจะคายประจุออก โดยมี R_{off} และ Z_i เป็นภาระซึ่งจะกินระยะเวลา T_2

$$T_2 = (R_{off} // Z_i) C \quad \dots(5.6)$$

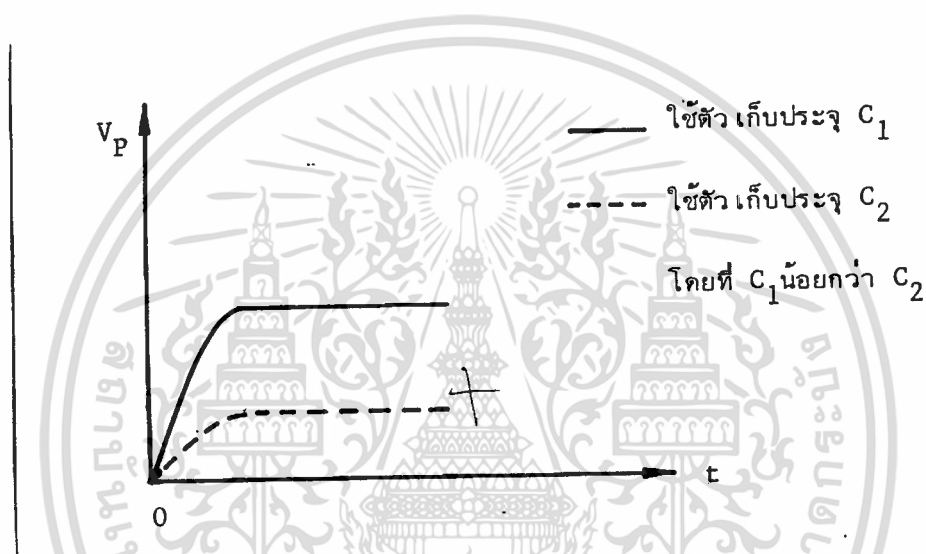
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 รูปที่ 5.7 ลำดับการทำงานของวงจรตีความสูงสุดของสัญญาณ

จากลำดับการทำงานตามรูปที่ 5.7 สิ่งที่ต้องพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูง โดยพิจารณาตามรูปที่ 5.7 แล้วในการเลือกค่า C จะต้องพิจารณาจาก T_1 เป็นสำคัญ เนื่องจากถ้าเลือกค่า C ไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการวัดความถี่สูงสุดของสัญญาณตามรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงสัปดาห์ที่คร่อมตัวเก็บประจุ เมื่อเลือกค่า C ที่ใช้ไม่เท่ากัน

ตามปกติแล้ว

$$R_{\text{off}} \gg R_{\text{on}} \quad \dots(5.7)$$

จึงทำให้

$$T_2 \gg T_1 \quad \dots(5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า R_{on} ของไดโอดจะมีค่า $\approx 10 \Omega$

ค่า R_{off} ของไดโอดจะมีค่า $> 10 M \Omega$

เพื่อให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดควร เลือก

$$T_1 = T_i/10 \quad \dots(5.9)$$

T_i = ระยะเวลาของสัญญาณอินพุตที่น้อยที่สุด

การออกแบบวงจรดึงความถี่สูงสุดของสัญญาณที่ออกจากวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านนี้ ความถี่ที่ออกแบบไว้จะมีค่าไม่เกิน 1 kHz ดังนั้น ค่า C ที่ควรเลือกใช้ควรเป็นพวกที่มีกระแสรั่วน้อยและเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ น้อยมาก เช่นพวก Polystyrense ในขณะที่เดียวกันในการพิจารณาเลือก Op Amp มาใช้กับงานนี้ควรเลือกให้มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- มีการขยายสัญญาณแบบไม่มีตัวป้อนกลับสูง
- มีอัตราสลับสูง
- มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง

สำหรับการเลือกไดโอดมาใช้งานนั้น จะต้องเลือกชนิดที่มี R_{off} สูง $> 10M \Omega$ และมี $R_{on} < 10 \Omega$ จึงจะทำให้วงจรที่ออกแบบมีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้น

5.4 สรุป

ในการออกแบบวงจรดึงความถี่สูงสุดของสัญญาณชนิดที่ไม่มี การชดเชยนี้ สิ่งที่จะทำให้วงจรทำงานได้ดี คือ การเลือกใช้โอปแอม และ เลือกตัวเก็บประจุที่มีคุณภาพดี โดยการเลือกใช้โอปแอมที่มีอัตราสลับสูง และมีการขยายสัญญาณแบบไม่มีตัวป้อนกลับสูง ตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น สำหรับการเลือกตัวเก็บประจุ จะต้องมีการกระแสรั่ว น้อยมาก ๆ และการเลือกใช้ค่าให้พอเหมาะกับความถี่ที่ใช้งานจะทำให้วงจรทำงานมีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ (Sample and Hold)

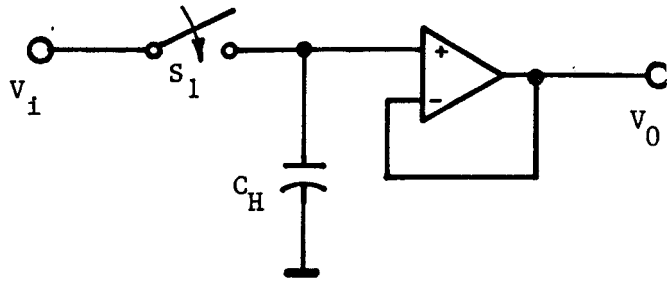
6.1 บทนำ

วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ (Sample and Hold) เป็นวงจรในส่วนสุดท้ายที่ใช้ในการแสดงผลลัพธ์ที่ออกมาของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมเป็นส่วนที่สำคัญเหมือนกับส่วนต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้ว การทำงานของวงจรใช้หลักการเดียวกับวงจรวัดความสูงสุดของสัญญาณในบทที่แล้ว คือการสะสมของประจุที่ตัวเก็บประจุ แล้วใช้ค่าศักดาที่คร่อมตัวเก็บประจุมาแสดงผล ต่างกับวงจรวัดความสูงสุดของสัญญาณที่การสะสมประจุเป็นไปโดยมีระยะเวลาจำกัด ช่วงเวลานี้จะสั้น ๆ ซึ่งเราเรียกว่าการเลือก (Sample) และประจุที่สะสมเข้ามาที่ตัวเก็บประจุนี้จะต้องรักษาค่าประจุที่เก็บไว้ให้นานที่สุดจนกว่าจะเปิดให้มีการสะสมหรือคายประจุในครั้งต่อไป ซึ่งวงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้ คือ

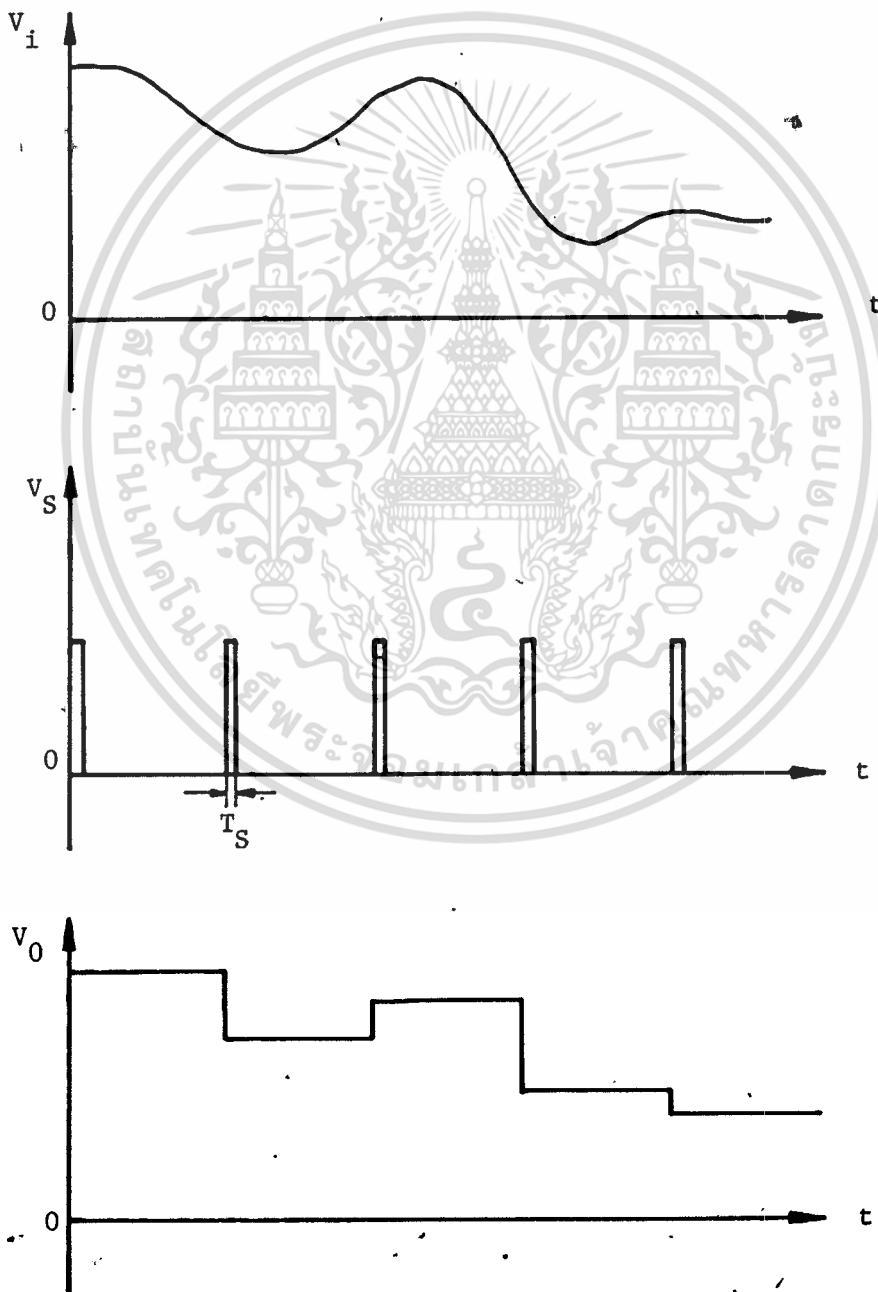
- 6.1.1 ความเที่ยงตรงสูง
- 6.1.2 ความรวดเร็วในการทำงานสูง
- 6.1.3 มีการทรานซ์น้อย

6.2 การทำงานของวงจรเบื้องต้น

การทำงานของเบื้องต้นของวงจรแสดงไว้ตามรูปที่ 6.1 S_1 จะปิด ทำหน้าที่เลือกสัญญาณที่ต้องการตามจุดต่าง ๆ เมื่อต้องการจะเลือกสวิต S_1 จะปิดเป็นช่วงเวลา T_1 ต่อวงจรให้ศักดาอินพุตมาปรากฏคร่อม C_H (โดยให้ C_H ทำการสะสมประจุจนมีศักดาคร่อมตัวเก็บประจุ C_H เท่ากับศักดาอินพุต ในขณะที่สวิต S_1 ปิดอยู่เป็นเวลา T_S) และเมื่อสวิต S_1 เปิดอีกครั้ง ศักดาที่ตัวเก็บประจุ C_H จะรักษาค่าศักดานั้นไว้คงที่ตลอดไปจนกว่าสวิต S_1 จะปิดลงอีกครั้ง เมื่อให้ศักดาอินพุตมาปรากฏคร่อมที่ตัวเก็บประจุ C_H อีกครั้ง การทำงานสามารถอธิบายได้ตามรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 6.2 แสดงลำดับการทำงานของวงจรรักษาระดับสัญญาณ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิต S_1 จะต้องปิดระยะเวลาสั้น ๆ จนกว่าสัปดาห์ที่คร่อม C_H มีค่าเท่ากับอินพุท จึงจะทำให้ วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณมีประสิทธิภาพดี ระยะเวลาที่ C_H เก็บประจุ

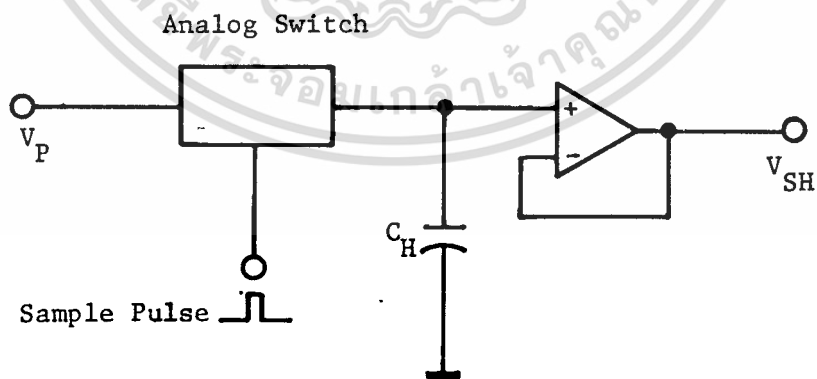
$$T_c = R_{on} C_H \quad \dots(6.1)$$

$$R_{on} = \text{ค่าความต้านทานของสวิต } S_1$$

$$T_c = \text{ระยะเวลาที่ } C_H \text{ ทำการสะสมประจุ}$$

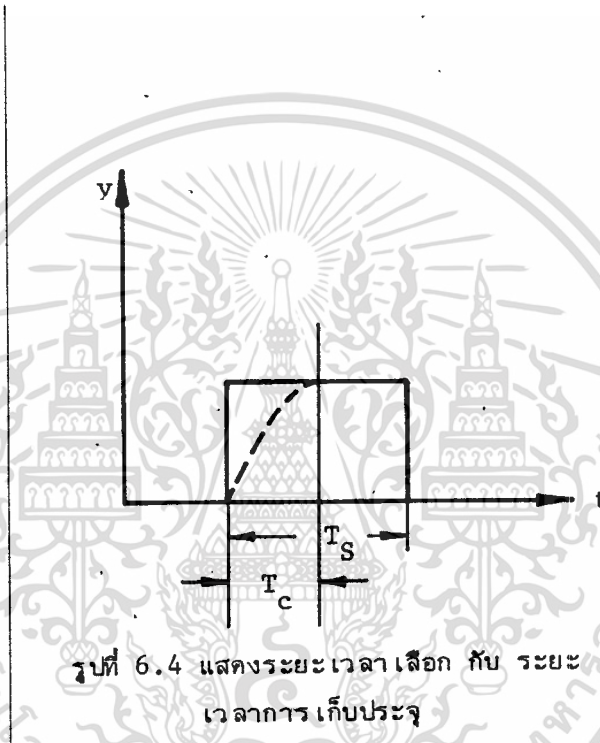
ในการใช้งานจริง การออกแบบวงจรจะต้องเลือกสวิตที่ใช้ควรจะใช้พวก FET หรืออานาล็อกสวิต โดยพิจารณาเลือก R_{on} ให้มีค่าต่ำมาก ๆ และมีความเร็วในการ เปิดปิดสูง โดยทั่วไปนิยมใช้พวกอานาล็อกสวิต ซึ่งมี $R_{on} < 100 \Omega$ และมี $R_{off} > 10 M\Omega$

6.3 การออกแบบวงจรในทางปฏิบัติ



รูปที่ 6.3 วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณที่ใช้อานาล็อกสวิต

วงจรในรูปที่ 6.3 เป็นวงจรที่ใช้งานกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม โดยเลือกใช้อานาลอกสวิท มาแทนสวิท S_1



รูปที่ 6.4 แสดงระยะเวลาเลือก กับ ระยะเวลาการเก็บประจุ

การเลือก C_H มาใช้งานจะต้องเลือก C_H ที่มีกระแสรั่วต่ำมาก ๆ เช่นพวก เซรามิค หรือ โพลิสไตลีนซ์ เพื่อให้วงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในการออกแบบ ควรออกแบบให้มี

$$6.3.1 \text{ กำหนด } T_c \leq T_s/2 \quad \dots(6.2)$$

6.3.2 อานาลอกสวิทที่เลือกจะต้องมีกระแสรั่วน้อยกว่า 10 nA เพื่อที่จะทำให้เกิดการดริฟท์สัญญาณทางออกน้อยกว่า 10 $\mu\text{V}/\text{sec}$

6.3.3 ในการเลือกออปแอมที่มาทำหน้าที่บัฟเฟอร์นั้น จะต้องเลือกให้มี Z_i

มากกว่า 10 M Ω ขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

6.4 ปัญหาการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

ปัญหาการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมินี้ขึ้นอยู่กับ การออกแบบหาอุปกรณ์มาใช้ ในการเลือกอนาล็อกสวิทและออปแอมป์มาใช้งาน จะต้องคำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงตาม อุณหภูมิด้วย ตามปกติการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของอนาล็อกสวิทและออปแอมป์จะมีค่าน้อย อยู่แล้ว และเป็นที่ยอมรับแล้วในการออกแบบ แต่สิ่งสำคัญที่ควรให้ความสนใจก็คือ ตัวเก็บ ประจุ ซึ่งถ้าเลือกชนิดที่มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิมาก ๆ จะทำให้เกิดการผิดพลาดมาก ตามสมการที่ (6.1) ถ้า C_H เปลี่ยนแปลงมากกว่า R_{on} จะทำให้ T_c เปลี่ยนแปลง ถ้า $T_c > T_s$ ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นทันที ซึ่งในการออกแบบควรจะมีครีเอจเรื่องนี้เป็น พิเศษ

6.5 สรุป

วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นใช้งานนี้มีประสิทธิภาพสูงเพียงพอ กับความต้องการ ถ้าจะให้มีประสิทธิภาพสูงและง่ายต่อการควบคุมคุณภาพให้สม่ำเสมอ เราอาจจะใช้ IC ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณได้ ซึ่งมีขายอยู่ในท้อง ตลาด แต่มีราคาแพงกว่าและใช้งานได้กับความถี่สูงกว่า ในการใช้งานกับเครื่องวิเคราะห์ สเปกตรัมที่ได้ออกแบบใช้งานในย่านความถี่ประมาณ 1 kHz สูงสุด ซึ่งในการออกแบบได้ ทำการทดลองแล้วใช้งานได้ ดังนั้น ถ้าต้องการที่จะพัฒนาเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมให้มี ประสิทธิภาพในการใช้งานกับความถี่สูง ๆ เราอาจจะต้องทำให้มีความแตกต่างของความถี่ จริงกันที่อ่านได้มากกว่า 1 kHz ดังนั้น ควรที่จะใช้ IC สำเร็จที่มีขายอยู่ ซึ่งจะใช้งานได้ ประมาณ 10 kHz

บทที่ 7

วงจรใช้งานจริงและผลการทดลอง

7.1 วงจรใช้งานจริง

วงจรใช้งานจริงตามในรูปที่ 7.1 เป็นวงจรที่สร้างเป็นเครื่องต้นแบบเพื่อทำการทดลองหาข้อมูล เพื่อที่จะสรุปผลว่าในหลักการใหม่ที่ได้เสนอแนวความคิดไว้ในบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 2.1 นั้น ทำงานได้ดีหรือไม่ มีส่วนประกอบของวงจรทั้งหมดดังนี้ คือ

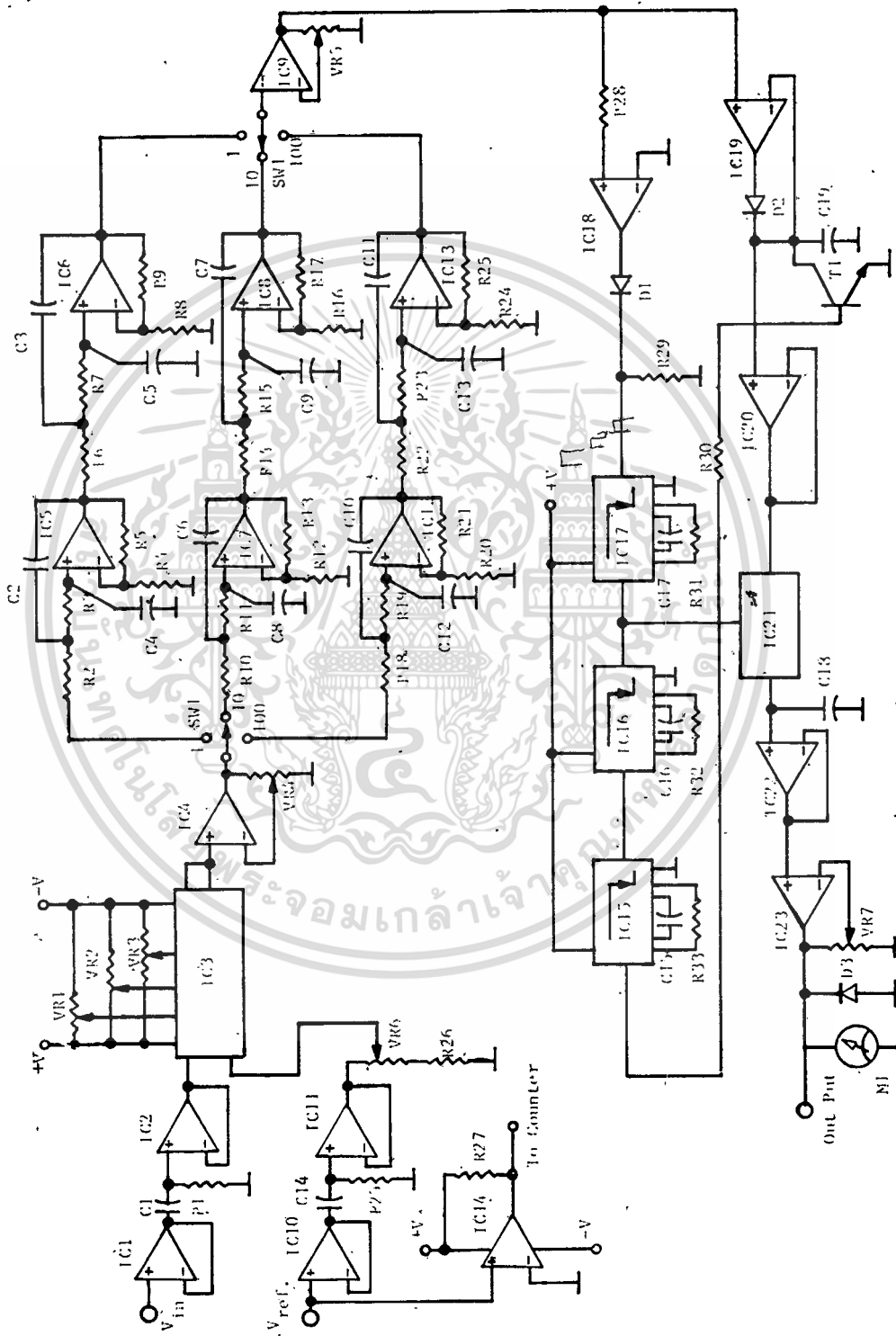
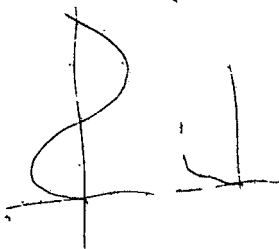
- 1) วงจรบีเฟออร์สัญญาณและตัดสัญญาณดีซิงค์ ซึ่งเป็นอินพุทของวงจรคูณสัญญาณทั้งสองข้าง ใช้ IC₁, IC₂ เป็นอินพุทข้างหนึ่ง และ IC₁₀, IC₁₁ เป็นอินพุทอีกข้างหนึ่งของวงจรคูณสัญญาณ.
- 2) วงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมเพื่อส่งไปนับยังวงจรมับความถี่ เพื่อจะได้ทราบความถี่เปรียบเทียบ คือ IC₁₄ ซึ่งเป็น Voltage Comparator
- 3) วงจรคูณสัญญาณ IC₃ ซึ่งใช้ ADD 533 สามารถปรับออฟเซตได้ด้วย VR₁, VR₂ และ VR₃ ปรับอัตราการขยายสัญญาณของวงจรที่ VR₆
- 4) วงจรขยายสัญญาณหลังจากออกจากวงจรคูณสัญญาณเป็น IC₄ ใช้ออปแอม LF 351 ทำการปรับอัตราการขยายด้วย VR₄
- 5) วงจรกรองสัญญาณชนิดความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4 โดยมีความถี่คัทออฟ 1 Hz ใช้ IC₅ และ IC₆ ความถี่คัทออฟ 10 Hz ใช้ IC₇ และ IC₈ ความถี่คัทออฟ 100 Hz ใช้ IC₁₂ และ IC₁₃
- 6) วงจรขยายสัญญาณออกจากวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน IC₉ มี VR₅ เป็นตัวปรับอัตราการขยายของวงจร
- 7) วงจรสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมเพื่อข้อนให้วงจร monostable IC₁₈ และมี D₁ เป็นตัวตัดไฟลบทิ้ง
- 8) วงจร monostable เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ข้อนให้กับวงจรตก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความสูงที่สุดของสัญญาณ และวงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วย IC₁₅, IC₁₆, และ IC₁₇ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 9) วงจรวัดความสูงสุดของสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วย IC₁₉, IC₂₀ และมี T₁ ทำหน้าที่คายประจุเมื่อมีสัญญาณรีเซท
- 10) วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วย IC₂₁ และ IC₂₂
- 11) วงจรขยายสัญญาณทางออก IC₂₃ ปรับอัตราการขยายได้ที่ VR₇ โดยในเครื่องจะมีคิซีโวลท์มิเตอร์เพื่อบอกระดับของสเปกตรัม หรือจะใช้ออสซิลโลสโคปดูสัญญาณที่ทางออกก็ได้

7.1.1 การทำงานของวงจร

ตามรูปที่ 7.1 สัญญาณอินพุตเข้าที่ V_{in} และมีสัญญาณเปรียบเทียบเข้าที่ V_{ref} สัญญาณทั้งสองถูกคูณด้วย IC₃ ซึ่งเป็นวงจรคูณสัญญาณ และทำการขยายสัญญาณโดย IC₄ เพื่อป้อนเข้าวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน โดยทำการเลือกค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องด้วยสวิต- SW₁ ที่ตำแหน่ง 1, 10, 100 เครื่องจะมีค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ 1, 10, 100 Hz ตามลำดับ เมื่อมีสัญญาณออกจากวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน จะถูกขยายด้วย IC₉ เพื่อป้อนให้กับวงจรวัดความสูงสุดของสัญญาณ และวงจรสร้างพัลส์ สัญญาณที่ออกจาก IC₉ จะถูกเก็บค่าสูงสุดของสัญญาณด้วย C₁₉ เพื่อป้อนให้กับวงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณระยะเวลาที่เลือกรักษาเท่ากับระยะเวลาการทำงานของ IC₁₇ จากนั้นจะหน่วงเวลาออกไปด้วยระยะเวลาการทำงานของ IC₁₆ และมีสัญญาณรีเซทที่ขาเบสของ T₁ ด้วยระยะเวลาการทำงานของ IC₁₅ สักคาที่ถูกเลือกรักษา สัญญาณจะถูกขยายด้วย IC₂₃ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณเพื่อแสดงผลด้วยคิซีโวลท์มิเตอร์ M₁ หรือต่อหน้าไปแสดงผลด้วยออสซิลโลสโคปที่ขั้วต่อ Output



รูปที่ 7.1 วงจรใช้จูนจิ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

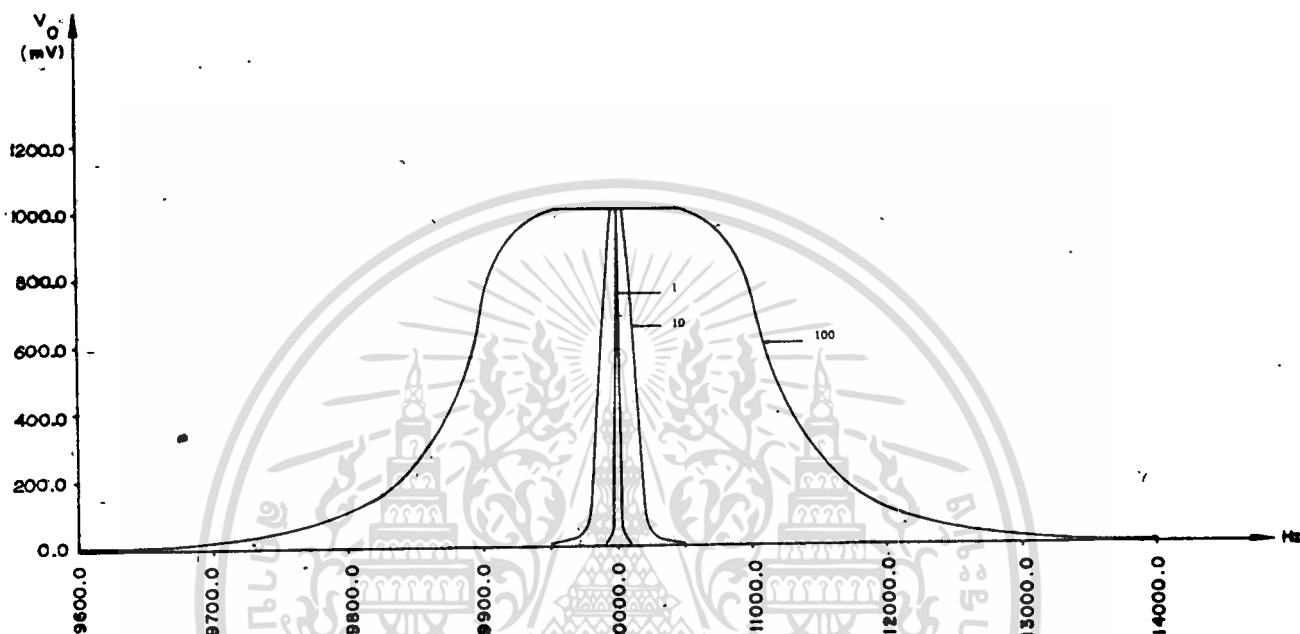
IC ₁ , IC ₂ , IC ₄ , IC ₅ , IC ₆ , IC ₇ , IC ₈ , IC ₉ , IC ₁₀ , IC ₁₁ , IC ₁₂ , IC ₁₃ ,	
IC ₁₉ , IC ₂₀ , IC ₂₂ , IC ₂₃	= LF 351
IC ₃	= ADD 533
IC ₁₈ , IC ₁₉	= LM 311
IC ₁₅ , IC ₁₆ , IC ₁₇	= CD 4047
IC ₂₁	= CD 4016
R ₁ , R ₂₅	= 1 M Ω
R ₂	= 200 k Ω
R ₃	= 120 k Ω
R ₄	= 651 k Ω
R ₅	= 500 k Ω
R ₆	= 91 k Ω
R ₇	= 189 k Ω
R ₈ , R ₉	= 560 k Ω
R ₁₀ , R ₁₈	= 20 k Ω
R ₁₁ , R ₂₆	= 7.5 k Ω
R ₁₂ , R ₁₃	= 65 k Ω
R ₁₄ , R ₂₂	= 8.2 k Ω
R ₁₅ , R ₂₃	= 30 k Ω
R ₁₆ , R ₁₇ , R ₂₄	= 75 k Ω
R ₁₉	= 15 k Ω
R ₂₀ , R ₂₁	= 68 k Ω
R ₂₇	= 22 k Ω
R ₂₈ , R ₂₉ , R ₃₀ , R ₃₁ , R ₃₂ , R ₃₃	= 10 k Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_1, C_{14}	= 10 μ F
$C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7; C_8, C_9, C_{18}, C_{19}$	= 1 μ F
$C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{17}$	= 0.1 μ F
C_{15}	= 0.05 μ F
C_{16}	= 0.01 μ F
$VR_1, VR_2, VR_3, VR_4, VR_5, VR_7$	= 10 k Ω
VR_6	= 5 k Ω
D_1, D_2	= 1N 914
D_3	= 1N 4002
T_1	= 2N 2222
M_1	= DC Voltmeter
SW_1	= Selector switch

7.1.2 ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าความแตกต่างของค่าความถี่จริง กับความถี่ที่อ่านได้

ในการเลือกค่าความแตกต่างของค่าความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องเลือกได้ 3 ค่า คือ 1, 10 และ 100 Hz ทำการทดลองโดยใช้สัญญาณอินพุทรูปขายนับริสทอร์ชขนาด 4 V_{p-p} ความถี่ 1 kHz ดูค่าสเปคตรัมของสัญญาณโดยทำการเปรียบเทียบเมื่อใช้ค่าความแตกต่างของค่าความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่อง 1, 10 และ 100 Hz ตามรูปที่ 7.2 ตามตารางการทดลองที่ 1 ในภาคผนวกที่ 4



รูปที่ 7.2 แสดงความถี่สเปกตรัมของสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ขนาด

4 V_{p-p} ความถี่ 1 kHz เมื่อทำการเลือกใช้ค่าความแตกต่างของความถี่จริง
กับความถี่ที่อ่านได้ มีค่า 1, 10 และ 100 Hz

ในการออกแบบค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้
ของเครื่องนั้น เราสามารถทำให้มีค่าที่ต่ำกว่านี้ได้ เช่น 0.01, 0.1, 0.5 Hz
ขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านให้มีจุดคutoff ที่ใด แต่เมื่อทำการ
พิจารณาพบว่าถ้าจะนำไปใช้เป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแล้ว ควรใช้มากกว่า 1 Hz
ขึ้นไป ถ้าใช้น้อยกว่า 1 Hz จะทำให้วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านทำงานช้าเกินไป
ซึ่งมีผลทำให้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมทำงานช้า แต่ถ้านำไปใช้เป็นเครื่องวิเคราะห์
คลื่นสัญญาณ (Wave Analyzer) เมื่อทำการกวาดสัญญาณด้วยมือ เราสามารถ
ทำให้ช้าได้ ดังนั้นจึงออกแบบวงจรกรองให้มีความถี่คutoff น้อยกว่า 1 Hz ได้ ซึ่งจะ
ทำให้เครื่องอ่านค่าได้ใกล้เคียงความจริงมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1.3 สมรรถนะของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ใช้ค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ 1 Hz มีขีดความสามารถของเครื่องที่ทำการวัดได้มีดังต่อไปนี้

1) มีอินพุทอิมพีแดนซ์มากกว่า 1 M Ω

2) ช่วงการทำงานเมื่อมีสัญญาณเข้า

สัญญาณเข้าต่ำสุด $V_{i \text{ min}} = 10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

ใช้ $V_{\text{ref min}} = 2 \text{ V}_{\text{p-p}}$

สัญญาณเข้าสูงสุด $V_{i \text{ max}} = 30 \text{ V}_{\text{p-p}}$

ใช้ $V_{\text{ref min}} = 5 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

การทดลองเปลี่ยนค่า V_{ref} เพื่อหาค่า $V_{i \text{ min}}$ ที่เครื่องยังทำงานได้ดังนี้คือ

$V_{\text{ref}} = 100 \text{ mV}_{\text{p-p}}$, $V_i = 140 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

$V_{\text{ref}} = 1 \text{ V}_{\text{p-p}}$, $V_i = 25 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

$V_{\text{ref}} = 5 \text{ V}_{\text{p-p}}$, $V_i = 10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

$V_{\text{ref}} = 10 \text{ V}_{\text{p-p}}$, $V_i = 10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

$V_{\text{ref}} = 15 \text{ V}_{\text{p-p}}$, $V_i = 10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$

3) ช่วงแสดงสัญญาณสเปกตรัมของเครื่อง (dynamic ranges)

$V_{0 \text{ max}} = 15 \text{ V}$

$V_{0 \text{ min}} = 20 \text{ mV}$

ซึ่งมีช่วงการแสดงค่า 58 dB

4) ความถี่ในช่วงปฏิบัติการกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น

ความถี่น้อยกว่า 1 MHz ค่าความผิดพลาดน้อยกว่า 1 %

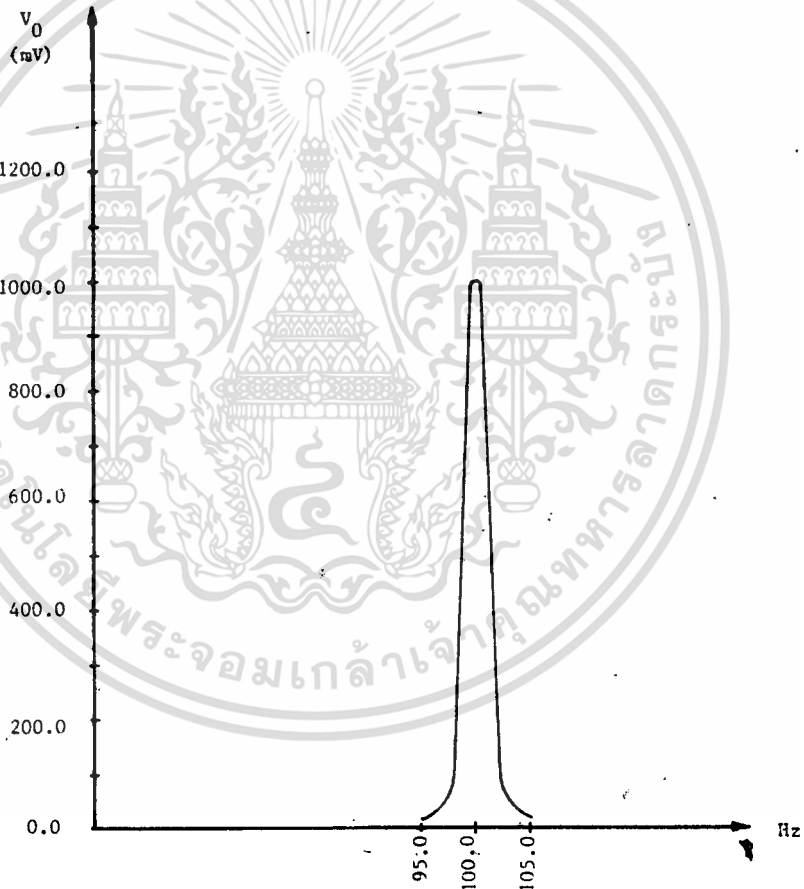
ความถี่มากกว่า 1 MHz - 10 MHz ค่าความผิดพลาด 10 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 ผลการทดลองของสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว ใช้ค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องมีค่า 1 Hz

1) ผลการทดลองดูสเปกตรัมของสัญญาณรูปซายน์

สัญญาณรูปซายน์ที่ใช้ในการทดลองมีขนาด $4 V_{p-p}$ และมีความถี่ 100 Hz ผลการทดลองตามตารางที่ 2 และรูปที่ 7.3 โดยใช้ V_{ref} ขนาด $4 V_{p-p}$



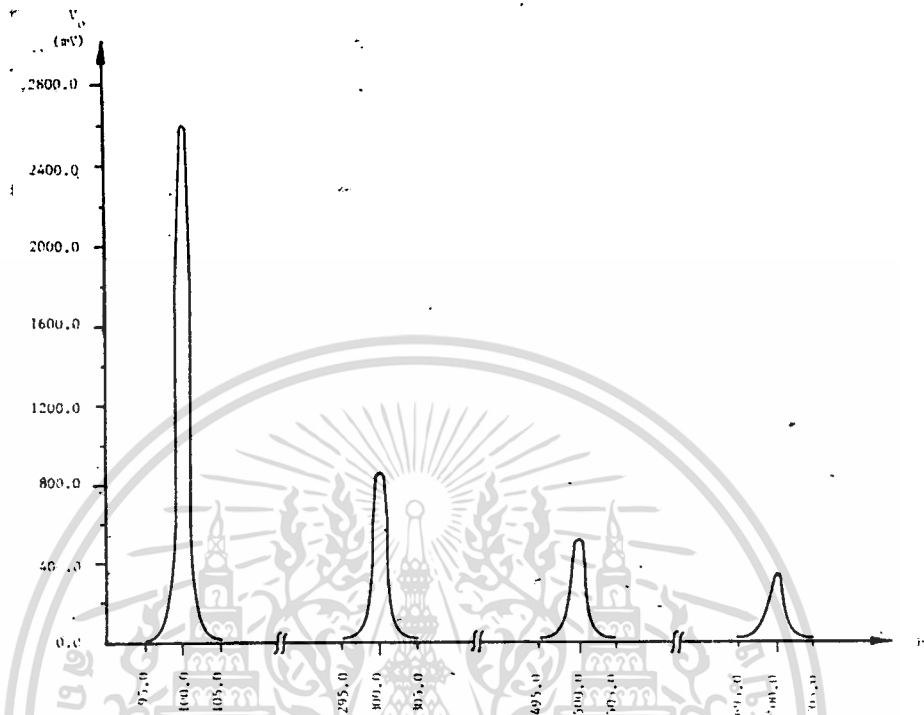
รูปที่ 7.3 สเปกตรัมของสัญญาณรูปซายน์ขนาด $4 V_{p-p}$ และมีความถี่ 100 Hz ตามตารางการทดลองที่ 2 ในภาคผนวกที่ 4

2) ผลการทดลองดูสเปกตรัมของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ใช้ในการทดลองมีขนาด $4 V_{p-p}$ และมีความถี่

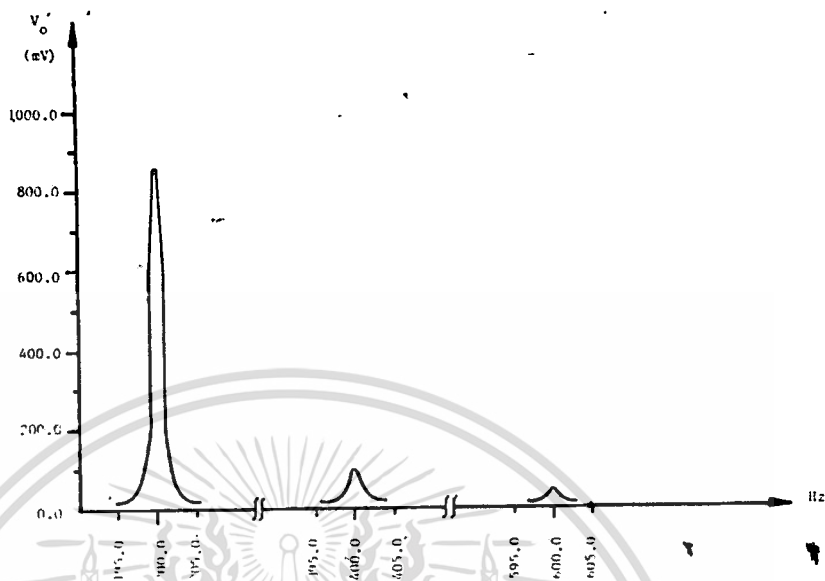
100 Hz ใช้สัญญาณ V_{ref} ขนาด $4 V_{p-p}$ ผลการทดลองตามตารางที่ 3 และรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 7.4 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.4 สเปกตรัมของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 4 V_{p-p} และมีความถี่ 100 Hz ตามตารางการทดลองที่ 3 ในภาคผนวกที่ 4

- 3) ผลการทดลองดูสเปกตรัมของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม
สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ใช้ในการทดลองมีขนาด 4 V_{p-p} และมีความถี่ 100 Hz ผลการทดลองตามตารางที่ 4 ในภาคผนวกที่ 4 และรูปที่ 7.5

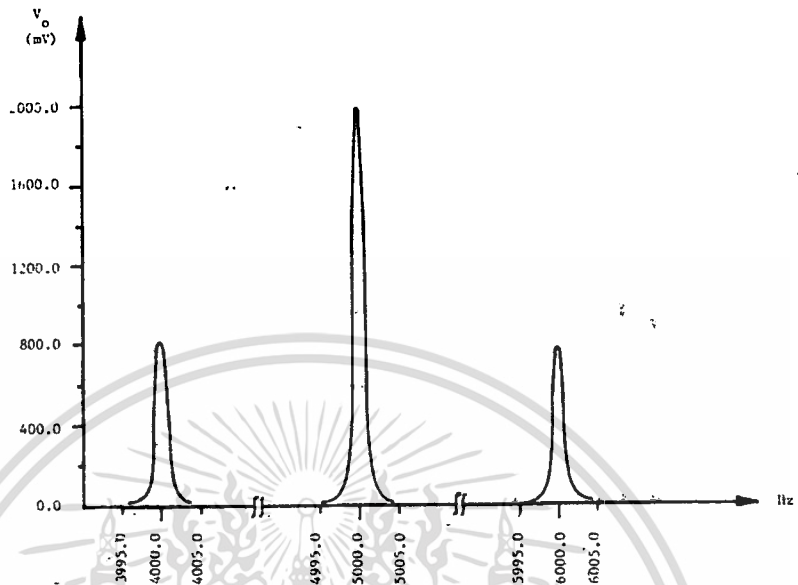


รูปที่ 7.6 สเปกตรัมของสัญญาณ full wave rectifier ที่มีขนาด 2 V และมีความถี่ 100 Hz ตามตารางการทดลองที่ 5 ในภาคผนวกที่ 4

7.3 ผลการทดลองของสัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัวหลายสัญญาณรวมกัน ใช้ค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้มีค่า ± 1 Hz

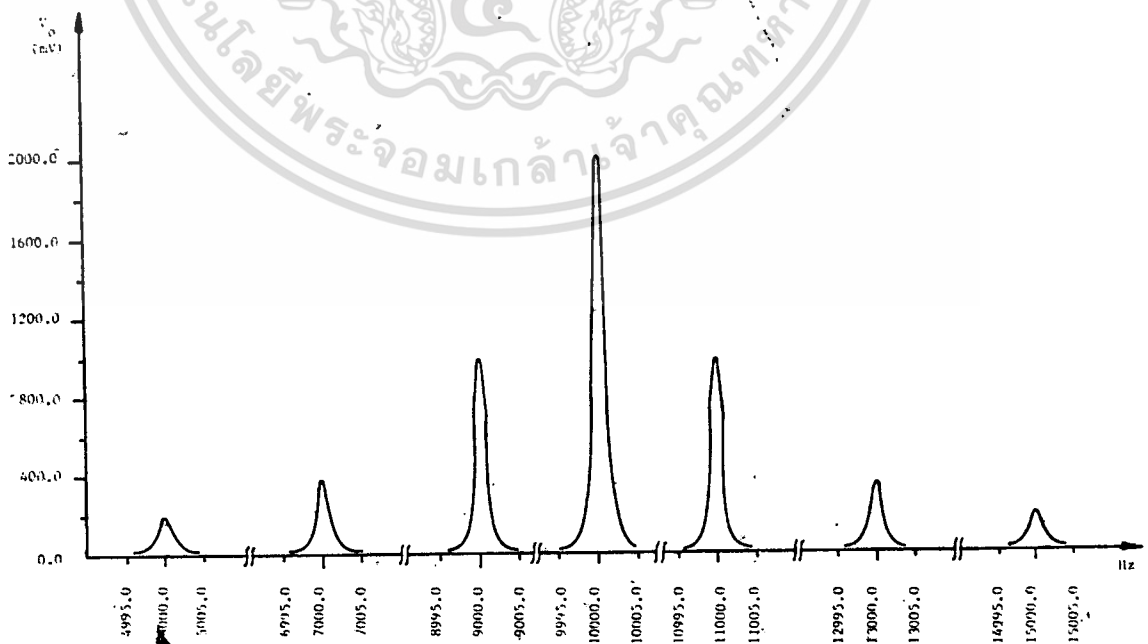
สัญญาณที่ใช้ในการทดลองวัดฮุสแปกตรัมเป็นสัญญาณ amplitude modulation ที่ใช้สัญญาณพาห้ขนาด 4 V_{p-p} และมีความถี่ 10 kHz เป็น carrier และใช้สัญญาณ modulating signal ขนาด 3 V_{p-p} มีความถี่ 1 kHz ดูการคำนวณการหาสเปกตรัมได้จากหนังสืออ้างอิง (13) มีผลการทดลองวัดสเปกตรัมดังต่อไปนี้

1) ผลการวัดสเปกตรัมเมื่อใช้สัญญาณรูปพาห้เป็น modulating signal ตามตารางการทดลองที่ 6 ในภาคผนวกที่ 4 และรูปที่ 7.7



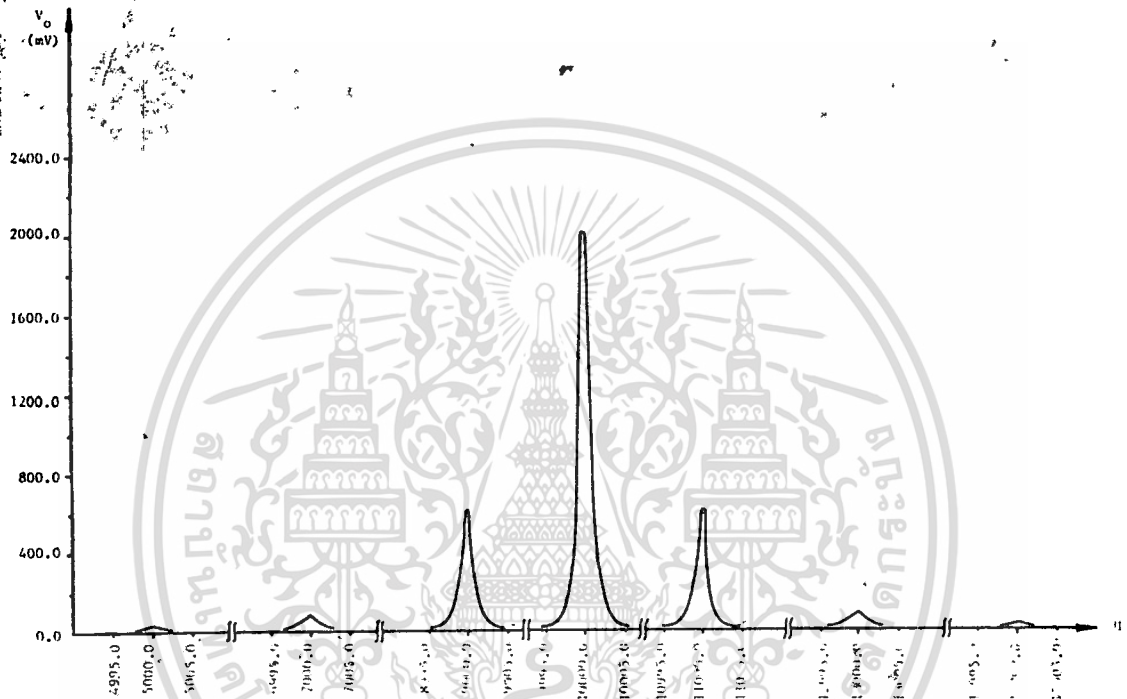
รูปที่ 7.7 สเปกตรัมของสัญญาณ amplitude modulation ที่มีสัญญาณพาห้เป็น carrier และสัญญาณพาห้เป็น modulating signal

2) ผลการวัดสเปกตรัมเมื่อใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเป็น modulating signal ตามตารางการทดลองที่ 7 ในภาคผนวกที่ 4 และรูปที่ 7.8



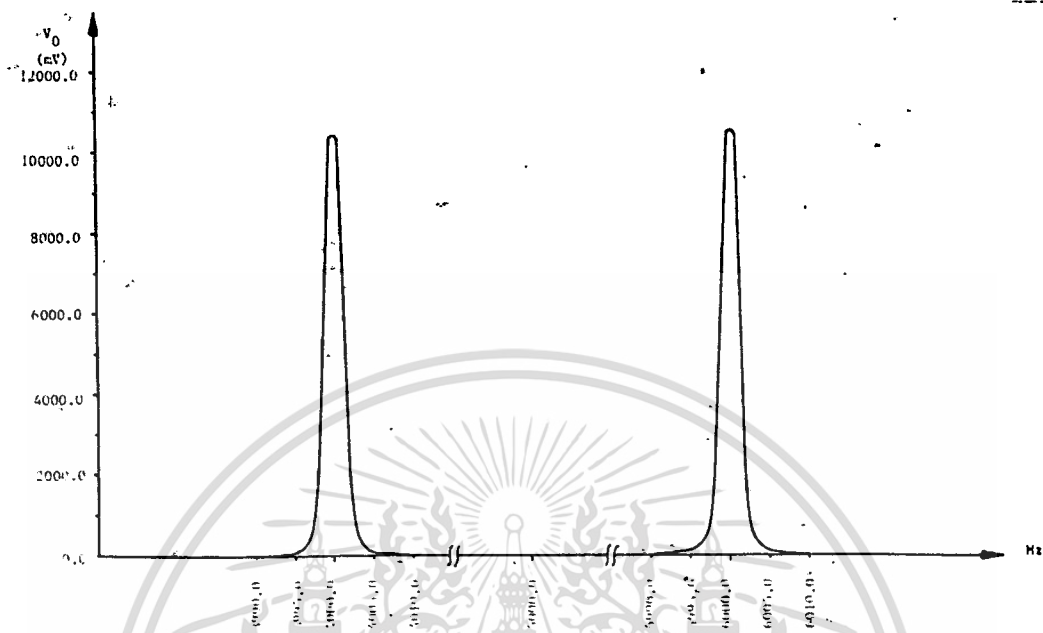
รูปที่ 7.8 สเปกตรัมของสัญญาณ amplitude modulation ที่มีสัญญาณเอกซารนี้เป็นเอกซารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สัญญาณเป็น carrier และสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเป็น modulating signal
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ผลการวัดสเปกตรัมเมื่อใช้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็น modulating signal ตามตารางการทดลองที่ 8 ในภาคผนวกที่ 4 และรูปที่ 7.9



รูปที่ 7.9 สเปกตรัมของสัญญาณ amplitude modulation ที่มีสัญญาณขายน้เป็น carrier และสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเป็น modulating signal

4) ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ balanced modulator ในรูปที่ 2.14 ใช้สัญญาณอินพุทขนาด 6 V_{p-p} ความถี่ 1 kHz และสัญญาณ f_c ขนาด 14 V_{p-p} ความถี่ 5 kHz ตามตารางการทดลองที่ 9 ในภาคผนวกที่ 4 และรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.9 สเปกตรัมของสัญญาณ balanced modulator ในรูปที่ 2.14 โดยทำการปรับ carrier ให้เป็นศูนย์แล้ว

7.4 สรุป

จากการทดลองสรุปได้ว่า ในหลักการใหม่ที่ได้อธิบายแนวคิดในการออกแบบสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมนี้ สามารถใช้งานได้ดี จุดบกพร่องที่พบพอสรุปได้ดังต่อไปนี้คือ

1) ภาควิทยุทธศาสตร์อินพุท ในขณะที่ไม่มีวงจรมอดูเลชันสัญญาณและลดทอนสัญญาณเข้าจึงทำให้สัญญาณอินพุทเข้ามาอยู่ระหว่าง 10 mV_{p-p} ถึง 30 V_{p-p} เท่านั้น ถ้าเพิ่มวงจรมอดูเลชันเพื่อให้วงจรมอดูเลชันทำงานได้ จะสามารถวัดสัญญาณอินพุทที่มีขนาดต่ำกว่า 10 mV_{p-p} ได้ และในทำนองเดียวกัน ถ้าเพิ่มวงจรมอดูเลชันเพิ่มเข้าไป จะทำให้สามารถวัดสัญญาณอินพุทได้สูงกว่า 30 V_{p-p}

2) ช่วงแสดงสัญญาณสเปกตรัมของเครื่อง ซึ่งสามารถแสดงค่าได้ระหว่าง 20 mV ถึง 15 V ซึ่งแสดงค่าได้ไม่ต่ำกว่านี้เนื่องจากปัญหาออฟเซตที่เกิดขึ้นที่ออปแอม เนื่องจากไม่ได้ทำการปรับออฟเซต ถ้ามีการปรับออฟเซตอย่างดีแล้ว จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่งานได้ต่ำกว่า 10 mV ซึ่งจะเพิ่มช่วงแสดงผลให้ดูกว้างมากขึ้น ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) การครีฟของความถี่อินพุตที่เข้ามา จากการทดลองพบว่า ถ้าเลือกค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ของเครื่องมีค่า ± 1 Hz เมื่อทำการทดลองที่ความถี่เกิด 20 kHz จะมีปัญหาในการแสดงค่า เนื่องจากความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลง ค่าที่อ่านจะมีการผิดพลาดและหาค่าได้ตรงกับความจริงยาก เพื่อความสะดวกในการใช้เครื่องนี้ ต้องมีค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้หลาย ๆ ค่า เช่น 10 Hz, 100 Hz ฯลฯ

4) สัญญาณเปรียบเทียบที่ใช้ต้องเป็นสัญญาณชายนับรหัสและสามารถทำการกวาดความถี่ได้ช้า ๆ มาก เนื่องจากถ้าสัญญาณเปรียบเทียบไม่บิรสุทธิ จะทำให้มีฮาร์โมนิคเกิดขึ้น ค่าที่แสดงจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการออกแบบและทำการทดลองและวัดคุณสมบัติต่าง ๆ เปรียบเทียบกับเครื่องที่มีขายอยู่ในท้องตลาดของ Hewlett Packard สรุปได้ตารางข้างล่างนี้

คุณสมบัติของ เครื่อง	เครื่องที่ได้ออกแบบ Model 3580A	Spectrum Analyzer Model 3581A	Wave Analyzer Model 3581A
frequency	10Hz-10MHz	5Hz-50kHz	15Hz-50kHz
Resolution	1Hz	1Hz	1Hz
Amplitude accuracy	10Hz-1MHz, +1% >1MHz, +10%	3Hz-300Hz, +3% 5Hz-50kHz, +5%	+4%
dynamic range	58 dB	80 dB	>80 dB
input impedance	>10MΩ	1MΩ	1MΩ
Input Level	30V	100V	100V

จากการเปรียบเทียบตามตารางข้างบนพบว่า จุดที่เสียเปรียบนั้น เราสามารถที่จะแก้ไขปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ เช่น dynamic range และสัญญาณเข้า อินพุทที่สูงกว่านี้ โดยการใส่วงจรลดทอนสัญญาณ แต่ในด้านราคานั้น ที่ได้ออกแบบ สร้างนี้ ราคาก็มากกว่า 10 เท่า

ภาคที่ 2

เครื่องตรวจสอบเพชร

บทนำ

เนื่องจากในสภาวะการปัจจุบัน ได้มีวิวัฒนาการก้าวหน้ามากขึ้นในทุก ๆ ด้าน รวมทั้ง เครื่องประดับที่ใช้ในการตกแต่งร่างกายให้สวยงาม ซึ่งเครื่องประดับเหล่านี้ ส่วนใหญ่นิยมใช้พวกเพชรและพลอยเป็นส่วนประกอบที่สำคัญ เครื่องประดับเหล่านี้ถ้าใช้เพชรพลอยที่เป็นของธรรมชาติ ก็มักจะมีราคาแพงมาก เนื่องจากเป็นสิ่งที่หาได้ยากจึงมีการใช้เทคโนโลยีสมัยใหม่ ในการทำเครื่องประดับ เหล่านี้อาจจะใช้วิธีการสังเคราะห์ขึ้นมาใหม่ โดยใช้สารหลาย ๆ อย่าง เติมลงไปให้เกิดมีสีของผลึกคล้ายคลึงกับของธรรมชาติ หรือใช้วิธีเอาพลอยที่มีคุณภาพต่ำมาทำการดัดแปลงด้วยวิธีการเผาแล้วเติมสารเคมีบางอย่างลงไป ทำให้มีสีคล้ายกับของจริง

ดังนั้น พวกของเทียมที่ผ่านกรรมวิธีต่าง ๆ ดังกล่าวมานี้ จะมีลักษณะคล้ายคลึงกับของจริงที่เกิดจากธรรมชาติมาก ซึ่งถ้าผู้ซื้อที่ไม่ใช่ผู้เชี่ยวชาญในการดูเพชรพลอยแล้วจะไม่มีทางทราบได้เลยว่าเป็นของแท้หรือไม่แท้ จากเหตุผลดังกล่าวนี้จึงได้มีการค้นคว้าหาวิธีที่จะตรวจสอบคุณสมบัติ เหล่านี้ว่าเป็นของจริงที่เกิดขึ้นตามธรรมชาติ หรือเกิดขึ้นจากการทำขึ้นมา ซึ่งวิธีดังกล่าวนี้จะต้องให้ความถูกต้องแน่นอน และรู้ผลภายในระยะเวลาอันสั้น โดยอาศัยหลักการดังต่อไปนี้ คือ

- ดูความหนาแน่นของวัตถุ
- ดูความถ่วงจำเพาะของวัตถุ
- การสะท้อนแสงอินฟราเรดของวัตถุ
- ดูแสงที่สะท้อนเมื่อผ่านแสงอุลตราไวโอเล็ตไปที่วัตถุ
- การนำความร้อนของวัตถุ

สำหรับการทำวิทยานิพนธ์ในภาคนี้ ขอเสนอวิธีที่สามารถตรวจสอบได้รวดเร็ว และได้ผลในการตรวจสอบเพชรได้แน่นอน และพวกพลอยต่าง ๆ ได้ประมาณ 60% หลักการในการออกแบบเครื่องตรวจสอบที่ได้ทำขึ้นนี้ จะต้องคำนึงถึงหลักการดังต่อไปนี้

- คุณสมบัติของวัสดุไม่เปลี่ยนแปลง
- ระยะเวลาในการตรวจสอบรวดเร็ว
- ราคาถูก
- นำติดตัวไปได้สะดวก
- มีการเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิน้อย



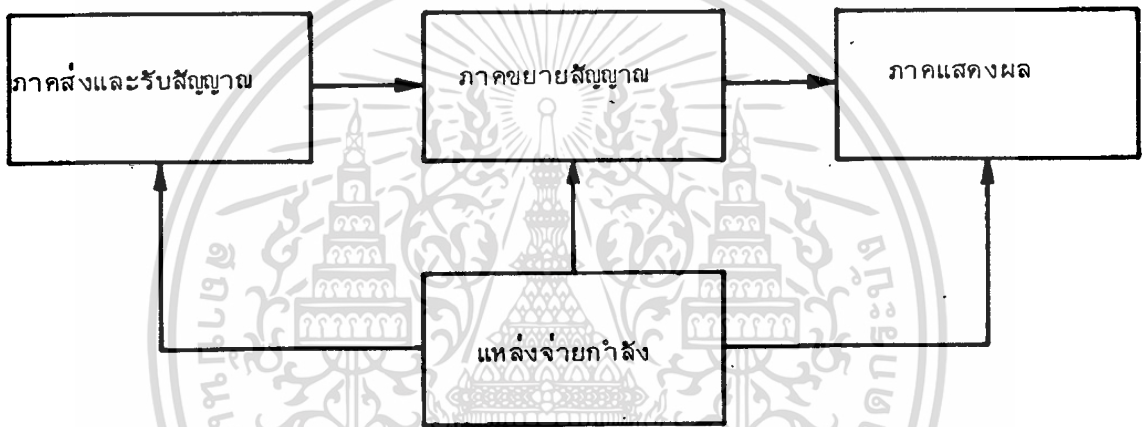
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

การทำงานของเครื่องตรวจสอบเพชร

8.1 บทนำ

ในการประดิษฐ์เครื่องตรวจสอบเพชรนี้ ได้ทำการทดลองและได้ผล ถึงขั้นสามารถผลิตออกขายสู่ท้องตลาดได้แล้ว มีการทำงานแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆ ได้ตามรูปที่ 8.1



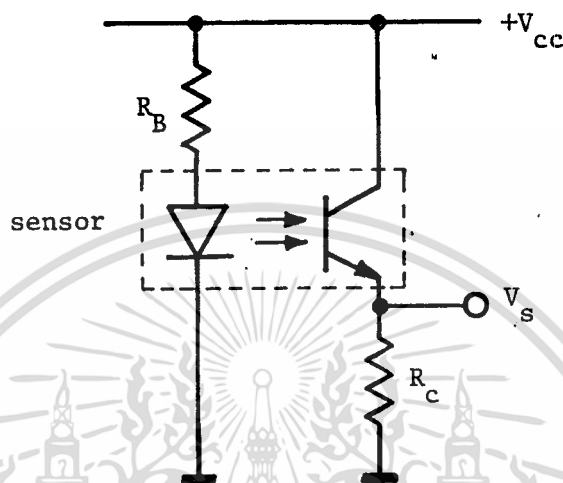
รูปที่ 8.1 แสดงส่วนประกอบของเครื่องตรวจสอบเพชร

8.2 หลักการเบื้องต้น

หลักการทำงานเบื้องต้นนั้น เราใช้การสะท้อนแสงของวัตถุที่มีต่อแสงอินฟราเรด เนื่องจากวัตถุแต่ละชนิดจะให้การสะท้อนแสงออกมาแตกต่างกัน ในการทำการทดลอง จะต้องใช้วัตถุที่มีผิวเรียบ จึงจะทำให้การสะท้อนแสงมีประสิทธิภาพมากที่สุด และมีมาตรฐานในการเปรียบเทียบความแตกต่างของวัตถุได้ ตัวเซ็นเซอร์ (Sensor) ที่ใช้ เป็นแบบที่มีชุดส่งสัญญาณออกไป (แสงอินฟราเรด) เป็นแบบไดโอด และรับสัญญาณที่สะท้อนกลับมาด้วยโฟโตทรานซิสเตอร์ (Photo Transistor) จากนั้นจะใช้หลักการเปลี่ยนจากกระแสให้เป็นศักดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยค่าความต้านทาน ดังนั้น แสงที่รับได้จากโฟโตทรานซิสเตอร์ จะอยู่ในรูปของศักดา ตามรูปที่ 8.2



รูปที่ 8.2 ลักษณะการทำงานของตัวเซ็นเซอร์ที่ใช้

จากรูปที่ 8.2 R_B คือค่าความต้านทานที่เป็นตัวจำกัดกระแสที่ผ่านไดโอด และ R_C คือค่าความต้านทานที่ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสให้เป็นศักดา เนื่องจากโฟโตทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะมีกระแสรั่ว และการสะท้อนแสงจากวัตถุที่ใช้ทำตัววาง เพชรพลอยที่ต้องการตรวจสอบ พบว่า $V_s \neq 0$ เมื่อไม่มีวัตถุที่ต้องการตรวจสอบวางอยู่ เราจำเป็นที่จะต้องกำจัดศักดาที่เกิดขึ้นนี้ทิ้งไป โดยการต่อเข้าวงจรดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อตัดสัญญาณไฟตรงที่เกิดขึ้น จากนั้นจึงนำไปเข้าวงจรขยายสัญญาณและต่อไปยังภาคแสดงผล

8.3 ชนิดของตัวเซ็นเซอร์ที่ใช้ในงาน

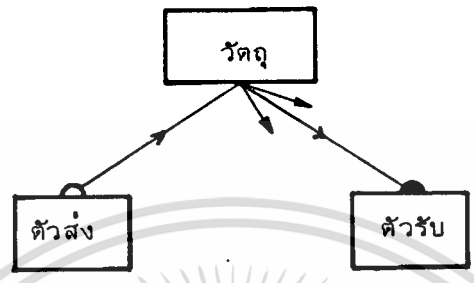
ลักษณะของตัวเซ็นเซอร์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน มีอยู่หลายแบบพอจะแยกออกได้

ดังนี้ คือ

8.3.1 ชนิดที่ตัวส่งเป็นแบบลำแสง ซึ่งมีหลักการตามรูปที่ 8.3 ตัวรับจะเป็น

โฟโตทรานซิสเตอร์ธรรมดา หรือจะเป็นแบบตาสิงคัมก็ได้อีก ตามรูปที่ 8.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.3 การทำงานของ เซ็นเซอร์ที่ตัวส่ง เป็น
ลำแสง



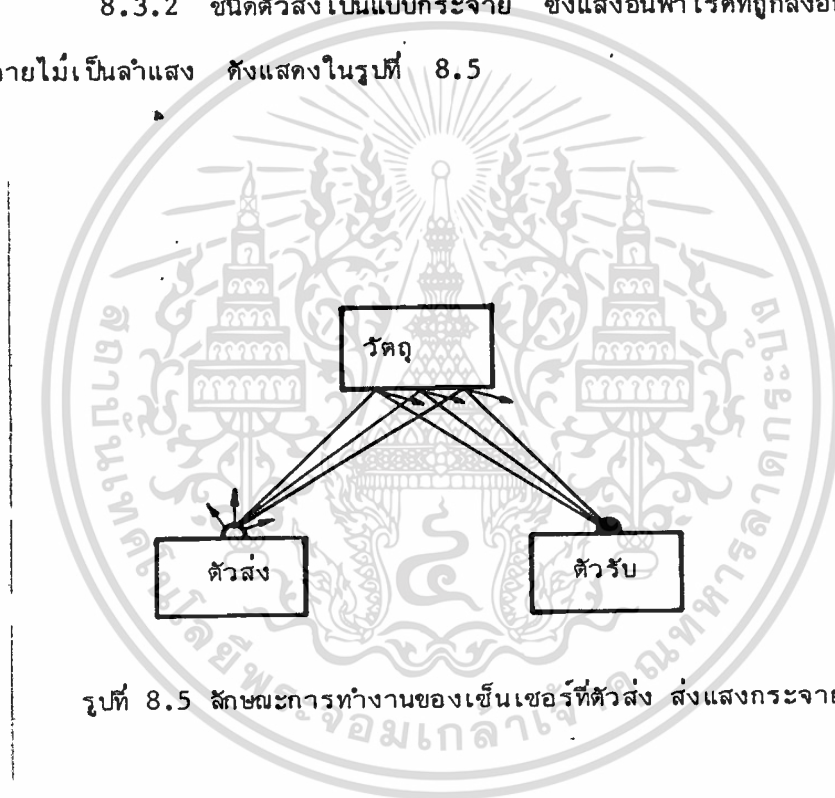
รูปที่ .8.4 แสดงลักษณะของตัวรับที่ใช้โฟโต้ทรานซิสเตอร์แบบธรรมดาและแบบคาบิลิตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการใช้งาน มักจะนิยมใช้ตัวรับที่เป็นโฟโตทรานซิสเตอร์แบบคาบิลิตัน เนื่องจากใช้กระแสไบอัสไดโอดตัวส่งน้อยกว่าที่เป็นโฟโตทรานซิสเตอร์แบบธรรมดาประมาณ 2 เท่า

ข้อดีของการใช้เซ็นเซอร์แบบตัวส่งเป็นลำแสง คือ จะทำให้ทุก ๆ จุดบนผิวของวัตถุที่มาทำการตรวจสอบ ให้การสะท้อนใกล้เคียงกัน แต่มีข้อเสียคือ ในการใช้งานถึงขั้นผลิตออกเป็นสินค้าแล้ว จะมีปัญหาเรื่องการหาจุดโฟกัส ซึ่งกระทำได้ยาก และใช้เวลานาน

8.3.2 ชนิดตัวส่งเป็นแบบกระจาย ซึ่งแสงอินฟราเรดที่ถูกส่งออกไปจะกระจายไม่เป็นลำแสง ดังแสดงในรูปที่ 8.5



รูปที่ 8.5 ลักษณะการทำงานของเซ็นเซอร์ที่ตัวส่ง ส่งแสงกระจาย

พิจารณาตามรูปที่ 8.5 พบว่า วัตถุที่วางจะมีการสะท้อนแสงได้หลายแห่ง ดังนั้น มักจะขึ้นอยู่กับ การเจียรระเนย เพชรพลอยให้เป็นรูปร่าง ๆ เมื่อที่วาง เซ็นเซอร์เจาะรูใหญ่ไป ดังนั้น รูของตัววางวัตถุจะต้องมีขนาดเล็กพอสมควร ตามปกติ ใช้ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 1 mm. ถ้าหากใช้รูเล็กเกินไปจะต้องเพิ่มความเข้มของแสงอินฟราเรดให้มากขึ้น นั่นคือ จะต้องเพิ่มกระแสไบอัสของไดโอดมากขึ้น ซึ่งจะทำให้อายุการใช้งานของไดโอดลดลง และสิ้นเปลืองพลังงานโดยเปล่าประโยชน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.4 การลดศักดา V_S ที่เกิดขึ้น

ในการลดศักดา V_S ให้น้อยลงกระทำได้โดย

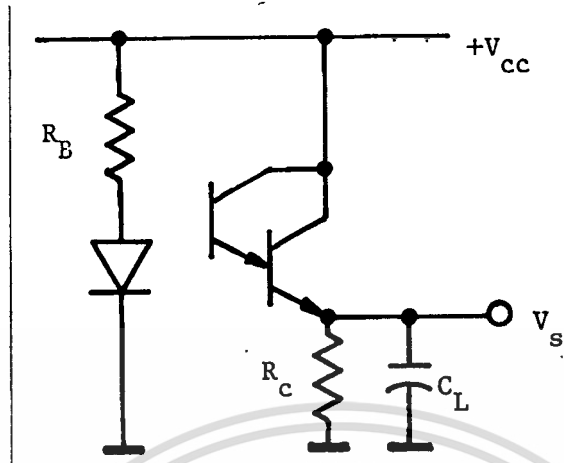
- เลือกโฟโตทรานซิสเตอร์ที่มีกระแสรั่วน้อย ๆ
- เลือกใช้วัสดุที่มาทำที่วางวัตถุที่ต้องการทดสอบให้มีการสะท้อนต่อแสง

อินฟา เรดน้อยที่สุด

สาเหตุที่ต้องการลดศักดา V_S เมื่ออยู่ในสภาพปกติให้น้อยลงใกล้ศูนย์ เนื่องจากจะได้เพิ่มช่วงกว้างในการขยายสัญญาณเมื่อ V_S มีการเปลี่ยนแปลงขณะที่มีวัตถุมาวางแล้ว ในภาคแสดงผลที่ใช้ นั้น ใช้หลักการของแบ่งสัญญาณจากจุดต่ำสุดถึงจุดสูงสุดออกเป็นสิบช่วง ดังนั้นถ้าจากจุดต่ำสุดถึงจุดสูงสุดมีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่า 1.5 โวลต์ จะทำให้ภาคแสดงผลทำงานได้ไม่ดี

8.5 การลดสิ่งรบกวนจากสัญญาณ 50 Hz

สิ่งรบกวนจากสัญญาณ 50 Hz จะเกิดขึ้นเนื่องจากแสงสว่างที่เราใช้อยู่ จะมีแสงอินฟา เรดรวมอยู่ด้วย ดังนั้น คลื่นแสงอินฟา เรดที่เกิดขึ้นจะมีลักษณะเป็นสัญญาณ 50 Hz ตามระบบไฟฟ้าสลับ . โดยที่แสงนี้จะผ่านวัตถุลงไปยังโฟโตทรานซิสเตอร์ได้ สิ่งรบกวนนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความสว่างของแสงจากภายนอก เมื่อสัญญาณ V_S มีสัญญาณ 50 Hz รบกวน เมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณ สัญญาณ 50 Hz จะถูกขยาย ทำให้ภาคแสดงผลการทำงานผิดพลาด วิธีลดสิ่งรบกวนกระทำได้โดยผ่านวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff ประมาณ 10 Hz ตามรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.6 วิธีลดสิ่งรบกวนจากสัญญาณ 50 Hz

ความถี่คutoffของวงจรรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน มีค่า $= f_2$

$$f_2 = 17.0 R_c C_L \dots (8.1)$$

8.6 การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

ปัญหาการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมินั้น เป็นปัญหาที่เกิดขึ้นจากตัวเซมิคอนดักเตอร์ที่ใช้ บางชนิดมีการชดเชย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ บางชนิดไม่ได้ทำการชดเชยไว้ ซึ่งเป็นปัญหาอย่างมากในการออกแบบวงจร ลักษณะการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นใน 2 ลักษณะ คือ

8.6.1 การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากตัวส่ง ซึ่งเป็นปัญหาอย่างมาก ทำให้การทำงานของเครื่องทดสอบ เพชรพลอยทำงานผิดพลาด ในการออกแบบ ควรที่จะใช้งานได้ตั้งแต่ 20°C ถึง 40°C แต่เนื่องจากเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไบอัสไดโอดตามอุณหภูมิ จึงทำให้ความเข้มของแสงอินฟราเรดเปลี่ยนแปลง ดังนั้น ตัวรับโฟโตทรานซิสเตอร์ จะทำงานผิดพลาดตามไปด้วย จึงใช้งานได้ระหว่าง 20°C ถึง 30°C

8.6.2 การเปลี่ยนแปลงเนื่องจากตัวรับ ซึ่งเป็นโฟโตทรานซิสเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงของ I_{CEO} ตามอุณหภูมिन้อยประมาณ 10 nA/°C แต่เมื่อถูกเปลี่ยนกลับมาเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

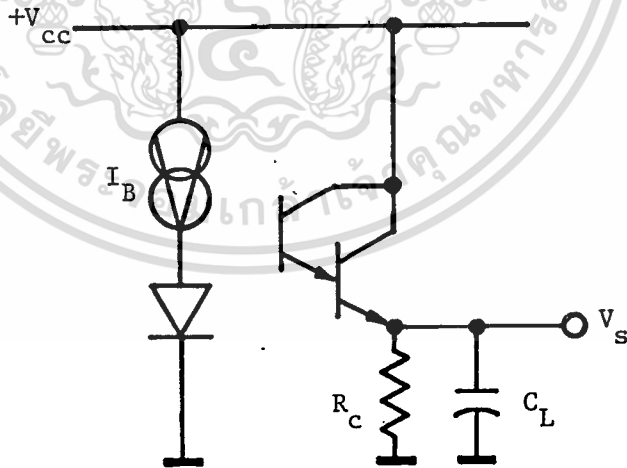
ศักดา V_S แล้ว จะมีการเปลี่ยนแปลงเป็น $\mu V/^\circ C$ เมื่อถูกขยายสัญญาณ โดยวงจรขยาย ซึ่งจะขยายมากกว่า 10 เท่า จะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงเป็น $mV/^\circ C$ ซึ่งมีผลต่อภาค แสดงผลจะผิดพลาดไป 1 ตำแหน่ง ในช่วงอุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลงทุก ๆ $5^\circ C$

8.7 การชดเชยการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ

เมื่อตัว เซ็นเซอร์ที่ใช้ มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ จำเป็นที่จะต้องหาวิธี ชดเชย ให้มีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากอุณหภูมิให้น้อยที่สุด โดยทำการชดเชยได้หลาย ลักษณะ ดังต่อไปนี้

8.7.1 การใช้กระแสคงที่ไบอัสไดโอดตัวส่ง

เมื่อเกิดการครีฟ (Drift) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไบอัส ให้ไดโอดตัวส่งแสงอินฟาเรดออกไป เนื่องจาก V_{BE} ของไดโอดลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะทำให้กระแสไบอัสสูงขึ้น ดังนั้น เพื่อรักษาระดับของกระแสไบอัสไดโอดให้คงที่ ควรใช้ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ให้กับไดโอด ตามรูปที่ 8.7

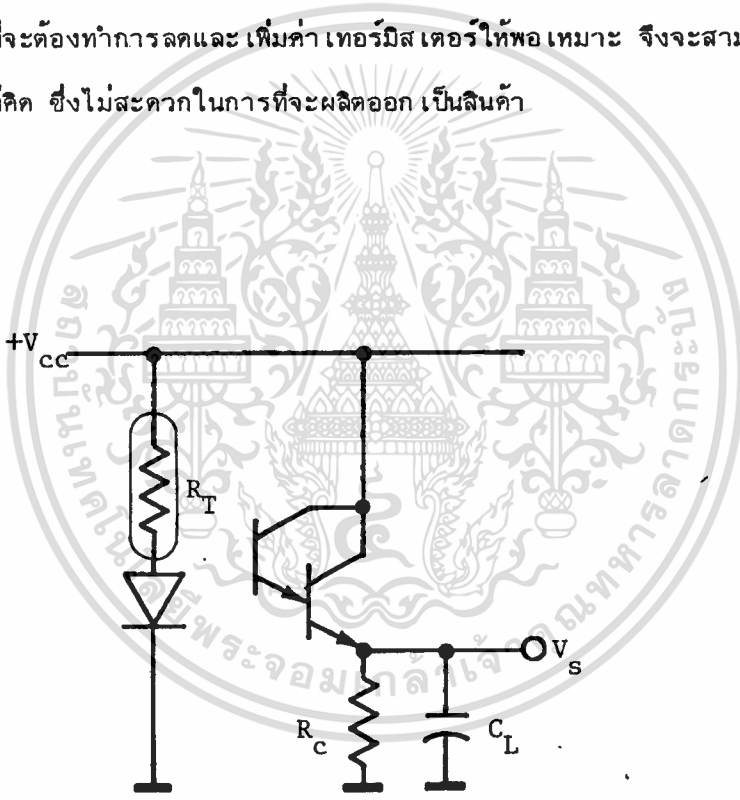


รูปที่ 8.7 การรักษาให้กระแสไบอัสไดโอดคงที่โดยใช้ แหล่งจ่ายกระแสคงที่

วิธีนี้ได้ผลดีมาก ซึ่งบางบริษัทที่ทำเซ็นเซอร์ได้ใช้กันอยู่ ถ้าเราทำให้กระแสที่แล้ว การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจะมีผลต่อแสงอินฟราเรดที่ส่งออกไปน้อยมาก

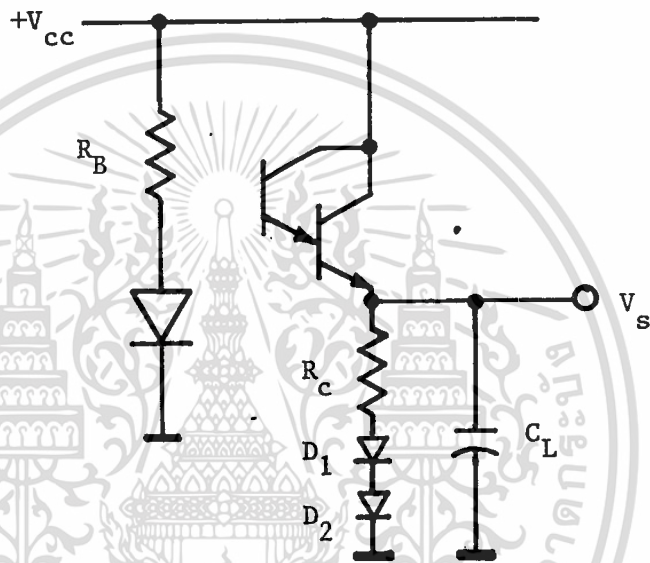
8.7.2 การใช้เทอร์มิสเตอร์ชดเชยการเปลี่ยนแปลงของกระแสไดโอด

โดยทำการต่ออนุกรมกับไดโอดตัวส่ง ตามรูปที่ 8.8 เทอร์มิสเตอร์ที่ใช้จะต้องมีขนาดวัตต์สูง และเป็นแบบสัมประสิทธิ์ทางบวก เนื่องจากอุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสไบอัสไดโอดมีค่าสูงขึ้น เทอร์มิสเตอร์จะต้องมีค่าความต้านทานสูงขึ้น เพื่อชดเชยให้กระแสลดน้อยลง ในการใช้งานจริงจะประสบปัญหาอย่างมาก เนื่องจากคุณภาพของเซ็นเซอร์ที่ซื้อมามีคุณภาพไม่คงที่ ดังนั้น จำเป็นที่จะต้องทำการลดและเพิ่มค่าเทอร์มิสเตอร์ให้พอเหมาะ จึงจะสามารถชดเชยอุณหภูมิได้ตามที่คิด ซึ่งไม่สะดวกในการที่จะผลิตออกเป็นสินค้า



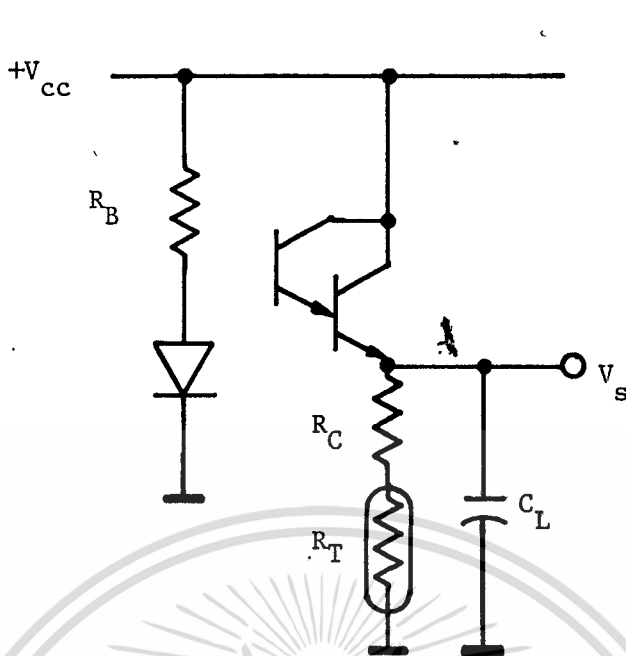
รูปที่ 8.8 การใช้เทอร์มิสเตอร์ชดเชยการเปลี่ยนแปลงของกระแสไบอัสไดโอดเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

8.7.3 การใช้ไดโอดต่อชดเชยอุณหภูมิในทางรับ ซึ่งเป็นโฟโตรีซิสเตอร์ โดยต่ออนุกรมกับค่าความต้านทานที่ทำหน้าที่เปลี่ยนจากกระแสให้เป็นศักดา ซึ่งสาเหตุอันนี้เกิดขึ้นจาก I_{CEO} เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ กรณีที่ I_{CEO} เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมินี้ จะชดเชยได้โดยใช้ไดโอดต่ออนุกรมไว้ได้ตามรูปที่ 8.9



รูปที่ 8.9 การชดเชยการเปลี่ยนแปลงของ I_{CEO} โดยใช้ไดโอด

8.7.4 การใช้เทอร์มิสเตอร์ต่อชดเชย ในบางครั้งการใช้ไดโอดต่อชดเชย อาจจะใช้งานไม่ได้ เนื่องจากถ้ามีผลเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความเข้มของแสงอินฟราเรด ที่ส่งไปสะท้อนผิววัตถุมีการเปลี่ยนแปลงในทางตรงกันข้าม ซึ่งในการผลิตขึ้นอยู่กับบริษัทที่ผลิต เช่น มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไบอัสไดโอดในทางลบเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ในกรณีนี้ค่าศักดา V_s ในทางรับจะลดลง เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งถ้าใช้ไดโอดต่อชดเชยไว้จะทำงานไม่ได้ ดังนั้นจะต้องเลือกเทอร์มิสเตอร์ที่มีสมบัติในทางบวกมาต่อชดเชย ตามรูปที่ 8.10



รูปที่ 8.10 การใช้เทอร์มิสเตอร์ต่อขดเซย์อุณหภูมิ จากผล
การเปลี่ยนแปลงของ I_{CEO} และกระแสไดโอด

8.8 ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการวางตำแหน่งไม่ถูกต้อง

ปัญหานี้จะเกิดขึ้นเมื่อ การติดตั้งเซ็นเซอร์ไม่อยู่ในตำแหน่งที่ทำให้มีการสะท้อนแสงมากที่สุดตรงรู ซึ่งอาจจะมีจุดสะท้อนแสงมากที่สุดอยู่เหนือขึ้นไป หรือเอียงไปข้างใดข้างหนึ่ง จะทำให้เกิดปัญหาเกิดขึ้นเนื่องจากต้อง เปลี่ยนตำแหน่งที่วาง เพชรพลอย เพื่อหาจุดที่มีการสะท้อนของแสงมากที่สุด ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นในการวัดได้ ในการแก้ปัญหานี้ทำได้โดยการสร้างตัวยึดเซ็นเซอร์ให้มีขนาดและตำแหน่ง เท่ากันจะช่วยลดปัญหานี้ให้น้อยลงได้

8.9 สรุป

ในการออกแบบและทดลองในบทนี้ได้ใช้เวลาทำการทดลองมากกว่า 6 เดือน ในการหาตัวอย่าง เพชรพลอยมาทำการทดลอง พบว่าปัญหาใหญ่ คือ การเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของ เซ็นเซอร์ และการออกแบบที่วางวัตถุที่จะนำมาทำการตรวจสอบ ซึ่งปัญหาทั้งสองนี้สามารถแก้ไขให้เป็นผลสำเร็จได้

บทที่ 9

ภาคแสดงผลและผลการทดลอง

9.1 บทนำ

ภาคแสดงผลเป็นส่วนหนึ่งที่จะต้องออกแบบให้เป็นที่ดึงดูดความสนใจของลูกค้า ในการแสดงผลนั้นใช้การแสดงผลด้วยอนาล็อกมิเตอร์ก็ได้ เนื่องจากเราวัดความแตกต่างของการสะท้อนแสงออกมาอยู่ในรูปของศักดา แต่เพื่อให้มีจุดสนใจ และเพิ่มค่านิยมให้สินค้าดูมีราคา เราจึงใช้การแสดงผลในลักษณะของ LED ซึ่งทำหน้าที่เหมือนกับเข็มของอนาล็อกมิเตอร์ ซึ่งทำด้วย LED สีเหลืองเรียงกันเป็นแถว 20 ตัว โดยใช้ไอซี LM 3914 2 ตัว ต่อเข้าด้วยกัน ซึ่งรายละเอียดของไอซี LM 3914 นี้ปรากฏอยู่ทางด้านหลัง

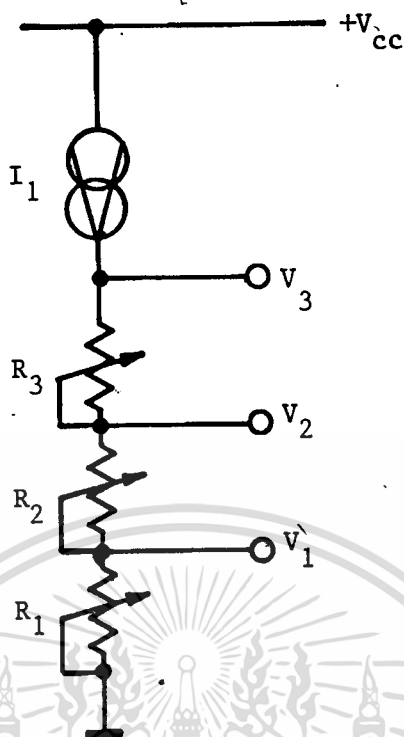
9.2 ศักดาเปรียบเทียบ

ศักดาเปรียบเทียบที่ใช้ในภาคแสดงผลจะเป็นศักดาที่จ่ายให้กับไอซี LM 3914 ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดช่วงการทำงานของไอซีทางด้านต่ำและสูง ในการทดลองพบว่า การสะท้อนแสงอินฟาเรดของ เพชรและพลอย มีความแตกต่างกันอย่างมาก จึงต้องมีการแบ่งออกเป็น 2 แสง คือ

9.2.1 แสงลบ เป็นแสงที่ใช้ตรวจสอบเพชรและวัตถุที่มีลักษณะคล้ายเพชร

9.2.2 แสงล่างเป็นแสงที่ใช้ตรวจสอบพลอยต่าง ๆ พวกพลอยที่ทำการตรวจสอบนี้ จะให้ความแตกต่างในการสะท้อนต่อแสงอินฟาเรดในพวกพลอยด้วยกันน้อยมาก ดังนั้น บางพวกจะซ้อนกันอยู่

ในการออกแบบในครั้งนี้ ใช้ศักดาเปรียบเทียบทางด้านต่ำเท่ากันทั้งสอง แสง แต่ศักดาเปรียบเทียบทางด้านสูงแยกกัน ศักดาเปรียบเทียบทางด้านสูงของ แสงล่างจะมีค่าน้อยกว่าศักดาเปรียบเทียบทางด้านสูงของ แสงลบ เนื่องจากในการวัดพลอย เราจะต้องขยายสัญญาณนั้นมาก ถ้าอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป จะทำให้มีความผิดพลาดเกิดขึ้นมาก วงจรศักดาเปรียบเทียบในครั้งแรกที่ใช้ โดยการใช้หลักการของกระแสคงตัว ตามรูปที่ 9.1

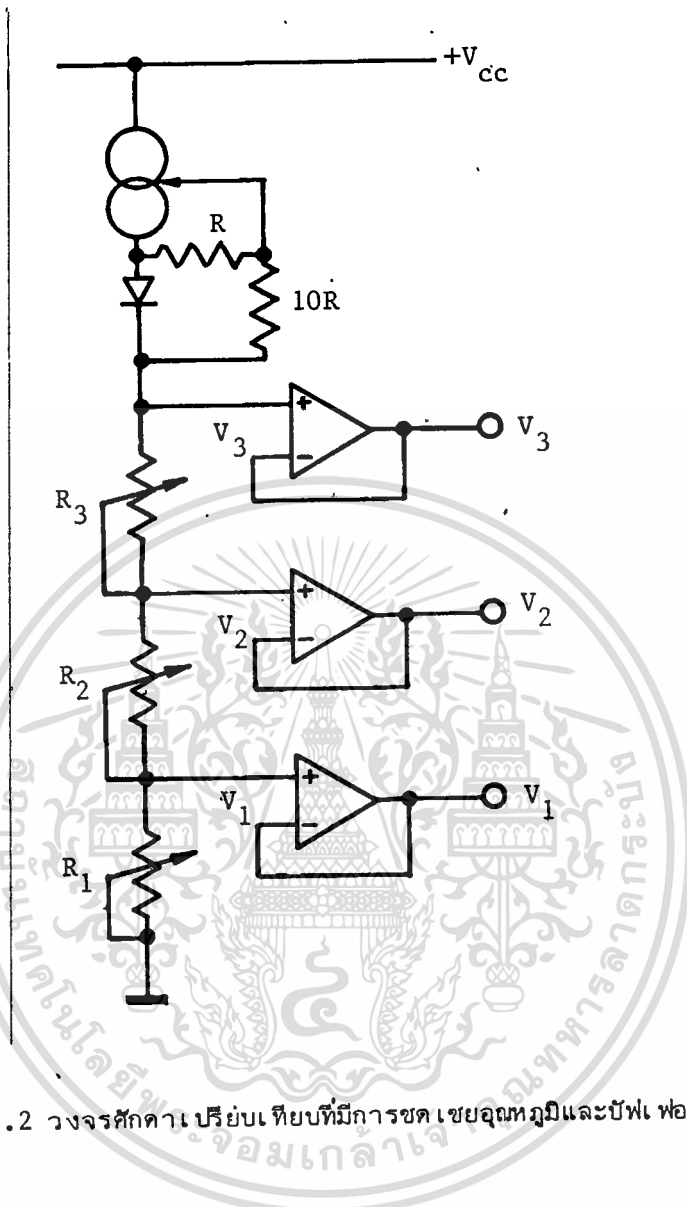


รูปที่ 9.1 การสร้างศักดาเปรียบเทียบโดยใช้
กระแสคงตัว

จากรูปที่ 9.1

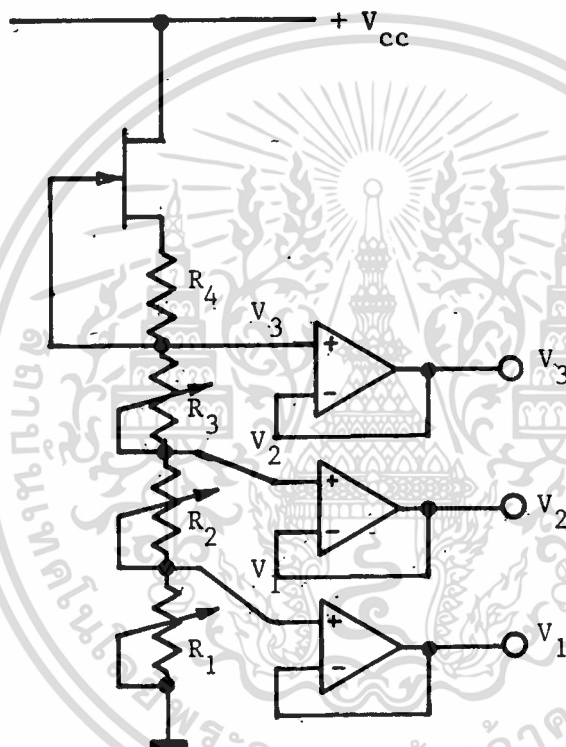
- V_1 = ศักดาเปรียบเทียบทางด้านต่ำ
 V_2 = ศักดาเปรียบเทียบทางด้านสูงของ เสกกลาง
 V_3 = ศักดาเปรียบเทียบทางด้านสูงของ เสกบน

จากรูปที่ 9.1 เป็นกระแสคงตัวที่ใช้ไอซี LM 334 ทำ จากรูปยังมีได้ทำการชดเชยอุณหภูมิ
 ดังนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิมาก เมื่อใช้กระแสคงตัวมีค่าสูงเพื่อที่จะไม่ให้ LM 3914
 โหลดไปหมด ในการปรับปรุงวงจรศักดาเปรียบเทียบ ในรูปที่ 9.2 ได้มีการชดเชยการ
 เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และใส่ฟเฟอร์ให้ เพื่อลดการโหลดของ LM 3914



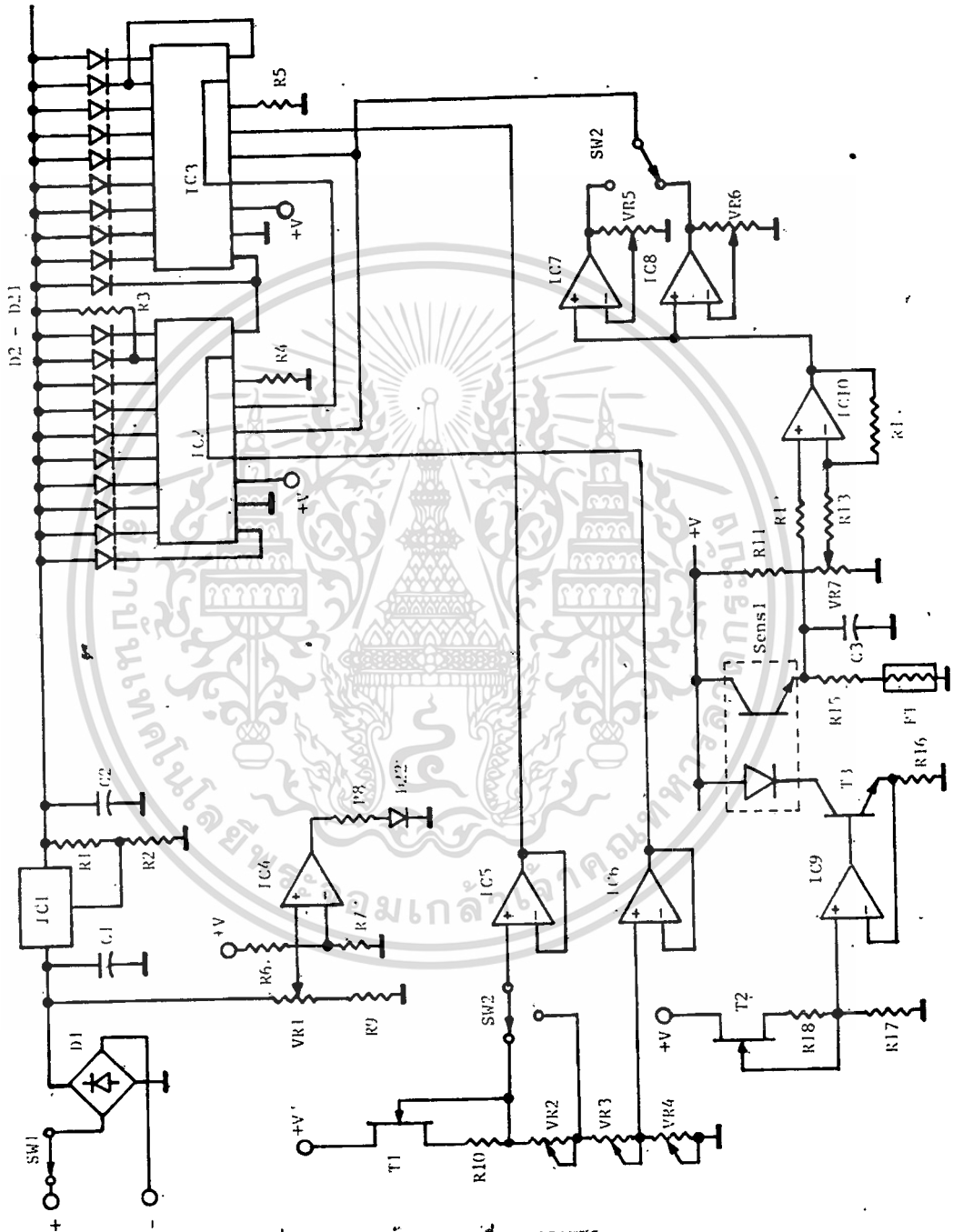
รูปที่ 9.2 วงจรศักดาเปรียบเทียบที่มีการชดเชยอุณหภูมิและบัฟเฟอร์ศักดาเปรียบเทียบ

วงจรแสดงตัวที่ใช้ LM 334 นั้น เมื่อมีวงจรบัฟเฟอร์ศักดาเปรียบเทียบแล้ว กระแสที่ไบอัสลงมาจึงมีค่าน้อยได้ จะช่วยลดการคดริฟ เนื่องจากอุณหภูมิได้ ดังนั้น ไม่จำเป็นต้องใช้ LM 334 ทำกระแสตัวเพราะมีราคาแพง เราอาจจะใช้ FET ทำเป็นวงจรแสดงตัวได้ เมื่อใช้ที่กระแสต่ำ ๆ การเปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิที่กระแสต่ำจะมีค่าน้อยมาก และมีราคาถูกกว่าประมาณ 3 เท่า ตามรูปที่ 9.3



รูปที่ 9.3 ใช้ FET ทำการระแแสดงตัว เพื่อสร้างวงจรศึกษา
เปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.4 วงจรรับงานของเครื่องตรวจเพชร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.3 ผลการทดลองและวงจรใช้งานจริง

9.3.1 รายละเอียดของวงจร

จากรูปที่ 9.4 เป็นวงจรใช้งานจริงที่ได้ทำการออกแบบซึ่งมีรายละเอียดดังนี้คือ

รายละเอียดดังนี้คือ

IC ₁	= LM 341P-5
IC ₂ , IC ₃	= LM 3914
IC ₄ , IC ₅ , IC ₆ , IC ₇ , IC ₈ , IC ₉	= LM 324
T ₁ , T ₂	= k 30
T ₃	= 2SC 733
D ₁	= Bridge Rectifier
D ₂ -D ₂₁	= LED rectangular
D ₂₂	= LED dot
R _T	= Thermistor 1 k Ω
R ₁	= 330 Ω
R ₂	= 68 Ω
R ₃ , R ₇	= 22 k Ω
R ₄ , R ₅	= 1.8 k Ω
R ₆ , R ₁₇	= 1 k Ω
R ₈	= 470 Ω
R ₉	= 20 k Ω
R ₁₀ , R ₁₈	= 4.7 k Ω
R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ , R ₁₄	= 100 k Ω
R ₁₅	= 10 k Ω
R ₁₆	= 100 Ω
C ₁	= 0.1 μF
C ₂ , C ₃	= 10 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VR_1, VR_4	=	3 k Ω
VR_2, VR_3	=	20 k Ω
VR_5, VR_6, VR_7	=	10 k Ω
SW_1	=	SPDT
SW_2	=	DPDT
$Sens_1$	=	EE-SMR-1

9.3.2 การทำงานของวงจร

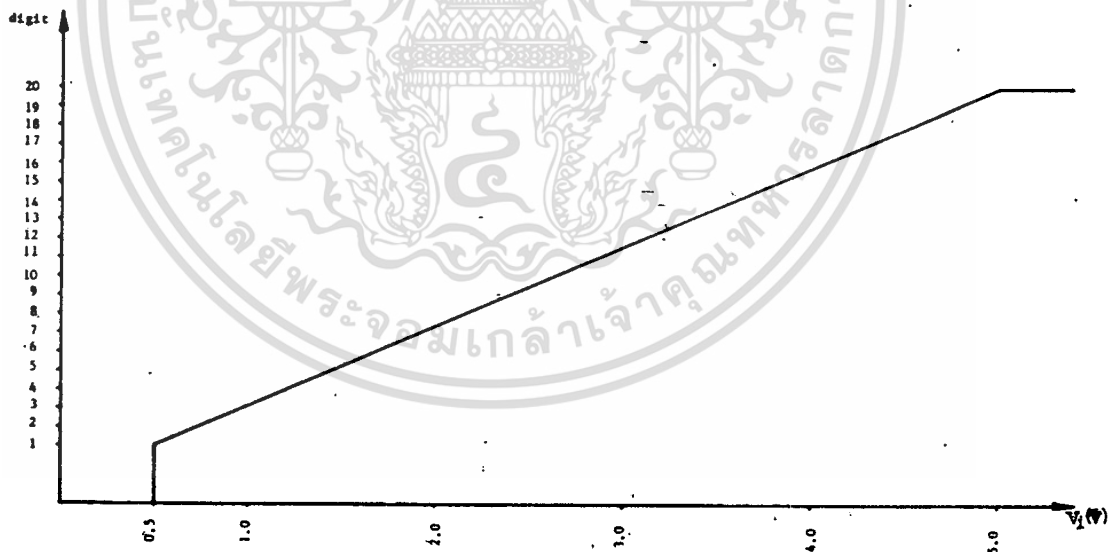
จากรูปที่ 9.4 เป็นวงจรที่ได้ออกแบบสามารถใช้งานได้กับแหล่งจ่ายไฟภายนอกตั้งแต่ 9V - 15V มี SW_1 ทำหน้าที่เปิดเปิดเครื่อง และ D_1 ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายไฟเข้าวงจรในลักษณะชั่วคราวและลบคงที่ ถึงแม้จะมีการกลับขั้วของแหล่งจ่ายไฟที่เข้ามา เมื่อไฟที่เข้ามาต่ำกว่า 8.5V IC_4 จะทำงานให้หลอดไฟ D_{22} ดับ เพื่อเป็นตัวแสดงว่า IC_1 ทำงานไม่ได้แล้ว เนื่องจาก IC_1 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟคงที่ให้กับวงจรสีกคาอินพุทที่เข้ามาต่ำที่สุด ประมาณ 8.5V จึงจะทำให้ IC_1 ทำงานจ่ายไฟออกประมาณ 7V คงที่ IC_2 และ IC_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรแสดงผล โดยใช้ LM 3914 ต่อเข้าด้วยกันให้แสดงผลแบบจุดซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างสีกคาเข้ากับตำแหน่ง LED ที่ติดตามรูปที่ 9.5 T_1 เป็นตัวจ่ายกระแสแสงที่ให้กับ IC_2 และ IC_3 โดยมี VR_4 เป็นตัวปรับสีกคาเปรียบเทียบค่าสุดท้ายที่จ่ายให้กับ IC_2 และ IC_3 มี VR_2 เป็นตัวปรับสีกคาเปรียบเทียบสูงสุดเมื่อต้องการวัดเพชร และ VR_3 เป็นตัวปรับสีกคาเปรียบเทียบสูงสุดเมื่อต้องการวัดพลอย โดยมี SW_2 เป็นตัวเลือกเมื่อทำการวัด $Sens_1$ จะถูกไบอัสไดโอดด้วยกระแสแสงที่ ซึ่ง T_2 จะเป็นตัวสร้างสีกคาเปรียบเทียบคงที่ให้กับ IC_9 และ T_3 เพื่อสร้างกระแสแสงที่ให้แสงอินฟราเรดที่เปล่งออกไ้มีความเข้มคงที่เมื่อมีวัตถุมาวางจะทำให้โฟโตทรานซิสเตอร์ใน $sens_1$ ทำงาน มีกระแสไหล จากนั้นจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสีกคาโดยใช้ R_{15} และ R_T ซึ่งช่วยในการชดเชยอุณหภูมิ และมี C_3 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน เพื่อกันสัญญาณ 50 Hz กวน และสีกคาที่ได้ออกจะถูกส่งผ่าน IC_{10} ซึ่งทำหน้าที่เป็นดีฟแอมป์กันสัญญาณรบกวนมาขณะที่ไม่มีวัตถุมาวาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับให้สัญญาณที่รบกวนออกไปในขณะที่ไม่มีวัตถุมาวางด้วย VR_7 ประจกันั้น สัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ผ่าน IC_{10} จะถูกขยายด้วย IC_7 และ IC_8 โดย IC_7 จะเป็นตัวขยายสัญญาณเมื่อใช้วัดพลอย และ IC_8 จำเป็นต้องขยายสัญญาณเมื่อใช้วัดเพชร ถูกเลือกการใช้วัดด้วย SW_2 ซึ่งพร้อมกับการเลือกศักดาเปรียบเทียบสูงสุดที่ให้กับ IC_2 และ IC_3

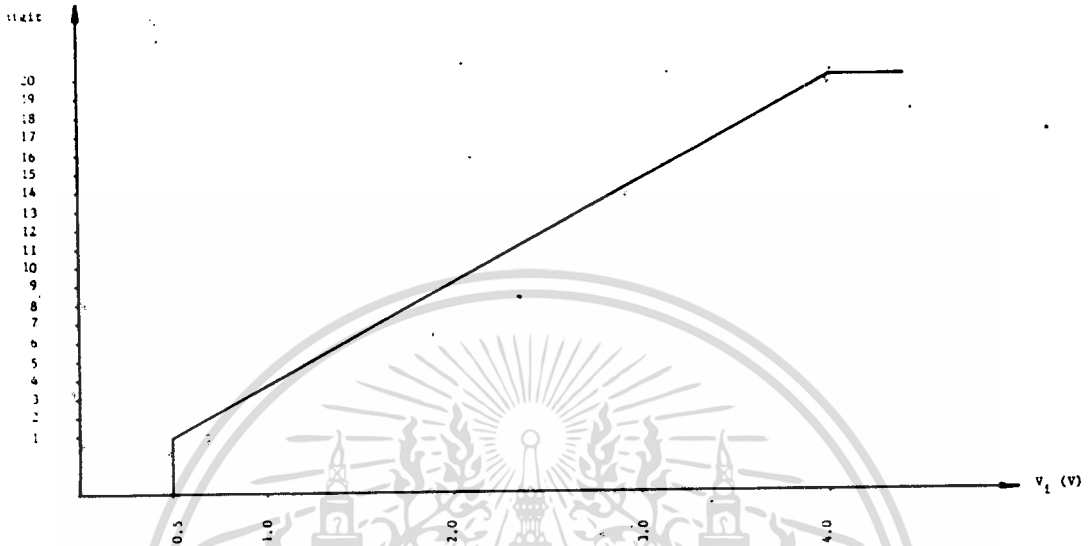
9.3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาเข้ากับตำแหน่งแสดงผล

ในรูปที่ 9.4 IC_2 และ IC_3 ซึ่งใช้เบอร์ LM 3914 ภายในแต่ละตัวจะประกอบด้วยตัวเปรียบเทียบอยู่ภายใน 10 ตัว สัญญาณเปรียบเทียบที่จ่ายให้กับไอซีต่ำสุดและสูงสุดจะถูกแบ่งออกเป็น 10 ช่วงเท่ากันเสมอ ตามผลที่ได้ทำการทดลองในรูปที่ 9.5 และรูปที่ 9.6



รูปที่ 9.5 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาเข้ากับตำแหน่งแสดงผล เมื่อใช้ศักดาเปรียบเทียบต่ำสุด 0.5V และสูงสุด 5V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.6 ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาเข้ากับตำแหน่งแสดงผลเมื่อใช้
ศักดาเปรียบเทียบต่ำสุด 0.5V และสูงสุด 4V

จากรูปที่ 9.5 เมื่อใช้ $V_{ref\ min} = 0.5V$ และ $V_{ref\ max} = 5V$
จ่ายให้กับ IC_2 และ IC_3 ซึ่งใช้ LM 3914 ต่อแสดงแบบจุด ในรูปที่ 9.6 ใช้
 $V_{ref\ min} = 0.5V$ และ $V_{ref\ max} = 4V$ ใน 1 ตำแหน่ง LED สว่างจำนวนศักดา
อินพุทเข้าเปลี่ยนแปลงแล้วทำให้ตำแหน่ง LED เปลี่ยนขึ้นอยู่กับการกำหนด $V_{ref\ min}$
และ $V_{ref\ max}$ จากการทดสอบพบว่าการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นมาก ถ้าหาก
 $V_{ref\ max}$ และ $V_{ref\ min}$ มีค่าต่างกันต่ำกว่าประมาณ 3V แล้ว การเปลี่ยนแปลง
ระหว่างตำแหน่ง LED กับศักดาอินพุทจะไม่เป็นอย่างเชิงเส้น ในการออกแบบเราให้
 $V_{ref\ min}$ เท่ากันในสองสเกล เมื่อทำการวัดเพชรค่าศักดาที่ได้จะมีค่ามากกว่า เมื่อ
ทำการวัดพลอย การขยายสัญญาณเมื่อทำการวัดพลอยจึงมาก ดังนั้น ค่าศักดาซีซีที่เกิด
ขึ้นจึงมีค่ามากตาม ซึ่งค่าต่ำสุดของสเกลพลอยเราให้เท่ากับค่าต่ำสุดของสเกลเพชร
เพื่อประหยัดอุปกรณ์ที่จะต้องออกแบบใหม่ ดังนั้น ค่าสูงสุดของสเกลเพชรจึงมากกว่าค่า
สูงสุดของสเกลพลอย และอีกประการหนึ่ง เพื่อไม่ให้เกิดการสับสนในการใช้เมื่อเลือก

ตำแหน่งสวิตช์ไม่ถูก เช่น สวิตช์เลือกอยู่ในตำแหน่งสเกลที่วัดพลอย เมื่อนำเพชรมาวัด
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LED ตัวที่ 20 จะสว่างซึ่งแสดงว่าเกิดการลั่นแสงขึ้นจะต้องปิดสวิตช์เลือกไปอยู่ในตำแหน่งที่ทำการวัดเพชร

9.3.4 ผลการเก็บข้อมูล

การเก็บข้อมูล โดยการใช้ตัวอย่างของจริงที่มีขายในท้องตลาดอยู่ในลักษณะที่ยังไม่ได้ประกอบอยู่ในแหวน ตัวอย่างที่ใช้รูปลักษณะแตกต่างกัน และขนาดไม่เท่ากัน พลอยที่ทำการทดลองมีขนาดตั้งแต่ 0.5 กะรัต ถึงประมาณ 12 กะรัต และเพชรที่ทำการทดลองมีทั้งแบบธรรมชาติสีขาว สีเหลือง และสีแดง ขนาดตั้งแต่ 0.5 กะรัต ถึงประมาณ 6 กะรัต ซึ่งมีผลการทดลองตามตัวอย่างข้างล่างนี้

การทดลองเมื่อใช้ $V_{ref \min} = 0.5V$ และ $V_{ref \max} = 5V$

ชนิดของวัตถุ	ตำแหน่ง LED บนหน้าปิดสว่าง	จำนวนชั้น
1) Diamond	17	22
	18	61
	19	7
	8	4
	9	40
2) Zirconium	10	32
	11	2
	4	27
	5	65
3) Zircon	6	8
	2	12
	3	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองเมื่อใช้ $V_{ref \min} = 0.5V$ และ $V_{ref \max} = 4V$

ชนิดของวัตถุ	ตำแหน่ง LED บนหน้าปัดสว่าง	จำนวนชิ้น
1) Garnet	7	9
	8	12
	9	31
	10	14
	11	8
	12	11
2) Ruby	13	10
	14	5
	9	48
	10	35
	11	10
	12	7
3) Sapphire	9	61
	10	23
	11	10
	12	6
4) Alexandrite	8	28
	9	65
	10	7
5) Spinel	8	43
	9	51
	10	6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดของวัตถุ	ตำแหน่ง LED บนหน้าปัดสว่าง	จำนวนชิ้น
6) Topas	3	9
	4	62
	5	28
	6	1
7) Tourmaline	3	2
	4	10
	5	71
	6	7
8) Peridot	3	5
	4	21
	5	45
	6	24
9) Emerald	2	96
	3	4
10) Amethyst	1	38
	2	41
	3	21
11) Aquamarine	1	24
	2	46
	3	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.4 สรุป

ในการออกแบบสร้างเครื่องตรวจเพชรขึ้นใช้ี้ จากผลการทดลองพบว่า เหมาะที่จะใช้ในการตรวจเพชรมากที่สุด สำหรับพลอยต่าง ๆ นั้น เราพอที่จะแยก ได้ว่าเป็นชนิดอะไร แต่ไม่สามารถบอกได้ 100% ว่าเป็นของจริงหรือของปลอม เนื่องจากพลอยต่าง ๆ ที่มีอยู่นั้นมีลักษณะคล้ายคลึงกันมาก ในหลักการนี้ที่ใช้แสงอินฟราเรด ส่งไปยังวัตถุและรับแสงที่สะท้อนกลับมานั้น ยังสรุปไม่ได้ว่าเป็นการดูการสะท้อนแสงของ วัตถุ เมื่อเทียบกับสัมประสิทธิ์การสะท้อนแสงตามตารางข้างล่างนี้

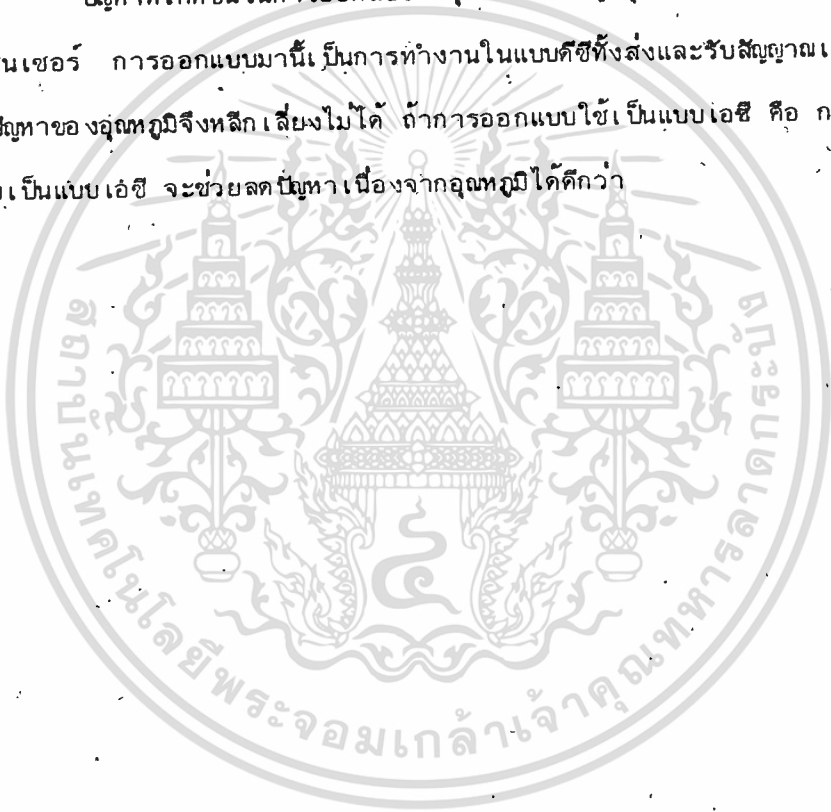
ตารางแสดงคุณสมบัติของอัญมณี

ชนิดของอัญมณี	Hardness	Specific gravity	Refractive index
1) Diamond	10	3.5	2.42
2) Zircon	7.5	4.7	1.92-1.98
3) Garnet	7.5	4.05	1.79
4) Ruby	9	4.0-4.1	1.757-1.768
5) Sapphire	9	4.0-4.1	1.757-1.768
6) Alexandrite	8.5	3.6-3.8	1.746
7) Spinel	8	3.6	1.715-1.725
8) Peridot	6.5-7	3.34	1.654-1.690
9) Tourmaline	7-7.5	3.06	1.624-1.644
10) Topaz	8	3.53	1.61-1.62
11) Emerald	7.5-8	2.688-2.74	1.571-1.581
12) Amethyst	7	2.65	1.553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางแสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนแสง พบว่าเพชรมีการสะท้อนแสงมากที่สุด ซึ่งเหมือนกับการทดลอง แต่เมื่อเปรียบเทียบกับ garnet ในตารางจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนแสงมีค่าเท่ากับ 1.79 เพียงค่าเดียว แต่ในการทดลองพบว่า garnet ให้ค่าแตกต่างกันมากที่สุด ดังนั้นจึงไม่สามารถสรุปได้ว่า ในการออกแบบในครั้งนี้ใช้หลักการเปรียบเทียบการสะท้อนแสงของวัตถุแต่เพียงอย่างเดียว

ปัญหาที่เกิดขึ้นในการออกแบบที่สรุปได้ว่าสำคัญที่สุดคือ การขาดเซยอุณหภูมิตัวเซ็นเซอร์ การออกแบบมาเป็นการทำงานในแบบซีซีทีงส์และรับสัญญาณเข้ามา ดังนั้นปัญหาของอุณหภูมิจึงหลีกเลี่ยงไม่ได้ ถ้าการออกแบบใช้ เป็นแบบเอซี คือ การส่งและรับ เป็นแบบเอซี จะช่วยลดปัญหาเนื่องจากอุณหภูมิดีดีกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 10

บทสรุป

ในภาคแรกเป็นการออกแบบ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม และขณะเดียวกันยังสามารถใช้เป็นเครื่องวิเคราะห์คลื่นสัญญาณได้ด้วย สิ่งที่ยกพร่องและควรที่จะทำการปรับปรุงต่อไปมีดังต่อไปนี้

1. เพิ่มวงจรขยายสัญญาณและวงจรลดทอนสัญญาณที่ภาคอินพุท เพื่อขยายช่วงการวัดสัญญาณให้มากกว่า 10 mV_{p-p} ถึง 30 V_{p-p}
2. เพิ่มวงจรสร้างสัญญาณรูปขยับบริสุทธิ์เพื่อใช้เป็นสัญญาณเปรียบเทียบและให้สามารถทำการกวาดสัญญาณความถี่ได้
3. ปรับปรุงวงจรสร้างพัลส์ ให้สามารถทำงานได้ที่มีสัญญาณอินพุทต่ำกว่า 10 mV เพื่อที่จะทำให้วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณทำงานได้
4. ทำการปรับออฟเซตที่เกิดขึ้นที่วงจรเลือกรักษาระดับสัญญาณ และวงจรตัดความสูงสุดของสัญญาณ จะทำให้เพิ่มช่วงแสดงผลมากขึ้น
5. การอ่านค่าระดับของสเปกตรัมที่ใช้บอลกมิเตอร์ ซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาดได้ ถ้าใช้ DVM อ่านจะให้ค่าละเอียดมากกว่า และ สะดวกในการอ่านยิ่งขึ้น
6. การเลือกค่าความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้ ให้เลือกได้มากกว่าที่ออกแบบ เช่น $0.1, 0.5, 1, 5, 10, 50, 100\text{ Hz}$ เป็นต้น
7. เพิ่มวงจร log ที่ทางออกเพื่อให้สามารถอ่านได้เป็น dB และแบบธรรมดา

เมื่อได้ทำการปรับปรุงตามข้างบนแล้วจะทำให้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ได้ออกแบบสามารถใช้งานได้ดีพอกับเครื่องที่มีขายอยู่ในขณะนี้ เป็นผลดีที่เราสามารถสร้างขึ้นใช้เองได้ และมีราคาถูกกว่ามาก

สำหรับในภาคที่สอง เป็นการออกแบบเครื่องตรวจเพชรที่ทำการตรวจเพชร ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ และสามารถแยกชนิดของพลอยได้ โดยใช้หลักการการสะท้อนแสง จากผิววัตถุลงมายังตัวเซ็นเซอร์ ปัญหาที่เกิดขึ้นในการออกแบบนี้ คือ การเปลี่ยนแปลง ของค่าที่อ่านได้เนื่องจากอุณหภูมิ ในขณะที่ไม่มีการชดเชยอุณหภูมิที่ตัวเซ็นเซอร์ เมื่ออุณหภูมิ เปลี่ยนแปลงทุก 5°C จะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงของตำแหน่ง LED ที่แสดงผล 1 ตำแหน่ง $V_{\text{ref min}} = 0.5 \text{ V}$. และ $V_{\text{ref max}} = 5 \text{ V}$. แต่เมื่อได้ทำการชดเชยอุณหภูมิที่ตัว เซ็นเซอร์แล้ว การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิจะต้องมากกว่า 10°C ที่อุณหภูมิห้องจึง จะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงที่ตำแหน่งของ LED ที่แสดงผล 1 ตำแหน่ง ซึ่งเพียงพอกับการใช้ งานปกติ การปรับปรุงขั้นต่อไปเพื่อให้ลดปัญหาที่เกิดขึ้น คือ

1. การเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ ที่ออกแบบการทำงานของตัวเซ็นเซอร์ เป็นแบบคิซีซึ่งทำให้เกิดปัญหานี้ขึ้นมาก ในการออกแบบใหม่ควรให้การทำงานของตัว เซ็นเซอร์ เป็นแบบเอซีจะช่วยลดปัญหาการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิได้
2. ในการออกแบบโดยใช้ LM 3914 และใช้ LED เป็นตัวแสดงผลนั้น จะทำให้กินไฟมาก ขณะนี้ ใช้ไฟที่จ่ายให้ 9-15 V. และกระแส 90 mA. ถ้าใช้ อนาล็อกมิเตอร์เป็นตัวแสดงผลแล้ว จะใช้กับถ่านไฟฉาย 9 V. ธรรมดาได้

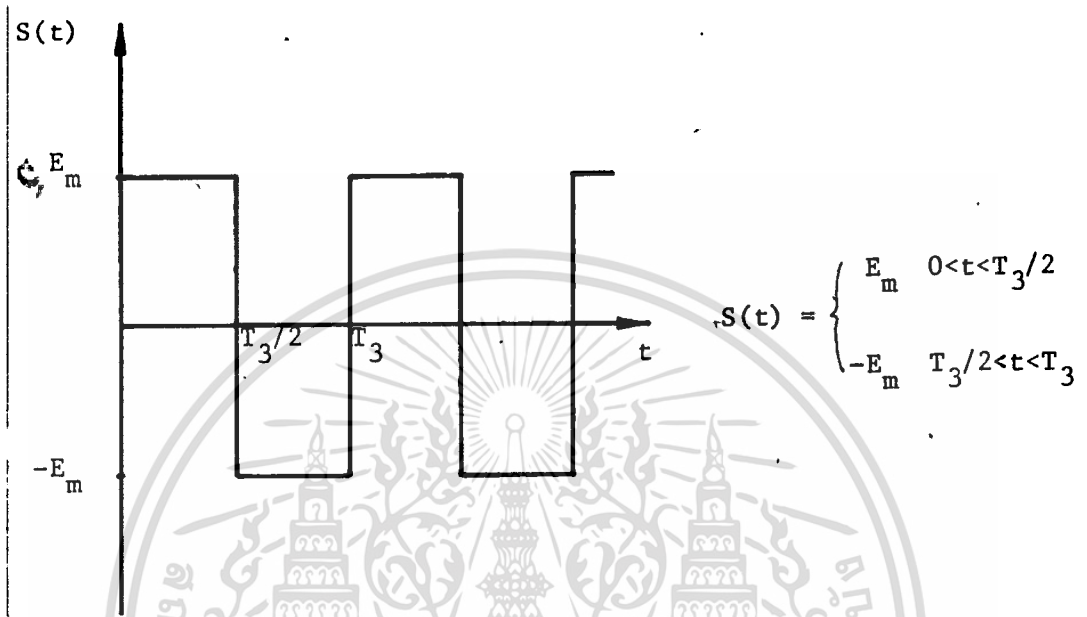
หนังสืออ้างอิง

1. A. Grebene; "Analog integrated circuits", Van Nostrand Reinhold, New York, 1972.
2. J.G. Graeme; "Applications of operational amplifiers", Mc Graw Hill, New York, 1973.
3. P.R. Gray and R.G. Mayer; "Analysis and design of analog integrated circuits", Willey, New York, 1977.
4. A. Budak; "Passive and active network analysis and synthesis", Houghton Mifflin, Boston, 1974.
5. J.L. Hilburn and D.D. Johnson; "Manual of active filter design", Mc Graw Hill, New York, 1973.
6. W.R. Davis and J.E. Solomon; "A high performance monolithic IF amplifier incorporating electronic gain control", IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol SC-3, pp. 408-416, Dec. 1968.
7. A. Bilotti; "Applications of a monolithic analog multiplier", IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol SC-3, pp. 373-380, Dec. 1968.
8. B. Gilbert; "A high performance monolithic multiplier using active feedback", IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol SC-9, pp. 364-373; Dec. 1974.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. B. Gilbert; "A new wide-band amplifier technique",
IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol SC-3, pp. 353-365,
Dec. 1968.
10. P.R. Gray, D.J. Hamilton and J.D. Lieux; "Analysis and
design of temperature stabilized substrate integrated
circuits", IEEE Journal on Solid State Circuits, Vol SC-9,
pp. 61-69, April 1974.
11. H.B. Sachse; "Semiconducting temperature sensors and their
applications", John Wiley & Sons, INC., New York, 1975.
12. D.J. Hamilton and W.G. Howard; "Basic integrated circuit
engineering", Mc Graw Hill, New York, 1975.
13. D. Roddy and J. Coolen; "Electronic communications",
Mc Graw Hill, New York, 1975.

ภาคผนวกที่ 1



ลักษณะสัญญาณ $S(t)$ จะเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้ คือ

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \dots (A1)$$

$$a_0 = \frac{1}{T_3} \int_0^{T_3} S(t) dt \dots (A2)$$

$$= \frac{1}{T_3} \int_0^{T_3/2} E_m dt + \frac{1}{T_3} \int_{T_3/2}^{T_3} (-E_m) dt$$

$$= \frac{E_m}{T_3} \left\{ \int_0^{T_3/2} dt - \int_{T_3/2}^{T_3} dt \right\}$$

$$= \frac{E_m}{T_3} \left(\frac{T_3}{2} - T_3 + \frac{T_3}{2} \right)$$

$$a_0 = 0 \dots (A3)$$

$$a_n = \frac{2}{T_3} \int_0^{T_3} S(t) \cos n\omega t dt \quad \dots (A4)$$

$$= \frac{2E_m}{T_3} \left\{ \int_0^{T_3/2} \cos n\omega t dt - \int_{T_3/2}^{T_3} \cos n\omega t dt \right\}$$

$$= \frac{2E_m}{T_3} \left\{ \frac{\sin n\omega t}{n\omega} \Big|_0^{T_3/2} - \frac{\sin n\omega t}{n\omega} \Big|_{T_3/2}^{T_3} \right\}$$

$$a_n = \frac{2E_m}{n\omega T_3} \left\{ \frac{\sin n\omega T_3}{2} - \sin n\omega T_3 + \frac{\sin n\omega T_3}{2} \right\}$$

เนื่องจาก

$$T_3 = \frac{1}{f_3}$$

ดังนั้น

$$n\omega T_3 = 2\pi n$$

$$a_n = \frac{E_m}{n\pi} \{ 2\sin n\pi - \sin 2n\pi \}$$

แต่

$$\sin n\pi = 0, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

∴

$$a_n = 0 \quad \dots (A5)$$

$$b_n = \frac{2}{T_3} \int_0^{T_3} S(t) \sin n\omega t dt \quad \dots (A6)$$

$$= \frac{2E_m}{T_3} \left\{ \int_0^{T_3/2} \sin n\omega t dt - \int_{T_3/2}^{T_3} \sin n\omega t dt \right\}$$

$$= \frac{2E_m}{T_3} \left\{ -\frac{\cos n\omega t}{n\omega} \Big|_0^{T_3/2} + \frac{\cos n\omega t}{n\omega} \Big|_{T_3/2}^{T_3} \right\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_n = \frac{2E_m}{n\omega T_3} \left\{ -\cos \frac{n\omega T_3}{2} + \cos 0 + \cos n\omega T_3 - \cos \frac{n\omega T_3}{2} \right\}$$

แต่ $\cos n\omega T_3 = \cos 2\pi n$, $\cos 2\pi n = 1$, $n = 1, 2, 3, \dots$

ดังนั้น $b_n = \frac{E_m}{n\pi} \{ -2\cos n\omega + 1 + 1 \}$

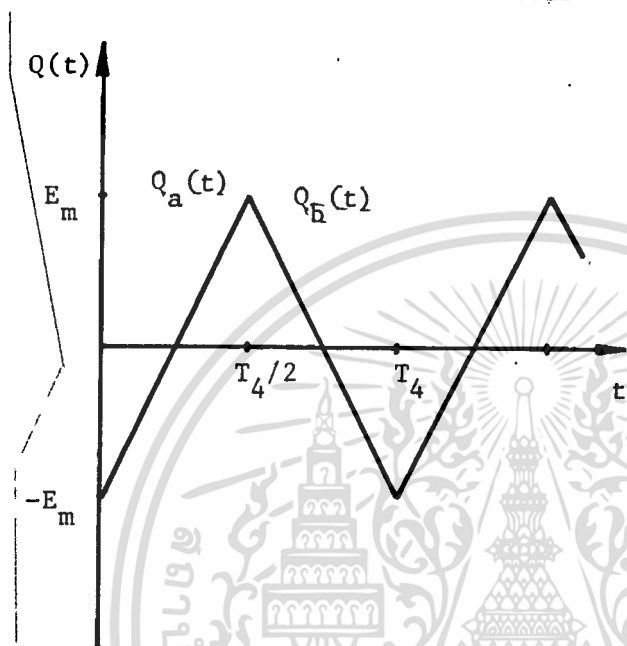
b_n จะมีค่ามากกว่าศูนย์ เมื่อ n เป็นเลขคี่

$$b_n = \frac{4E_m}{n\pi} \dots (A7)$$

$$\begin{aligned} \therefore S(t) &= 0 + 0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_m \sin n\omega t}{n\pi} \\ &= \frac{4E_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \end{aligned}$$

$$\therefore S(t) = \frac{4E_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t \dots \right) \dots (A8)$$

ภาคผนวกที่ 2



สมการเส้นตรงระหว่างเวลา $t = 0$ ถึง $t = T_4/2$ คือ

$$Q_a(t) = xt + y \quad \dots (B1)$$

ที่เวลา $t = 0$, $y = -E_m$

และ $t = T_4/2$, $x = 4E_m/T_4$

$$\therefore Q_a(t) = (4E_m t/T_4) - E_m \quad \dots (B2)$$

และ สมการเส้นตรงระหว่างเวลา $t = T_4/2$ ถึง $t = T_4$ คือ

$$Q_b(t) = x_1 t + y_1 \quad \dots (B3)$$

$$\text{ที่ } t = T_4/2, E_m = x_1 T_4/2 + y_1 \quad \dots (B4)$$

$$t = T_4, -E_m = x_1 T_4 + y_1 \quad \dots (B5)$$

$$x_1 = -4E_m/T_4$$

$$y_1 = 3E_m$$

$$\therefore Q_b(t) = -4E_m t/T_4 + 3E_m \quad \dots (B6)$$

ดังนั้น จะสามารถเขียน $Q(t)$ ให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ คือ

$$Q(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad \dots (B7)$$

$$a_0 = \frac{1}{T_4} \int_0^{T_4} Q(t) dt \quad \dots (B8)$$

$$= \frac{1}{T_4} \int_0^{T_4/2} (4E_m t - E_m) dt + \frac{1}{T_4} \int_{T_4/2}^{T_4} (-4E_m t + 3E_m) dt$$

$$= \frac{1}{T_4} (E_m T_4/2 - E_m T_4/2 - 2E_m T_4 + E_m T_4/2 + 3E_m T_4 - 3E_m T_4/2)$$

$$a_0 = 0 \quad \dots (B9)$$

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{T_4} \int_0^{T_4/2} Q_a(t) dt + \frac{2}{T_4} \int_{T_4/2}^{T_4} Q_b(t) dt \quad \dots (B10) \\
 &= \frac{2}{T_4} \int_0^{T_4/2} \left(\frac{4E_m t}{T_4} - E_m \right) \cos n\omega t dt + \frac{2}{T_4} \int_{T_4/2}^{T_4} \left(-\frac{4E_m t}{T_4} + 3E_m \right) \cos n\omega t dt \\
 &= \frac{8E_m}{T_4^2} \int_0^{T_4/2} t \cos n\omega t dt - \frac{2E_m}{T_4} \int_0^{T_4/2} \cos n\omega t dt - \frac{8E_m}{T_4^2} \int_{T_4/2}^{T_4} t \cos n\omega t dt \\
 &\quad + \frac{6E_m}{T_4} \int_{T_4/2}^{T_4} \cos n\omega t dt
 \end{aligned}$$

ใช้วิธี integrate by parts เหมม

$$\frac{8E_m}{T_4^2} \int_0^{T_4/2} t \cos n\omega t dt = \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (\cos n\pi - 1)$$

และเหมม

$$\frac{8E_m}{T_4^2} \int_{T_4/2}^{T_4} t \cos n\omega t dt = \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (\cos 2n\pi - \cos n\pi)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (\cos n\pi - 1) - \frac{2E_m \sin n\omega t}{T_4 n \omega} \Big|_0^{T_4/2} \\
 &\quad - \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (\cos 2n\pi - \cos n\pi) + \frac{6E_m \sin n\omega t}{T_4 n \omega} \Big|_{T_4/2}^{T_4} \\
 &= \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (\cos n\pi - 1 - \cos 2n\pi + \cos n\pi) \\
 a_n &= \frac{8E_m}{T_4^2 n^2 \omega^2} (2\cos n\pi - 1 - \cos 2n\pi)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาเทอม $(2 \cos n\pi - 1 - \cos 2n\pi) = -4$ เมื่อ n เป็นเลขคี่จะได้

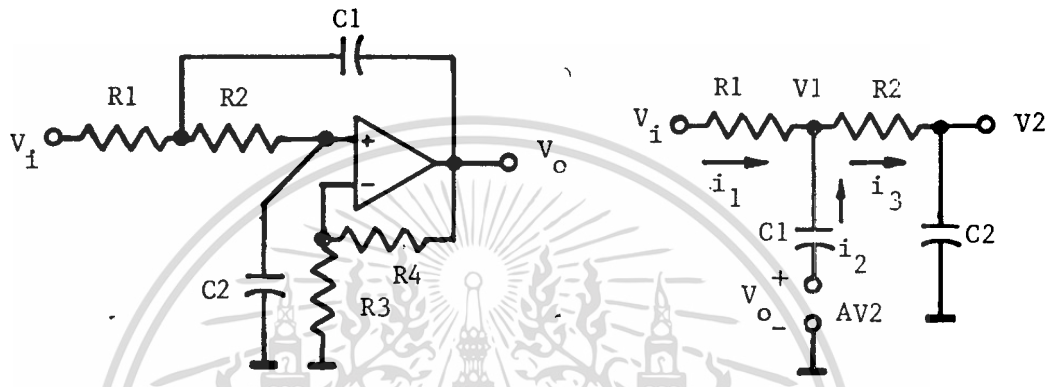
$$a_n = \frac{-8E_m}{T_4 n^2 \omega^2} = \frac{-8E_m}{n^2 \pi^2} \quad \dots (B11)$$

$$Q(t) = 0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{-8E_m}{n^2 \pi^2} \right) \cos n\omega t + 0 \quad (n = \text{เลขคี่})$$

$$\therefore Q(t) = \frac{-8E_m}{n^2 \pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{9} \cos 3\omega t + \frac{1}{25} \cos 5\omega t + \dots \right) \dots (B12)$$



ภาคผนวกที่ 3



ในการหาค่าของวงจรถอดความถี่ค่าผ่าน เพื่อให้ง่าย จะสมมติให้ $V_2 = 1$ จากรูปของวงจรที่ดัดแปลง จะได้ว่า $V_0 = A$ (C1)

เนื่องจากกระแสที่ไหลเข้าออปแอมป์ไม่มี จะได้ว่า กระแส i_3 ไหลเข้าสะสมในประจุ C_2 ทั้งหมด

$$i_3 = V_2/X_{c2} = j\omega C_2 \quad \dots\dots (C2)$$

ศักดาที่คร่อมระหว่าง R_2 และ C_2 จะมีค่าเท่ากับ V_1

$$V_1 = 1 + R_2 i_3 = 1 + j\omega R_2 C_2 \quad \dots\dots (C3)$$

ดังนั้น $i_1 = (V_i - V_1)/R_1 \quad \dots\dots (C4)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใดในกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมกระแสที่จุด X จะมีค่า

$$i_1 + i_2 = i_3 \dots\dots (C6)$$

$$(V_1 - V_1)/R_1 + (A - V_1)j\omega C_1 = j\omega C_2 \dots\dots (C7)$$

แทนสมการ (C3) ลงในสมการ (C7)

$$V_1 = \frac{(j\omega)^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + (j\omega) [R_1 C_1 + R_2 C_2 + (1-A)R_1 C_1] + 1}{\dots\dots} \dots\dots (C8)$$

ให้ $s = j\omega$

$$V_1(s) = R_1 C_1 R_2 C_2 \left[s^2 + \left\{ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{(1-A)}{R_2 C_2} \right\} s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \right] \dots\dots (C9)$$

ดังนั้น

$$\frac{V_0(s)}{V_1(s)} = \frac{(A/R_1 C_1 R_2 C_2)}{\left[s^2 + \left\{ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{(1-A)}{R_2 C_2} \right\} s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \right]} \dots\dots (C10)$$

$$\text{จาก } V_0(s)/V_1(s) = k/s^2 + as + b \dots\dots (C11)$$

จะได้ความสัมพันธ์

$$k = A/R_1 R_2 C_1 C_2$$

$$a = (1-A)/R_2 C_2 + 1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1$$

$$b = 1/R_1 R_2 C_1 C_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = 1 + R_4/R_3$$

โดยที่ A เป็นอัตราการขยายของวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 4

ตารางการทดลองที่ 1

ใช้วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน มีความถี่คutoff 1 Hz

ความถี่ Hz	สัญญาณทางออก V_0 (mV)
9995	20
9996	26
9997	39
9998	110
9999	722
10000	1003
10001	724
10002	108
10003	41
10004	29
10005	21

ใช้วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คutoff 10 Hz

ความถี่ Hz	สัญญาณทางออก V_0 (mV)
9950	21
9960	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	สัญญาณทางออก V_0 (mV)
9970	42
9980	105
9990	720
9995	10002
10000	10002
10005	10002
10010	718
10020	110
10030	43
10040	28
10050	20

ใช้วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คutoff 100 Hz

ความถี่ Hz	สัญญาณทางออก V_0 (mV)
9500	20
9600	24
9700	41
9800	107
9900	729

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 1002 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	สัญญาณทางออก V_0 (mV)
10000	1002
10050	1002
10100	724
10200	104
10300	43
10400	22
10500	21

ตารางการทดลองที่ 2

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
95		20	
96		23	
97		38	
98		102	
99		720	
100	1000	1005	+0.5%
101		724	
102		107	
103		39	
104		31	
105		22	

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางการทดลองที่ 3

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
95		20	
96		24	
97		35	
98		62	
99		1915	
100	2546.48	2562	+0.61
101		1922	
102		61	
103		36	
104		28	
105		24	
295		21	
296		28	
297		40	
298		68	
299		602	
300	848.82	842	-0.80
301		598	
302		65	
303		38	
304		24	
305		22	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
495		20	
496		26	
497		38	
498		82	
499		36.5	
500	509.30	506	-0.65
501		368	
502		91	
503		42	
504		25	
505		22	
695		20	
696		24	
697		40	
698		69	
699		254	
700	363.78	361	-0.76
701		256	
702		71	
703		38	
704		26	
705		22	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเราใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นการค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางการทดลองที่ 4

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
95		20	
96		26	
97		59	
98		134	
99		1158	
100	1621.14	1624	+0.18
101		1160	
102		126	
103		64	
104		23	
105		20	
295		20	
296		26	
297		54	
298		136	
299		181	
300	180.13	181	+0.63
301		132	
302		51	
303		24	
304		20	
305		-	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
495		-	
496		-	
497		20	
498		26	
499		51	
500	64.85	65	+0.23
501		53	
502		24	
503		20	
504		-	
505		-	
695		-	
696		-	
697		-	
698		21	
699		27	
700	33.08	33	-0.24
701		25	
702		20	
703		-	
704		-	
705		-	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางการทดลองที่ 5

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
195		20	
196		26	
197		38	
198		94	
199		601	
200	849	850	+0.12
201		598	
202		102	
203		41	
204		28	
205		21	
395		-	
396		21	
397		22	
398		27	
399		65	
400	85	86	+1.17
401		62	
402		31	
403		24	
404		20	
405		-	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
595		-	+1.65
596		-	
597		21	
598		26	
599		28	
600	36.4	37	
601		27	
602		22	
603		20	
604		-	
605		-	

ตารางการทดลองที่ 6

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
3995		20	+0.67
3996		21	
3997		35	
3998		45	
3999		540	
4000	750	755	
4001		538	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
4002		46	
4003		28	
4004		22	
4005		22	
4995		20	
4996		26	
4997		36	
4998		75	
4999		1430	
5000	2000	2010	+0.5
5001		1426	
5002		82	
5003		33	
5004		28	
5005		22	
5995		20	
5996		22	
5997		29	
5998		52	
5999		541	
6000	750	750	+0.8
6001		539	
6002		56	
6003		24	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
6004		22	
6005		22	

ตารางการทดลองที่ 7

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
4995		-	
4996		20	
4997		23	
4998		46	
4999		136	
5000	190.98	192	+0.53
5001		134	
5002		40	
5003		21	
5004		21	
5005		-	
6995		-	
6996		20	
6997		24	
6998		46	
6999		235	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
7000	318.30	320	+0.53
7001		230	
7002		52	
7003		22	
7004		20	
7005		-	
8995		-	
8996		18	
8997		22	
8998		48	
8999		692	
9000	954.92	962	+0.74
9001		690	
9002		52	
9003		24	
9004		20	
9005		20	
9995		20	
9996		22	
9997		48	
9998		168	
9999		1426	
10000	2000	2009	+0.45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
10001		1424	
10002		166	
10003		50	
10004		24	
10005		22	
10995		-	
10996		20	
10997		21	
10998		65	
10999		690	
11000	954.92	962	+0.74
11001		692	
11002		55	
11003		25	
11004		20	
11005		20	
12995		-	
12996		20	
12997		22	
12998		54	
12999		230	
13000	318.30	319	+0.22
13001		226	
13002		49	
13003		23	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
13004		20	-0.51
13005		-	
14995		-	
14996		-	
14997		20	
14998		24	
14999		136	
15000	190.98	190	
15001		133	
15002		30	
15003		20	
15004		-	
15005		-	

ตารางการทดลองที่ 8

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
4995		-	
4996		-	
4997		-	
4998		20	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
4999		22	
5000	24	25	+4.2
5001		22	
5002		20	
5003		-	
5004		-	
5005		-	
6995		-	
6996		-	
6997		20	
6998		22	
6999		51	
7000	67.5	68	+0.74
7001		50	
7002		21	
7003		20	
7004		-	
7005		-	
8995		20	
8996		22	
8997		28	
8998		59	
8999		433	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถนำสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
9000	607.9	610	+0.35
9001		430	
9002		65	
9003		26	
9004		23	
9005		21	
9995		20	
9996		24	
9997		67	
9998		180	
9999		1420	
10000	2000	2005	+0.25
10001		1423	
10002		185	
10003		72	
10004		25	
10005		21	
10995		20	
10996		21	
10997		24	
10998		60	
10999		429	
11000	607.9	609	+0.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการทำงานที่สถานศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
11001		432	
11002		56	
11003		26	
11004		24	
11005		22	
12995		-	
12996		-	
12997		21	
12998		24	
12999		50	
13000	67.5	67	-0.74
13001		53	
13002		22	
13003		-	
13004		-	
13005		-	
14995		-	
14996		-	
14997		-	
14998		-	
14999		21	
15000	24	25	+4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz.	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
15001		20	
15002		-	
15003		-	
15004		-	
15005		-	

ตารางการทดลองที่ 9

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_0 (mV)	ผลการทดลอง V_0 (mV)	ความผิดพลาด %
3990		28	
3995		80	
3996		142	
3997		360	
3998		1824	
3999		7328	
4000	10500	10462	- 0.36
4001		7302	
4002		1642	
4003		344	
4004		132	
4005		84	
4010		32	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ Hz	ทฤษฎี V_o (mV)	ผลการทดลอง V_o (mV)	ความผิดพลาด %
5990		26	
5995		81	
5996		127	
5997		416	
5998		1672	
5999		7284	
6000	10500	10425	- 0.71
6001		7345	
6002		1639	
6003		341	
6004		129	
6005		86	
6010		24	

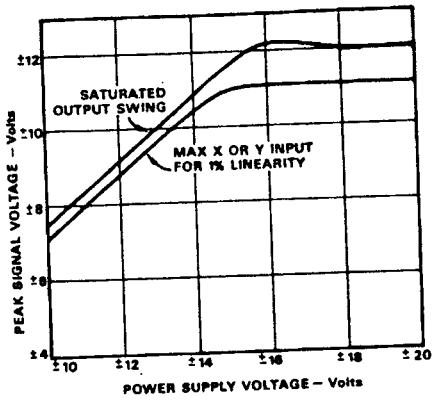
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, externally trimmed and $V_S \pm 15V$ dc unless otherwise specified)

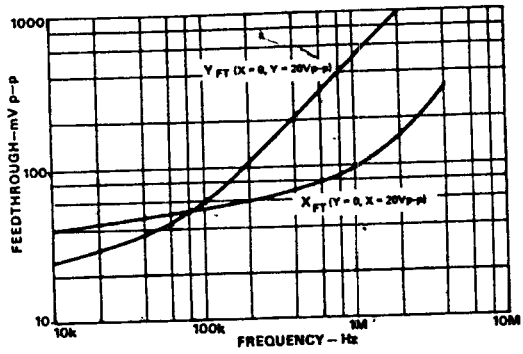
PARAMETER	CONDITIONS	AD533J	AD533K	AD533L	AD533S
ABSOLUTE MAX RATINGS					
Internal Power Dissipation		500mW	•	•	•
Input Voltage (Note 1)		$\pm V_S$	•	•	•
$X_{in}, Y_{in}, Z_{in}, X_o, Y_o, Z_o$		0 to +70°C	•	•	-55°C to +125°C
Rated Operating Temp Range		-65°C to +150°C	•	•	•
Storage Temp Range		Indefinite	•	•	•
Output Short Circuit	To Ground				
MULTIPLIER SPECIFICATIONS					
Transfer Function		XY/10	•	•	•
Total Error (of full scale)	Untrimmed	XY/6 max [XY/10 min]	•	•	•
		$\pm 2.0\%$ max	$\pm 1.0\%$ max	$\pm 0.5\%$ max	$\pm 1.0\%$ max
vs. Temperature	$T_A = \text{min to max}$	$\pm 3.0\%$	$\pm 2.0\%$	$\pm 1.0\%$	$\pm 1.5\%$
	$T_A = \text{min to max}$	$\pm 0.04\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.03\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$
Nonlinearity				••	••
X Input	$V_x = V_o = 20V(\text{p-p})$	$\pm 0.8\%$	$\pm 0.5\%$	••	••
Y Input	$V_y = V_o = 20V(\text{p-p})$	$\pm 0.3\%$	$\pm 0.2\%$		
Feedthrough					
X Input	$V_x = 20V(\text{p-p}), V_y = 0,$ $f = 50\text{Hz}$	150mV(p-p) max	200mV(p-p) max	50mV(p-p) max	100mV (p-p) max
Y Input	$V_y = 20V(\text{p-p}), V_x = 0,$ $f = 50\text{Hz}$	200mV(p-p) max	150mV(p-p) max	50mV(p-p) max	100mV (p-p) max
DIVIDER SPECIFICATIONS					
Transfer Function		10Z/X	•	•	•
Total Error (of full scale)	Untrimmed	10Z/X max [6Z/X min]	•	•	•
	$V_x = -10V \text{ dc}, V_z = \pm 10V \text{ dc}$	$\pm 1.0\%$	$\pm 0.5\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.5\%$
	$V_x = -1V \text{ dc}, V_z = \pm 10V \text{ dc}$	$\pm 3.0\%$	$\pm 2.0\%$	$\pm 1.5\%$	$\pm 2.0\%$
SQUARER SPECIFICATIONS					
Transfer Function		$X^2/10$	•	•	•
Total Error (of full scale)	Untrimmed	$X^2/6 \text{ max } [X^2/10 \text{ min}]$	•	•	•
		$\pm 0.8\%$	$\pm 0.4\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.4\%$
SQUARE ROOTER SPECIFICATIONS					
Transfer Function		$-\sqrt{10Z}$	•	•	•
Total Error (of full scale)	Untrimmed	$-\sqrt{10Z} \text{ max } [-\sqrt{6Z} \text{ min}]$	•	•	•
		$\pm 0.8\%$	$\pm 0.4\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.4\%$
INPUT SPECIFICATIONS					
Input Resistance		10M Ω	•	•	•
X Input		6M Ω	•	•	•
Y Input		36k Ω	•	•	•
Z Input			•	•	•
Input Bias Current					
X, Y Inputs		3 μA	7.5 μA max	5 μA max	7.5 μA max
Z Input		$\pm 25\mu\text{A}$	•	•	•
X, Y Inputs	$T_A = \text{min to max}$	12 μA	10 μA	7 μA	7 μA
Z Input	$T_A = \text{min to max}$	$\pm 35\mu\text{A}$	•	•	•
Input Voltage	$T_A = \text{min to max}$		•	•	•
V_x, V_y, V_z	For Rated Accuracy	$\pm 10V$			
DYNAMIC SPECIFICATIONS					
Small Signal, Unity Gain		1.0MHz	•	•	•
Full Power Bandwidth		750kHz	•	•	•
Slew Rate		45V/ μs	•	•	•
Small Signal Amplitude Error		1% at 75kHz	•	•	•
Sm Sig 1% Vector Error	0.5° phase shift	5kHz	•	•	•
Settling Time	$\pm 10V$ step	1 μs to 2 μs	•	•	•
Overload Recovery		2 μs to 2 μs	•	•	•
OUTPUT AMPLIFIER SPECIFICATIONS					
Output Impedance		100 Ω	•	•	•
Output Voltage Swing	$T_A = \text{min to max}$				
	$R_L \geq 2k\Omega, C_L \leq 1000\text{pF}$	$\pm 10V$ min	•	•	•
Output Noise	$f = 5\text{Hz to } 10\text{kHz}$	0.6mV(rms)	•	•	•
	$f = 5\text{Hz to } 5\text{MHz}$	3.0mV(rms)	•	•	•
Output Offset Voltage		Trimmable To Zero	•	•	•
vs. Temperature	$T_A = \text{min to max}$	0.7mV/ $^{\circ}\text{C}$	•	•	•
POWER SUPPLY SPECIFICATIONS					
Supply Voltage	Rated Performance	$\pm 15V$	•	•	•
	Operating	$\pm 15V$ to $\pm 18V$	$\pm 10V$ to $\pm 18V$	$\pm 10V$ to $\pm 18V$	$\pm 10V$ to $\pm 22V$
Supply Current	Quiescent	$\pm 6\text{mA}$ max	•	•	•
Power Supply Variation	Includes Effects of Recommended Null Pots		•	•	•
Multiplier Accuracy		$\pm 0.5\%/%$	•	•	•
Output Offset		$\pm 10\text{mV}/%$	•	•	•
Scale Factor		$\pm 0.1\%/%$	•	•	•
Feedthrough		$\pm 10\text{mV}/%$	•	•	•

Note 1: Max input voltage is zero when supplies are turned off.
 *Specifications same as AD533J
 **Specifications same as AD533K
 Specifications subject to change without notice.

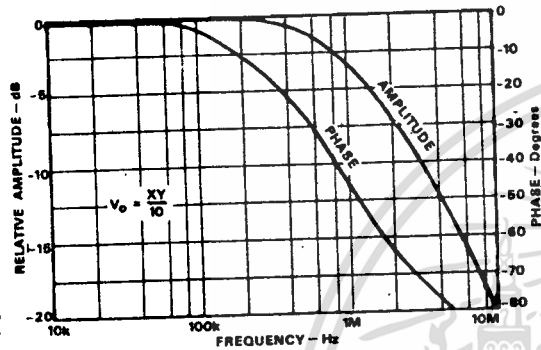
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



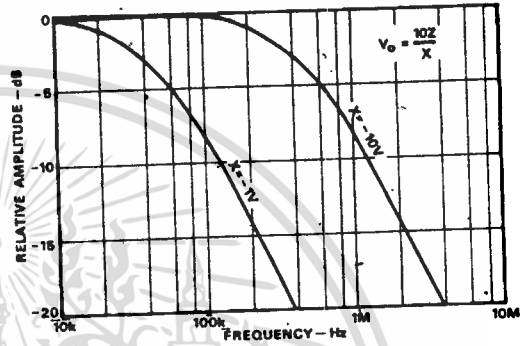
Allowable Signal Swing vs. Supply Voltage



Feedthrough vs. Frequency



Closed Loop Frequency and Phase Response

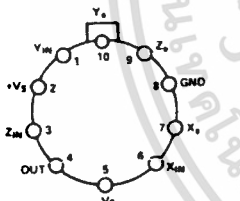


Divide Mode Frequency Response

PIN CONFIGURATION & DIMENSIONS

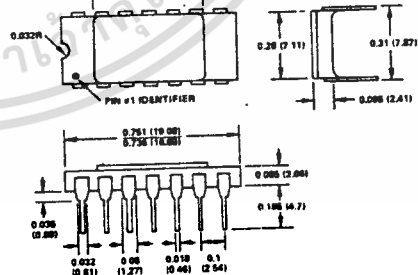
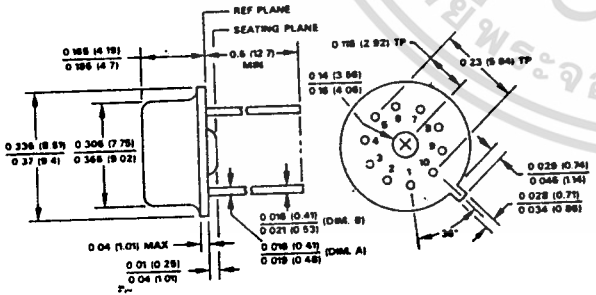
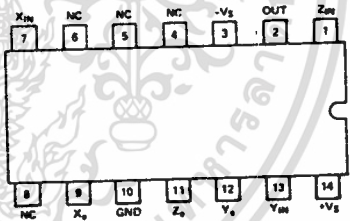
Dimensions shown in inches and (mm).

AD533H
TO-100



AD533D
TO-116

TOP VIEW



ORDERING GUIDE

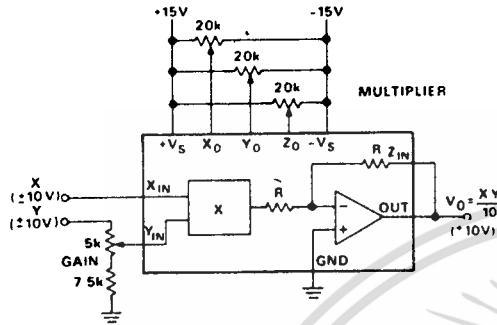
MODEL	MULT. ERROR (Max @ +25°C)	TEMP. RANGE	ORDER NUMBER
AD533J	±2.0%	0 to +70°C	AD533JH* AD533JD†
AD533K	±1.0%	0 to +70°C	AD533KH AD533KD
AD533L	±0.5%	0 to +70°C	AD533LH AD533LD
AD533S	±1.0%	-55°C to +125°C	AD533SH AD533SD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะเพื่อจุดประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขหรือดัดแปลงโดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัท
*TO-100 metal can package †TO-116 ceramic DIL package

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ออกกฎหมายให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MULTIPLIER

Multiplier operation is accomplished by closing the loop around the internal op amp with the Z input connected to the output. The X_0 null pot balances the X input channel to minimize Y feedthrough and similarly the Y_0 pot minimizes the X feedthrough. The Z_0 pot nulls the output op amp offset voltage and the gain pot sets the full scale output level.



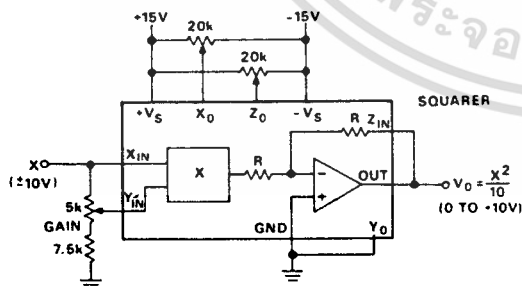
TRIM PROCEDURES

1. With $X = Y = 0$ volts, adjust Z_0 for 0V dc output.
2. With $Y = 20$ volts p-p (at $f = 50$ Hz) and $X = 0$ V, adjust X_0 for minimum ac output.
3. With $X = 20$ volts p-p (at $f = 50$ Hz) and $Y = 0$ V, adjust Y_0 for minimum ac output.
4. Readjust Z_0 for 0V dc output.
5. With $X = +10$ V dc and $Y = 20$ volts p-p (at $f = 50$ Hz), adjust gain for output = Y_{in} .

NOTE: For best accuracy over limited voltage ranges (e.g., ± 5 V), gain and feedthrough adjustments should be optimized with the inputs in the desired range, as linearity is considerably better over smaller ranges of input.

SQUARER

Squarer operation is a special case of multiplier operation where the X and Y inputs are connected together and two quadrant operation results since the output is always positive. When the X and Y inputs are connected together, a composite offset results which is the algebraic sum of the individual offsets which can be nulled using the X_0 pot alone.

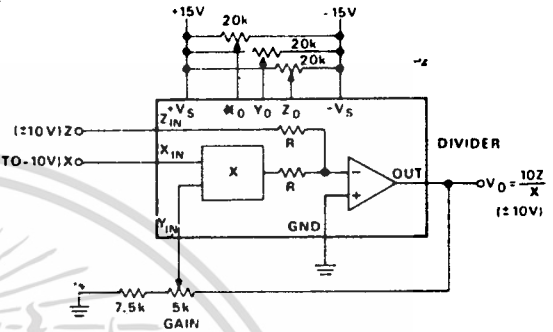


TRIM PROCEDURES

1. With $X = 0$ volts, adjust Z_0 for 0V dc output.
2. With $X = +10$ V dc, adjust gain for +10V dc output.
3. Reverse polarity of X input and adjust X_0 to reduce the output error to $1/2$ its original value, readjust the gain to take out the remaining error.
4. Check the output offset with input grounded. If nonzero, repeat the above procedure until no errors remain.

DIVIDER

The divide mode utilizes the multiplier in a fed-back configuration where the Y input now controls the feedback factor. With $X =$ full scale, the gain (V_O/Z) becomes unity after trimming. Reducing the X input reduces the feedback around the op amp by a like amount, thereby increasing the gain. This reciprocal relationship forms the basis of the divide mode. Accuracy and bandwidth decrease as the denominator decreases.

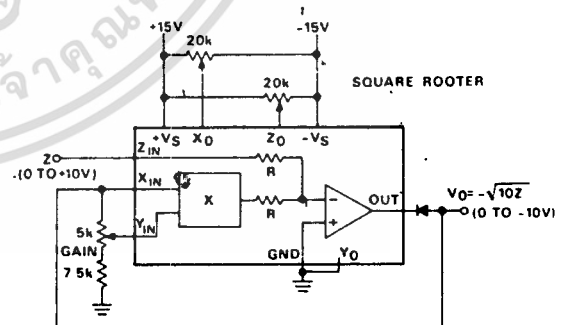


TRIM PROCEDURES

1. Set all pots at mid-scale.
2. With $Z = 0$ V, trim Z_0 to hold the output constant, as X is varied from -10V dc through -1V dc.
3. With $Z = 0$ V, $X = -10$ V dc, trim Y_0 for 0V dc.
4. With $Z = X$ or $-X$, trim X_0 for the minimum worst-case variations as X is varied from -10V dc to -1V dc.
5. Repeat steps 2 and 3 if step 4 required a large initial adjustment.
6. With $Z = X$ or $-X$, trim the gain for the closest average approach to ± 10 V dc output as X is varied from -10V dc to -3V dc.

SQUARE ROOTER

This mode is also a fed-back configuration with both the X and Y inputs tied to the op amp output through an external diode to prevent latchup. Accuracy, noise and frequency response are proportional to \sqrt{Z} , which implies a wider usable dynamic range than the divide mode.



TRIM PROCEDURES

1. With $Z = +0.1$ V dc, adjust Z_0 for Output = -1.0V dc.
2. With $Z = +10.0$ V dc, adjust gain for Output = -10.0V dc.
3. With $Z = +2.0$ V dc, adjust X_0 for Output = -4.47 ± 0.1 V dc.
4. Repeat steps 2 and 3, if necessary. Repeat step 1.

ภาคผนวกที่ 5

ศัพท์ภาษาอังกฤษที่แปลเป็นภาษาไทยในวิทยานิพนธ์ มีดังต่อไปนี้

1. balanced modulator	วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูลย์
2. chop	การตัดสัญญาณออกเป็นช่วง ๆ
3. constant current source	แหล่งจ่ายกระแสคงตัว
4. discrete	แบบแยกแต่ละเส้น
5. dynamic range	ช่วงแสดงสัญญาณ
6. fouries series	อนุกรมฟูเรียร์
7. gain bandwidth product	ผลคูณระหว่างค่าขยายและแบนวิท
8. low pass filter	วงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน
9. multiplier	วงจรรคูณสัญญาณ
10. peak detector	วงจรรัดความสูงสุดของสัญญาณ
11. periodic signal	สัญญาณที่เป็นคาบมีค่าคงตัว
12. phase shift	ความเคลื่อนของเฟส
13. response	ผลตอบสนอง
14. resolution bandwidth	ช่วงความแตกต่างของความถี่จริงกับความถี่ที่อ่านได้
15. sample and hold	วงจรถักเก็บรักษาระดับสัญญาณ
16. spectrum analyzer	เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม
17. wave analyzer	เครื่องวิเคราะห์คลื่นสัญญาณ