

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสร้างสัญญาณพัลส์ชาน์กำลังสองโดยวิธีทางตรีโกณมิติ

The generation of sine- squared pulse by means of Trigonometric form



จัดทำโดย  
นายกฤตย์ศักดิ์ เรืองเวช  
นายประเวศน์ วงศ์สกุลเกษข

21  
กย ๕๑  
๒๕๓๐

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 86680  
วัน,เดือน,ปี..... 30 S.ศ. 2551

.b.....  
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุสาศตรมหาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่อนุญาตเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างสัญญาณ พัลซช่ายนกำลังสองโดยวิธีทางตรีโกณมิติ

The generation of sine- squared pulse by means of Trigonometric form



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การสร้างสัญญาณ พัลส์ชาติน์กำลังสอง  
โดยวิธีทางตรีโกณมิติ

จัดทำโดย นายกฤษณ์ศักดิ์ เรืองเวช รหัส 38012044  
นายประเวศน์ วงศ์สกุลเกสัช รหัส 38012057

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอการประมาณสัญญาณพัลส์ชาติน์กำลังสองด้วยวิธีทางตรีโกณมิติ โดยทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้มาจากการหา Monotonic Impulse response จากสมการ  $h_n(t) = K_n(\sin \pi t)^2$ ,  $0 < t < 1$  และ ใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์ประยุกต์ใช้งานร่วมกับเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อให้ได้ตอบสนองต่อพัลส์ชาติน์กำลังสองใกล้เคียงกับพัลส์ชาติน์กำลังสองในอุดมคติ ในปริญญานิพนธ์นี้นำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ประมาณแล้ว มาออกแบบ มาประกอบเป็นวงจรเน็ทเวิร์คเพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์ชาติน์กำลังสอง

The generation of sine- squared pulse by means  
of Trigonometric form

By Mr.Kitsak Raungvet Id.38012044  
Mr.prawate Wongsakulphasatch Id.38012057

Adviser Assco.Prof.Dr.Kanok Janjirapongvet

Year 1997

**Abstract**

The project describes the method of realization of an active network which has a sine squared pulse response by using a Trigonometric function.

The transfer functions are derived which yield a monotonic impulse response by using the following equation  $h_n(t) = K_n(\sin \pi t)^2$ ,  $0 < t < 1$  with the aid of mathematical manipulation and computer simulation, the approximated transfer functions can be find out. It is shown that the experimental results are quite agree with the theoretical results.

### วัตถุประสงค์ประสงค์ของปริญญาโท

1. เพื่อศึกษาวิธีการทางคณิตศาสตร์และนำมาประยุกต์ใช้งานทางวิศวกรรม
2. เพื่อศึกษาแนวทางการออกแบบวงจรเน็ทเวิร์คอย่างมีประสิทธิภาพ
3. เพื่อศึกษาผลตอบสนองของพัลส์ชาชน์กำลังสอง

### ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญาโท

1. สามารถนำไปใช้ในการประมาณฟังก์ชันในขอบข่ายของเวลา (Time Domain Approximation) และให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้องการตามอุดมคติ (desired ideal signal)
2. สามารถนำผลที่ได้จากวงจร ไปประยุกต์ใช้ในการตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งเกิดขึ้นในระบบโทรทัศน์
3. สามารถเรียนรู้วิธีการออกแบบ วงจรแอกทิฟ จากทรานเฟอร์ ฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ กนก เจนจิระพงศ์เวชที่ได้ให้คำแนะนำปรึกษาจนปริญญาณิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ขอขอบคุณอาจารย์ กนก เจนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ อาจารย์ซึ่งให้กำลังใจคอยแนะนำทุก ๆ เรื่อง และขอขอบคุณทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือ

นายกฤตย์ศักดิ์ เรืองเวช รหัส 38012044

นายประเวศน์ วงศ์สกุลเกสัช รหัส 38012057



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

## หน้า

บทคัดย่อ	i
Abstract	ii
วัตถุประสงค์ ประโยชน์	iii
กิตติกรรมประกาศ	iv
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	2
2.1 เน็ทเวิร์กฟังก์ชัน	2
2.2 ทฤษฎีพัลซ์ชายนก่าลังสอง	7
2.3 ข้อดีของพัลซ์ชายนก่าลังสอง	24
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอิมพัลซ์	25
3.1 การทำงานของวงจร	25
3.2 การออกแบบวงจร	27
บทที่ 4 การออกแบบและสร้างวงจร แอ็กทีฟ ฟิลเตอร์	39
บทที่ 5 การทดลองและผลที่ได้	52
5.2 การทดลอง	53
5.3 สรุปการทดลอง	55
บทที่ 6 สรุป	56
บทความและเอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1. บทนำ

การออกแบบวงจรเน็ตเวิร์คแบบแอ็กทีฟ (Active ) เพื่อให้ได้สัญญาณพัลซ์ชาวยน์กำลังสอง โดยมีสมการเป็น  $\sin^2(\pi t)$  นั้น เนื่องจากพัลซ์ชาวยน์ดังกล่าวนิยมใช้เป็นสัญญาณทดสอบ (test signal) ในการส่งสัญญาณภาพในระบบโทรทัศน์ วิธีการประมาณเน็ตเวิร์คฟังก์ชันเพื่อให้ได้ผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตพัลซ์ชาวยน์กำลังสองด้วยวิธีการ ทางคณิตศาสตร์ โดยการนำเอาสมการ  $\sin^2(\pi t)$  มาแปลงลาปลาซ(Laplace ) แล้วนำค่าที่ได้ไปหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันโดยใช้วิธีการทางตรีโกณมิติ ซึ่งจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ได้สามารถนำไปออกแบบวงจร โดยใช้ทฤษฎีของ Friend เพราะว่า วงจรที่ได้จะประหยัดอุปกรณ์และสะดวกในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2. ทฤษฎี

พัลส์ชาวนำกำลังสองเป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบ โทรทัศน์ พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาว-ดำ และแบบ มีอคคูลูเลท 20T ชาวนำกำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบระบบใด ๆ ทำได้ โดยการป้อนชาวนำพัลส์กำลังสองให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่าง ๆ ของระบบดังกล่าว คือการตอบสนองของขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response) และเอนวีโวลูปดีเลย์ (Envelope Delay)

### 2.1 เน้ทเวีกร์ฟังก์ชัน

การออกแบบวงจรใดๆ เพื่อให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการ จะกระทำได้โดยหาเน้ทเวีกร์ฟังก์ชันของวงจรเทียบเคียงกับฟังก์ชันที่ต้องการในอุดมคติ ซึ่งค่าที่ได้จะต้องให้ใกล้เคียงกับฟังก์ชันในอุดมคติมากที่สุด เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่จะต้องให้เน้ทเวีกร์ฟังก์ชันที่ได้ออมให้สัญญาณความถี่ในย่านผ่านสัญญาณ (Passband) ผ่านออกไปได้หมดโดยไม่มี การสูญเสียหรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณความถี่ในย่านหยุดสัญญาณ (Stopband) ได้ทั้งหมดโดยสิ้นเชิง แต่เนื่องจากวงจรใด ๆ สามารถแทนได้แต่เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลิโนเมียลเศษส่วนเท่านั้น จึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับผลตอบสนองชนิดต่าง ๆ ของฟังก์ชันแบบนี้ ซึ่งผลตอบสนองของเน้ทเวีกร์ฟังก์ชันต่อความถี่ ที่สำคัญ ได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)
- ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

ผลตอบสนองทั้งสองชนิดนี้ จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณ อินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลง เน้ทเวีกร์โดยทั่วไปสามารถเขียนเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลิเมียลคือ

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad \dots(2.1)$$

โดยที่  $N(s)$  และ  $D(s)$  เป็นโพลิเมียลของตัวเศษและโพลิเมียลของตัวส่วนตามลำดับ

$m$  เป็นอันดับของโพลิเมียลเศษ และ  $n$  เป็นอันดับของโพลิโนเมียลส่วน

โดยที่  $n \geq m$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a$  และ  $b$  เป็นสัมประสิทธิ์ที่เป็นตัวเลขจำนวนจริง

$s$  เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex-frequency Variable)

สมการ (2.1) ที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลสามารถแยกตัวประกอบซึ่งจะได้

$$T(S) = K \frac{(S-Z_1)(S-Z_2)\dots(S-Z_m)}{(S-p_1)(S-p_2)\dots(S-p_n)} \quad \dots(2.2)$$

$$T(S) = K \frac{\prod_{i=1}^m (S-Z_i)}{\prod_{j=1}^n (S-p_j)}$$

โดยที่  $K$  เป็นอัตราขยาย ซึ่งมีค่าคงที่

$Z_i$  เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่  $i$

$p_j$  เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่  $j$

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของเน็ทเวิร์ก โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์และเน็ทเวิร์กเป็นแบบลิเนียร์ ผลตอบสนองของวงจรในสถานะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง  $s$  มีค่าเท่ากับ  $j\omega$  ดังนั้นสมการ (2.2) จะได้

$$T(j\omega) = K \frac{(j\omega - Z_1)(j\omega - Z_2)\dots(j\omega - Z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\dots(j\omega - p_n)} \quad \dots(2.3)$$

เมื่อพิจารณาแฟกเตอร์  $(j\omega - s_i)$  โดยที่ เป็นซีโร คือ  $s_i = Z_i$  หรือเป็นโพล คือ  $s_i = p_j$  ซึ่งค่า  $s_i$  จะเป็นตัวเลขเชิงซ้อนสมมติให้

$$s_i = \alpha_i + j\beta_i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเฟกเตอร์ ( $j\omega - S_i$ ) จะได้เป็น

$$-\alpha_i + j(\omega - \beta_i) = M_i e^{j\theta_i} \quad \dots(2.4)$$

เมื่อ  $M_i = \sqrt{\alpha_i^2 + (\omega - \beta_i)^2}$

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{\omega - \beta_i}{-\alpha_i}$$

ฉะนั้นสมการ (2.3) สามารถเขียนใหม่เป็น

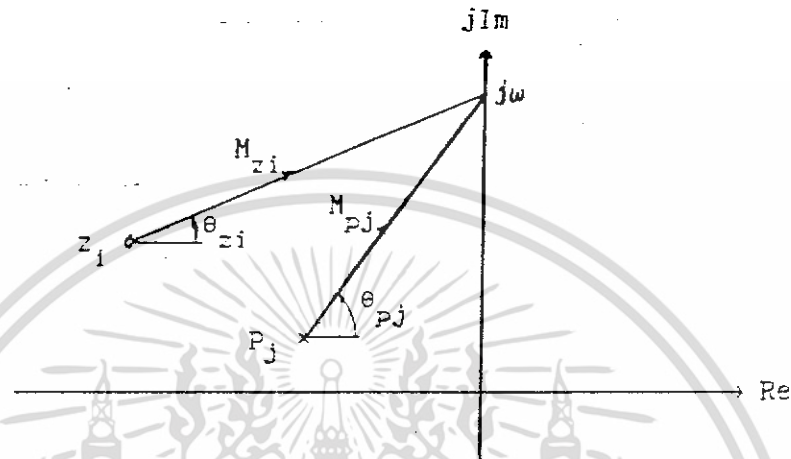
$$\begin{aligned} T(j\omega) &= K \frac{M_{z1} e^{j\theta_{z1}} M_{zi} e^{j\theta_{zi}} \dots M_{zm} e^{j\theta_{zm}}}{M_{p1} e^{j\theta_{p1}} M_{pj} e^{j\theta_{pj}} \dots M_{pn} e^{j\theta_{pn}}} \\ &= K \frac{M_{z1} M_{zi} \dots M_{zm}}{M_{p1} M_{pj} \dots M_{pn}} e^{j(\theta_{z1} + \theta_{zi} + \dots + \theta_{zm} - \theta_{p1} - \theta_{pj} - \dots - \theta_{pn})} \\ &= M(\omega) e^{j\theta(\omega)} \end{aligned} \quad \dots(2.5)$$

เมื่อ  $M(\omega)$  เป็นขนาดของ  $T(j\omega)$

$\theta(\omega)$  เป็นเฟสของ  $T(j\omega)$

ใน S-Plane ค่าของเฟกเตอร์ ( $j\omega - Z_i$ ) สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก  $Z_i$  ไปยัง  $j\omega$  และเฟกเตอร์ ( $j\omega - P_i$ ) สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก  $P_i$  ไปยัง  $j\omega$  ดังนั้นสามารถเขียนเวกเตอร์ซึ่งแสดงขนาดและเฟสได้ดังในรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงเวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane

จากสมการ (2.5) และรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางขนาด  $M(\omega)$  คือค่าของ  $K$  คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่  $\omega$  บนแกนจินตภาพ  $M_{zi}$  หารด้วยผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่  $\omega$  บนแกนจินตภาพ  $M_{pj}$  สำหรับผลตอบสนองเฟส  $\theta(\omega)$  คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร  $\theta_{zi}$  ลบด้วยผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล  $\theta_{pj}$

ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ (Group Delay) ได้จากการพิจารณาสัญญาณในโดเมนของเวลา โดยแสดงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ เช่นเดียวกับกับผลตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต  $V_1$  ป้อนไปยังเน็ทเวิร์กที่มีค่ากรุปดีเลย์เท่ากับ  $D$  วินาที ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุต  $V_2$  จะได้

$$V_{2(t)} = V_1(t-D) \quad \dots(2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอ ฉะนั้นสัญญาณอินพุตจะ  
ได้

$$V_1 = A \sin (\omega t + \Phi) \quad \dots(2.7)$$

จากสมการ (2.6) จะได้สัญญาณเอาต์พุตคือ

$$V_2 = A \sin [\omega (t-D) + \Phi]$$

หรือ

$$V_2 = A \sin [\omega t - \omega D + \Phi] \quad \dots(2.8)$$

จากสมการ (2.7) และ (2.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตมีเฟสต่างกันคือ

$$\theta = -\omega D \quad \dots(2.9)$$

ฟังก์ชันกรุปดีเลย์ (Group delay) จะได้จากอนุพันธ์ของสมการ (2.9) เทียบกับ  $\omega$  ซึ่งจะได้

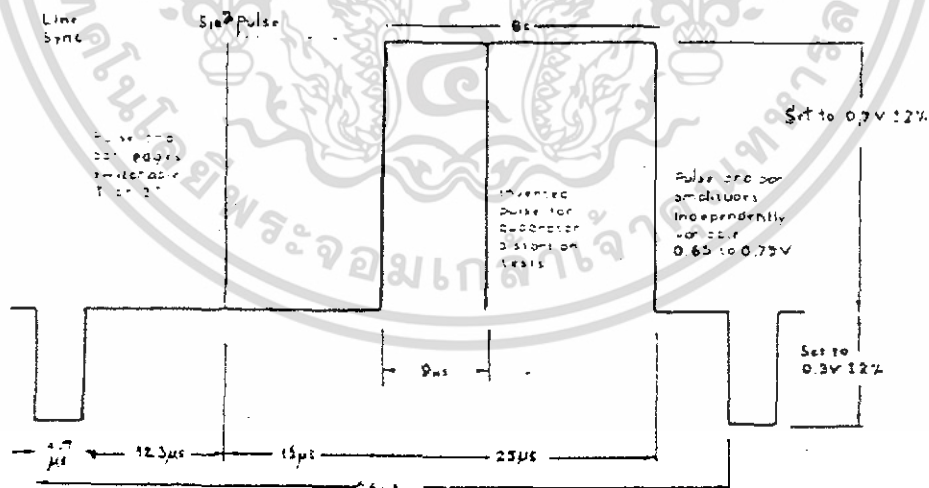
$$D = -\frac{d}{d\omega}\theta$$

ดังนั้นผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ก็คือค่าลบการหาอนุพันธ์ผลตอบสนองทางเฟสนั่นเอง

## 2.2 ทฤษฎีพัลซชายนกำลังสอง

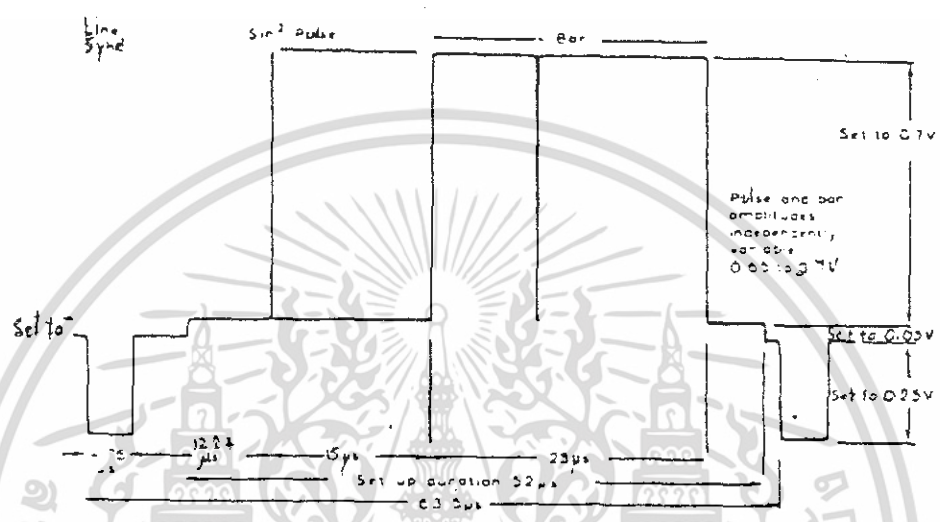
พัลซชายนกำลังสองเป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบ โทรทัศน์ [19] พัลซดังกล่าวนี้เองเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาว-ดำ และ แบบมอดคูลเลท 20 T ไซน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบระบบใด ๆ ทำได้โดยการป้อนไซน์กำลังสองให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่าง ๆ ของระบบดังกล่าวคือ การตอบสนองของขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response)

รูปลักษณะคลื่นชายนกำลังสอง ช่วงกว้างของพัลซที่ใช้ทดสอบมีการกำหนดขนาดของพัลซในช่วงตรงกลาง เช่น ขนาดความกว้างของพัลซช่วงตรงกลาง HAD (Half Amplitude Duration) เมื่อกำหนดให้ HAD เป็นสัญญาณ ไซน์กำลังสองของ T ช่วงความถี่ของพัลซนี้คือ  $f = 1/T$

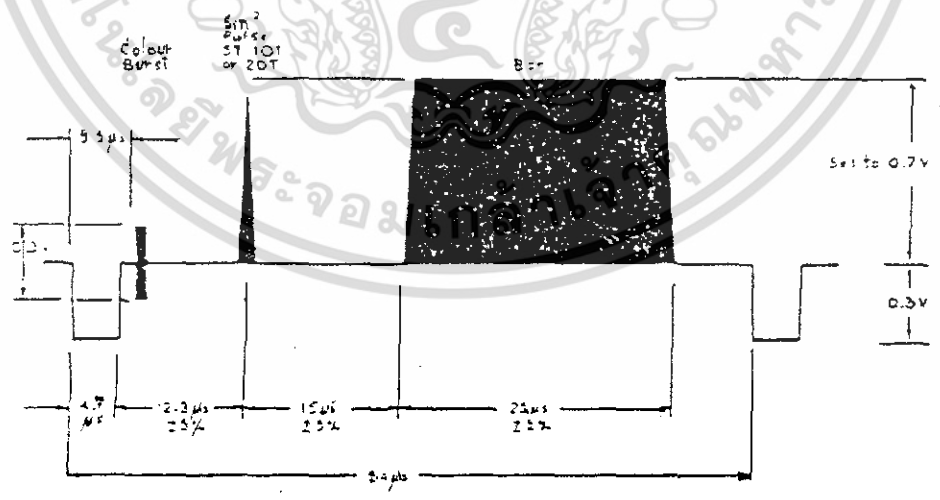


รูปที่ 2.2 รูปลักษณะของสัญญาณชายนกำลังสองพัลซและบาร์ในระบบ 625 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

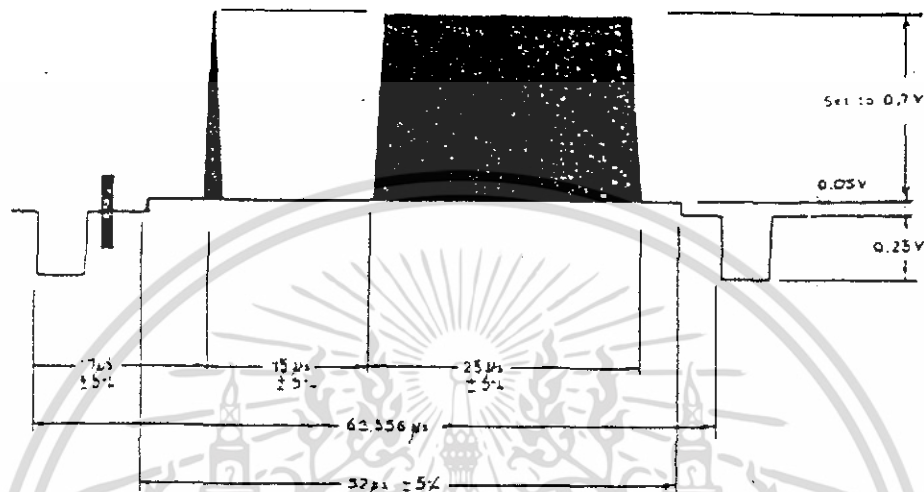


รูปที่ 2.3 รูปลักษณะของสัญญาณขายนก้าดังสองพัลซและบารในระบบ 525 เส้น



รูปที่ 2.4 รูปลักษณะของสัญญาณม็อคคูลเอทขายนก้าดังสองพัลซและบารในระบบ 625 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



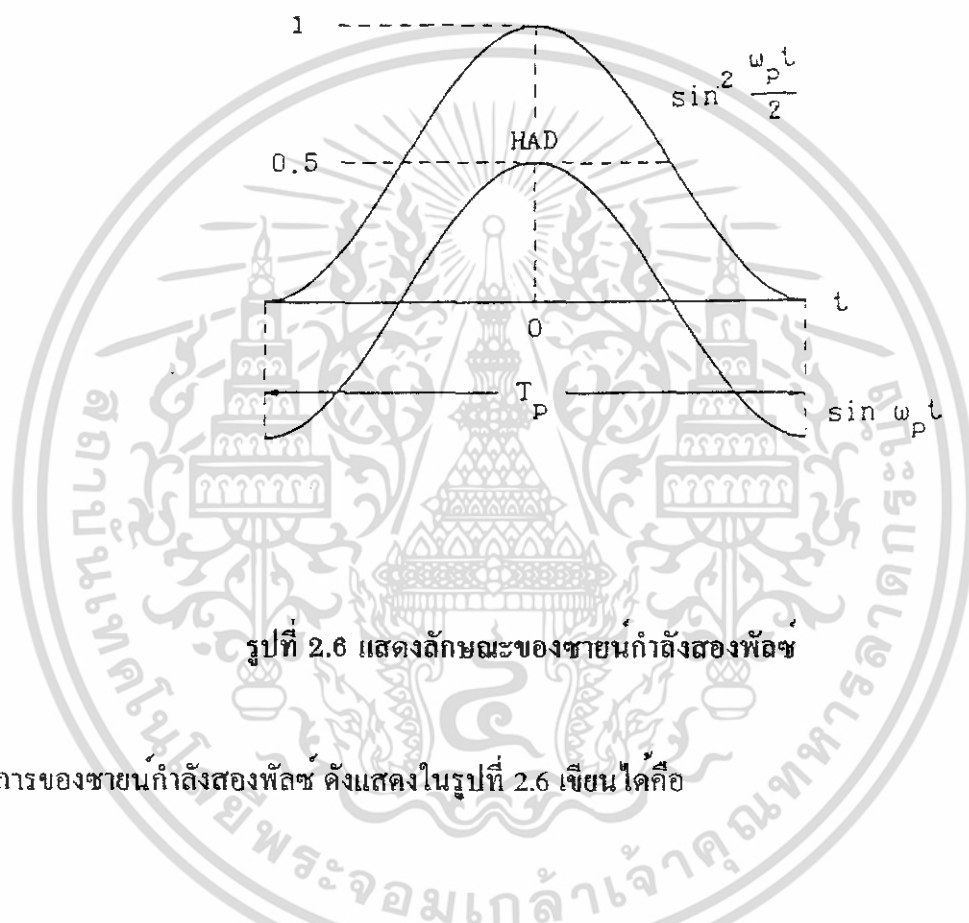
รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของสัญญาณมอดูเลตขายนก้าลิ่งสองพัลซและบาร์ในระบบ 525 เส้น

ถ้าสัญญาณขายนก้าลิ่งสองพัลซมี HAD เท่ากับ T เราเรียกพัลซดังกล่าวว่า T พัลซ ถ้าพัลซนั้นมีความกว้างเป็น 2 เท่า เราเรียกว่า 2 T พัลซ ถ้ากว้างเป็นครึ่งหนึ่งก็เรียกว่า 1/2 T พัลซ โดยที่สำหรับระบบ NTSC

2 T Pluse	มี HAD = 0.25 $\mu$ S
T Pluse	มี HAD = 0.125 $\mu$ S
1/2 T Pluse	มี HAD = 0.063 $\mu$ S

การใช้ขายนก้าลิ่งสองพัลซจำเป็นต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะพิเศษของความถี่ไกลจุดคัท-ออฟและพัลซรูปสี่เหลี่ยม (Bar) ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง ในทางปฏิบัติจะใช้ 2T พัลซ, T พัลซ และ 1/2 T พัลซ เมื่อต้องการตรวจสอบอุปกรณ์โทรทัศน์ขนาดความถี่ 4 MHz เช่นเครื่องบันทึกภาพ (VTR), อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8 MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่าตามลำดับ ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) ได้ออกแบบเพื่อให้ตรวจสอบได้โดยไข่มอนิเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรงกลางมีการขยายไม่ถี่จะเกิดภาพมัวหรือเป็นริ้วขาว ๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) จึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะของขายนกำลังสองพัลซ

สมการของขายนกำลังสองพัลซ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 เขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\omega_p t}{2} \\ \frac{1}{2}[1 - \cos \omega_p t] \end{cases} \quad \dots(2.11)$$

โดยที่  $\omega_p = 2\pi f_p = 2\pi \frac{1}{T_p}$

เมื่อ  $T_p$  เป็นช่วงเวลาความกว้างของพัลซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนสำคัญสำหรับสัญญาณทดสอบขายนกำลังสองพัลซ์คือ ช่วงเวลาที่ครึ่งหนึ่งของแอมป์ริจูด (T) จะมีค่าเท่ากับ 1/2 ของช่วงเวลาของพัลซ์ ( $T_p$ ) ดังนั้น

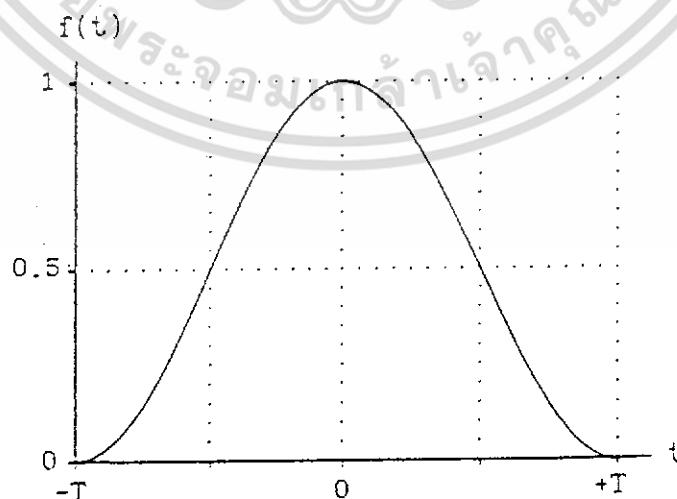
$$\omega_p = \frac{2\pi}{T_p} = \frac{2\pi}{2T} = \frac{\pi}{T} \quad \dots(2.12)$$

โดยที่  $f_p = \frac{1}{2T}$

ตัวอย่างเช่นในระบบ NTSC สำหรับ T พัลซ์จะมีค่า 0.125  $\mu$ s โดยมีสเปคตรัมกว้าง 8 MHz และ 2T พัลซ์จะมีค่า 0.25  $\mu$ s ซึ่งจะมีสเปคตรัมกว้าง 4 MHz ส่วนในระบบ PAL 2T พัลซ์จะมีค่า 0.2  $\mu$ s ซึ่งความถี่ความถี่สเปคตรัม 5 MHz แทนค่า  $\omega_p$  จากสมการ (2.12) ลงในสมการ (2.11) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\pi t}{2T} \sin \frac{\pi t}{2T} \\ \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{T} \right) \end{cases} \quad |t| \leq T \quad \dots(2.13)$$

จากสมการ (2.13) สามารถเขียนเป็นขายนกำลังสองพัลซ์ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงขายนกำลังสองแบบ T พัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันของขายนกำลังสองพัลส์ แบบ  $T$ ,  $2T$ , มีอคดูเลข  $12.5T$  และมีอคดูเลข  $20T$  หาได้ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ฟังก์ชันของขายนกำลังสองพัลส์แบบ  $T$ ,  $2T$ , มีอคดูเลข  $12.5T$  และมีอคดูเลข  $20T$

ขายนกำลังสองพัลส์	คอมโพสิทขายนกำลังสองพัลส์
<b>แบบ <math>T</math></b> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & -T < t < T \\ 0 &  t  > T \end{cases}$	<b>แบบ <math>12.5T</math></b> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{25T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 &  t  > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$
<b>แบบ <math>2T</math></b> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{4T} & -2T < t < 2T \\ 0 &  t  > 2T \end{cases}$	<b>แบบ <math>20T</math></b> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} & -20T < t < 20T \\ 0 &  t  > 20T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$

สัญญาณขายนกำลังสองพัลส์มีสมการคือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad \dots(2.14)$$

โดยที่  $A$  เป็นแอมปริจูดของพัลส์

$T$  เป็นช่วงเวลาฮาฟแอมปริจูดคูลชันของแบบ  $T$  พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

$$A_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_T(t) e^{-j\omega t} dt$$

ชายน์กำลังสองพัลซ์เป็นจำนวนคู่ ดังนั้น

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^{\infty} A_T(t) \cos \omega t dt \quad \dots(2.15)$$

แทนค่าสมการ (2.14) ลงในสมการ (2.15) จะได้

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^T A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} \cos \omega t dt$$

ซึ่งจะได้ฟรีแคว้นซิสเปคตรัมของแบบ T พัลซ์ ดังนี้

$$A_T(f) = AT \frac{\sin 2\pi fT}{2\pi fT} \left( \frac{1}{1-(2fT)^2} \right) \quad \dots(2.16)$$

ในทำนองเดียวกันฟรีแคว้นซิสเปคตรัมของพัลซ์แบบ 2T คือ

$$A_{2T}(f) = A_{2T} \frac{\sin 4\pi fT}{4\pi fT} \left( \frac{1}{1-(4fT)^2} \right) \quad \dots(2.17)$$

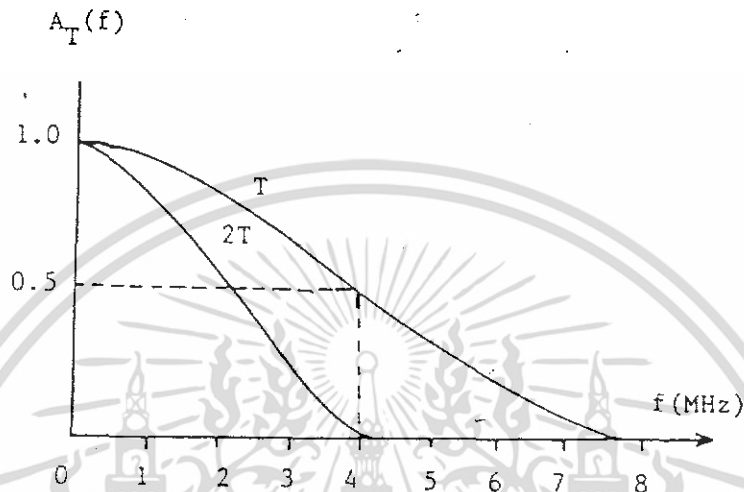
ฟรีแคว้นซิสเปคตรัมคามอุดมคติของแบบ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์ กำหนดได้ดังนี้

$$A_T(f) = \left( \frac{1}{1-(2fT)^2} \right) \frac{\sin 2\pi fT}{2\pi fT} \quad \dots(2.18)$$

$$A_{2T}(f) = \left( \frac{1}{1-(4fT)^2} \right) \frac{\sin 4\pi fT}{4\pi fT} \quad \dots(2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอ็นวิไลปของฟรีควีนซิสเปคตรัมของแบบ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์ แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ฟรีควีนซิสเปคตรัมตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์

### ความสัมพันธ์ของพัลซ์ 2T กับความผิดเพี้ยน

ในการพิจารณาผลตอบสนองของพัลซ์ 2T กับความผิดเพี้ยนเชิงเส้นเราแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรก คุณลักษณะของขนาดต่อความถี่ และกรณีที่สอง คุณลักษณะของเฟสต่อความถี่

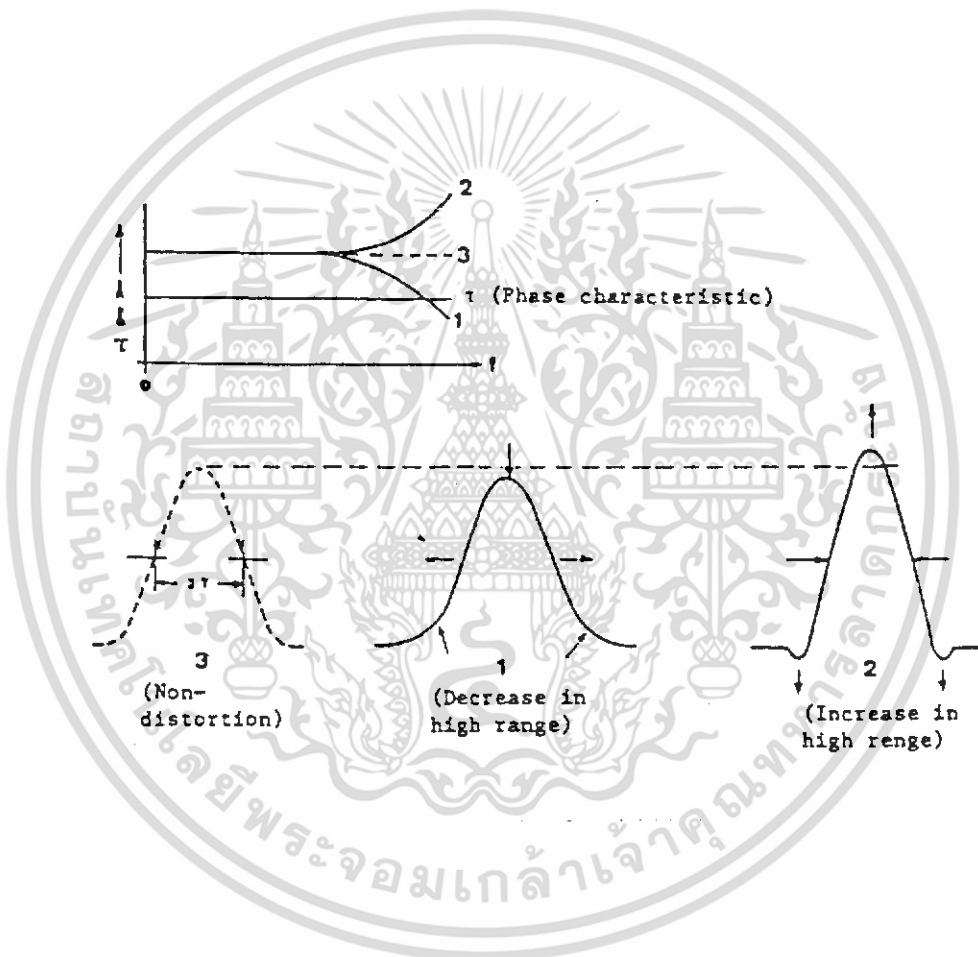
โดยกรณีแรก ถ้าสมมุติให้คุณลักษณะของกรุปดีเลย์ราบเรียบจากการป้อนสัญญาณทดสอบสัญญาณเอาพุทของพัลซ์ 2T เข้ายังสายส่งซึ่งมีคุณลักษณะของขนาดต่อความถี่ดังแสดงในรูป 2.9 โดยเส้นทาง (Route 3) แสดงสัญญาณเอาพุทของพัลซ์ 2T ซึ่งไม่เกิดการผิดเพี้ยนแต่ประการใด ทั้งนี้เพราะทั้งคุณลักษณะทางขนาดและกรุปดีเลย์ราบเรียบตลอดย่านความถี่ที่ทดสอบ ส่วนในกรณีที่ขนาดต่อความถี่เกิดการสูญเสียในสายส่ง

ที่ความถี่สูงรูป 2.9 เส้นทางที่ 1 ขนาดของพัลซ์ทดสอบจะต่ำกว่าปกติและความลาดที่ฐานของพัลซ์จะกว้างขึ้นและกรณีที่ 3 ดูเส้นทางที่ 2 ขนาดของพัลซ์ทดสอบจะสูงกว่าปกติ และความลาดที่ฐานของพัลซ์จะแคบขึ้น

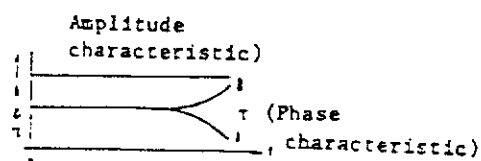
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูป 2.10 ที่ แสดงผลตอบสนองของพัลส์ 2T ต่อคุณลักษณะของกรูฟดีเลย์ โดย สมมติให้คุณลักษณะของขนาดต่อความถี่ราบเรียบที่สุด

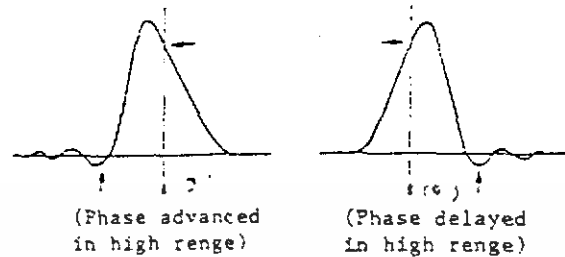
เพื่อความสะดวกในการทดสอบระบบในการส่งสัญญาณโทรทัศน์เช่นทดสอบอุปกรณ์ โทรทัศน์สายส่ง เป็นต้น เราจะมีกรอบ (Frame) พลาสติกแผ่นใส ๆ ซึ่งเราเรียกว่า graticule โดย แผ่นกรอบดังกล่าวทาบติดกับเครื่องออกซิไลสโคป ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองของพัลส์ 2T ต่อคุณลักษณะทางขนาด

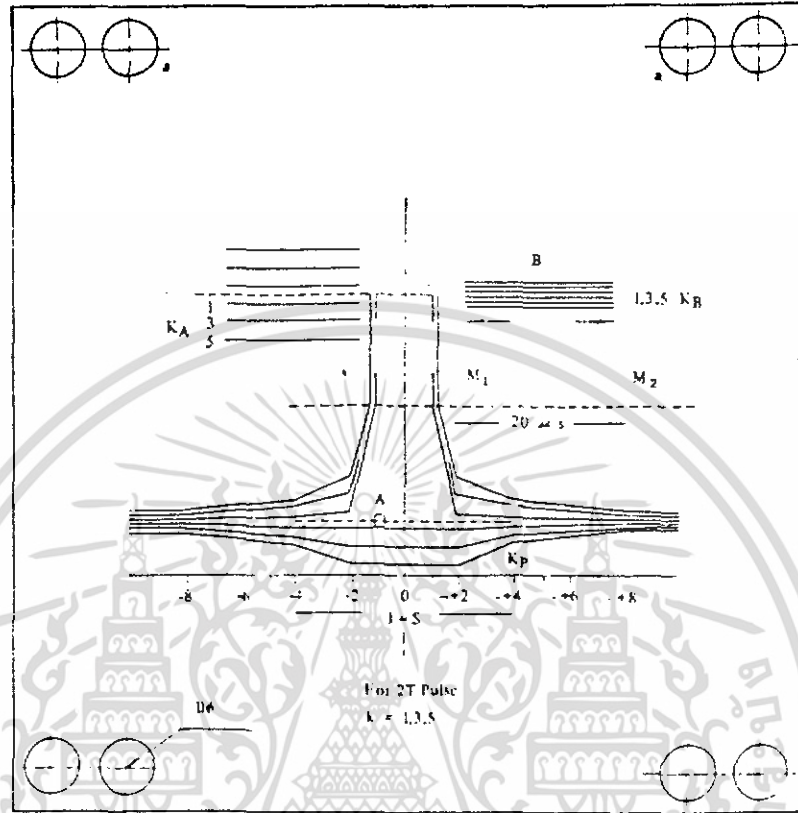


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

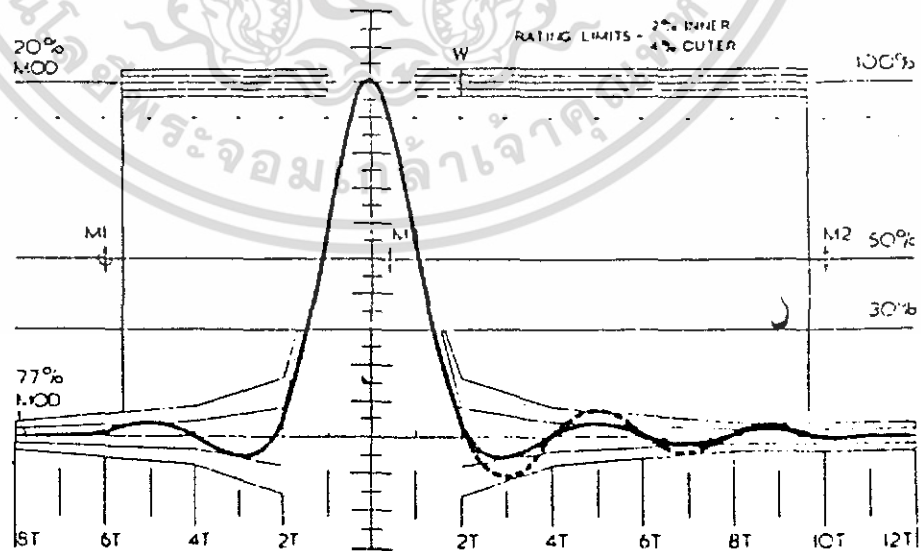


รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของพัลส์ 2T ต่อคุณลักษณะทางเฟส

ในการวัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพัลส์ 2T ในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ Dr. N.W Lewis จากสหราชอาณาจักรได้เป็นผู้ริเริ่มกำหนดค่า K แฟกเตอร์ (K factor) ในปี ค.ศ. 1954 เพื่อนำมาใช้ประเมินคุณภาพของสัญญาณภาพจากรูป การวัดค่า K แฟกเตอร์สำหรับความผิดเพี้ยนชนิดต่าง ๆ ถูกแบ่งเป็น  $K_K$  และ  $K$  ตามลำดับ โดย K แฟกเตอร์ใช้เป็นค่าบ่งบอกถึงความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณทดสอบพัลส์ 2T อันจะมีผลทำให้ความคมชัดของภาพ (Sharpness) ลดลง K แฟกเตอร์ใช้สำหรับวัดริงกิง (Ringings) และ Overshoot ของสัญญาณพัลส์ 2T อันเนื่องมาจากความผิดเพี้ยนทางเฟสวิธีการวัดโดยปรับตำแหน่งรูปสัญญาณให้อยู่ในกรอบ (graticule) กำหนดตำแหน่ง h.a.d. บน graticule ใหม่นี้ช่วงเวลา 200 นาโนวินาที สำหรับระบบ 625 และ 250 นาโนวินาทีสำหรับระบบ 525 เส้น จากรูป เราสามารถอ่านค่า K แฟกเตอร์โดยตรงจาก graticule โดยเส้นทึบแสดง ringing ซึ่งอยู่ภายในกรอบ 2% และเส้นประ แสดง ringing ซึ่งอยู่ภายในกรอบ 4% ในทางปฏิบัติ ถ้าค่า K แฟกเตอร์เกินกว่า 5% จะมีผลทำให้คุณภาพของภาพลดลง



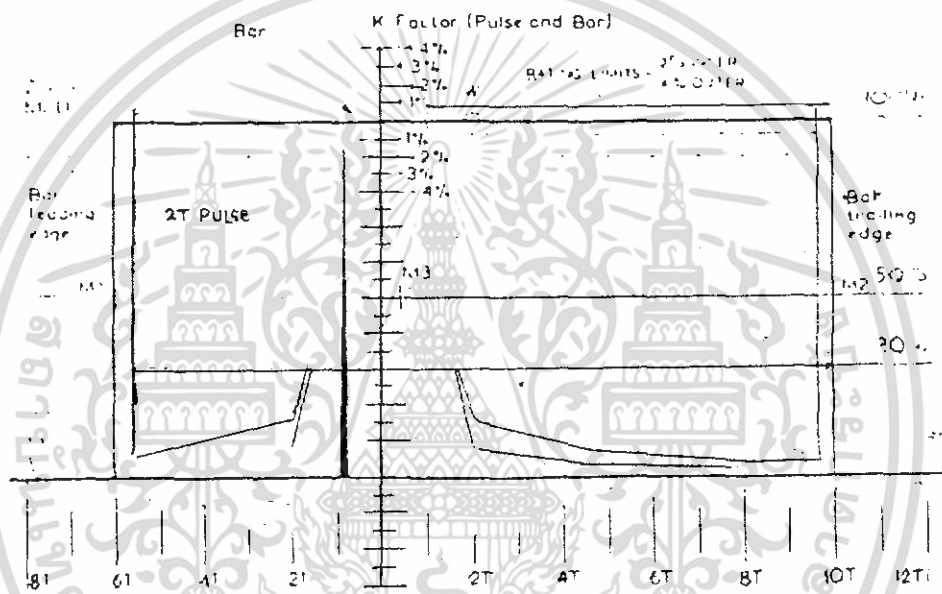
รูป 2.11 กรอบที่ใช้วัดค่า K แฟกเตอร์



รูป 2.12 แสดงการวัดค่า K แฟกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไข หรือทำซ้ำอย่างอื่นถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทดสอบผลตอบแทนในย่านความถี่ต่ำโดยใช้สัญญาณบาร์ชาน์กำลังสอล การวัดโดยปรับตำแหน่งให้ครึ่งหนึ่งของขนาดตรงกับจุด M และ M บนกรอบ graticule และขนาดของยอดให้อยู่ในกรอบ W โดยเส้นขนานเส้นขอบใน แสดงค่า K แฟกเตอร์ 2% และเส้นขนานเส้นขอบนอก แสดงค่า K แฟกเตอร์ 4% นอกจากนี้กรอบดังกล่าวใช้วัด Tilt บนบาร์โดยการอ่านค่าโดยตรงจากกรอบดังกล่าวบนจอแสดงผลของเวฟฟอร์ม มอนิเตอร์ดังแสดงในรูป 2.13



รูป 2.13 แสดงการวัดค่า K แฟกเตอร์

สำหรับสูตรคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของพัลส์และขนาดของบาร์แบ่งออกเป็นสูตรสามัญได้ว่า

- 1) สัดส่วนของพัลส์บาร์ ( Pulse-to-bar ratio ) เท่ากับ

$$\frac{\text{Pulse}}{\text{bar}} \times 100\%$$

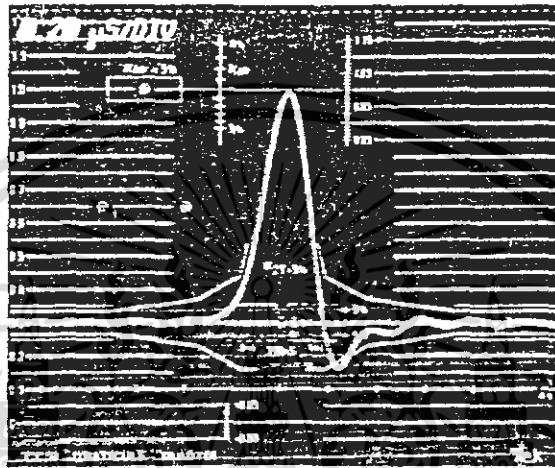
- 2) ความไม่เท่ากันของพัลส์บาร์ ( Pulse-bar inequality ) เท่ากับ

$$(\text{Pulse-bar}) * 100 \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3) K พัลส์ตอบารเท่ากับ

1	Pulse	* 100%
4	bar	



รูป 2.14 แสดงการปรับสัญญาณทดสอบให้อยู่ในกรอบเพื่อให้อ่านค่าได้ง่าย

ฟรีแคว้นซิสเปคตรัมของมือคดูเลท 20T พัลซ และ 12.5T พัลซ ดังจะไดกล่าวต่อไปนี้  
มือคดูเลทขายนกำลังสองพัลซกำลังสองพัลซประกอบด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ(สัญญาณที่ยัง  
ไม่ได้มีอด) และสัญญาณในย่านความถี่สูง(สัญญาณที่มีอดแล้ว)

สัญญาณในย่านความถี่ต่ำมีสมการคือ

$$V_1(t) = \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T}$$

มีสเปคตรัมดังนี้

$$V_1(\omega) = \frac{A}{2} \frac{20T}{1 - \left(\frac{20\omega T}{\pi}\right)^2} \frac{\sin 20\omega T}{20\omega T}$$

$$V_1(f) = \frac{A}{2} \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \frac{\sin 40\pi f T}{40\pi f T} \quad \dots(2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลซแบบ  $20T$  มีสมการคือ

$$v_c(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} \cos \omega_c t & |t| \leq 20T \\ 0 & |t| > 20T \end{cases}$$

มีสเปกตรัมดังนี้

$$V_C(\omega) = \frac{A}{2} \int_0^{20T} \left( \left( 1 - \cos \frac{\pi t}{20T} \right) \cos \omega_c t \right) \cos \omega t dt$$

$$V_C(\omega) = \frac{A}{2} \left[ \frac{20T}{1 - \left( \frac{20T(\omega - \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega - \omega_c) 20T}{(\omega - \omega_c) 20T} + \frac{20T}{1 - \left( \frac{20T(\omega + \omega_c)}{\pi} \right)^2} \frac{\sin(\omega + \omega_c) 20T}{(\omega + \omega_c) 20T} \right]$$

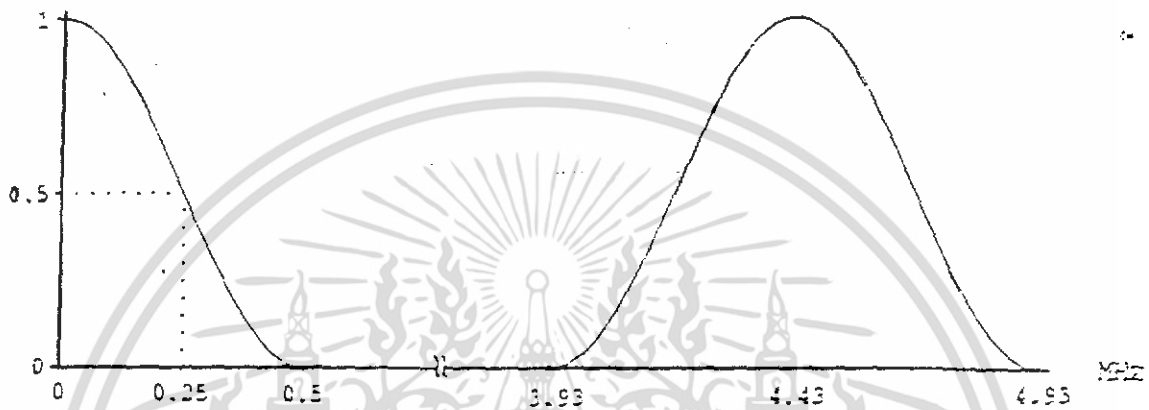
สมการของพีริแคว้นซีสเปกตรัมอาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_C(f) 20T = \frac{A}{2} \left[ \frac{20T}{1 - (40T(f - f_c))^2} \frac{\sin(f - f_c) 40\pi f T}{(f - f_c) 40\pi f T} + \frac{20T}{1 - (40T(f + f_c))^2} \frac{\sin(f + f_c) 40\pi f T}{(f + f_c) 40\pi f T} \right] \dots(2.21)$$

ในทำนองเดียวกันพีริแคว้นซีสเปกตรัมของมอดูเลตแบบ  $12.5T$  จะได้คือ

$$V_C(f) 12.5T = \frac{A}{2} \left[ \frac{12.5T}{1 - (25T(f - f_c))^2} \frac{\sin(f - f_c) 25\pi f T}{(f - f_c) 25\pi f T} + \frac{12.5T}{1 - (25T(f + f_c))^2} \frac{\sin(f + f_c) 25\pi f T}{(f + f_c) 25\pi f T} \right] \dots(2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงฟริควีนซีลเปคตรัมของมีอดคูลต 20T ซายนก้าลิ่งสองพัลซ

ฟริควีนซีลเปคตรัมของซายนก้าลิ่งสองพัลซแบบตาง ๆ ในกรณีทีคิดเป็นเดซิเบล

ในกรณีของฟริควีนซีลเปคตรัมแบบ T พัลซ Periodic Sequence ของซายนก้าลิ่งสองพัลซ คือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi}{2T} t & 0 < t \leq 2T \\ 0 & 2T < t < H \end{cases} \quad \dots(2.23)$$

โดยที่ A เป็นขนาดของ T พัลซ

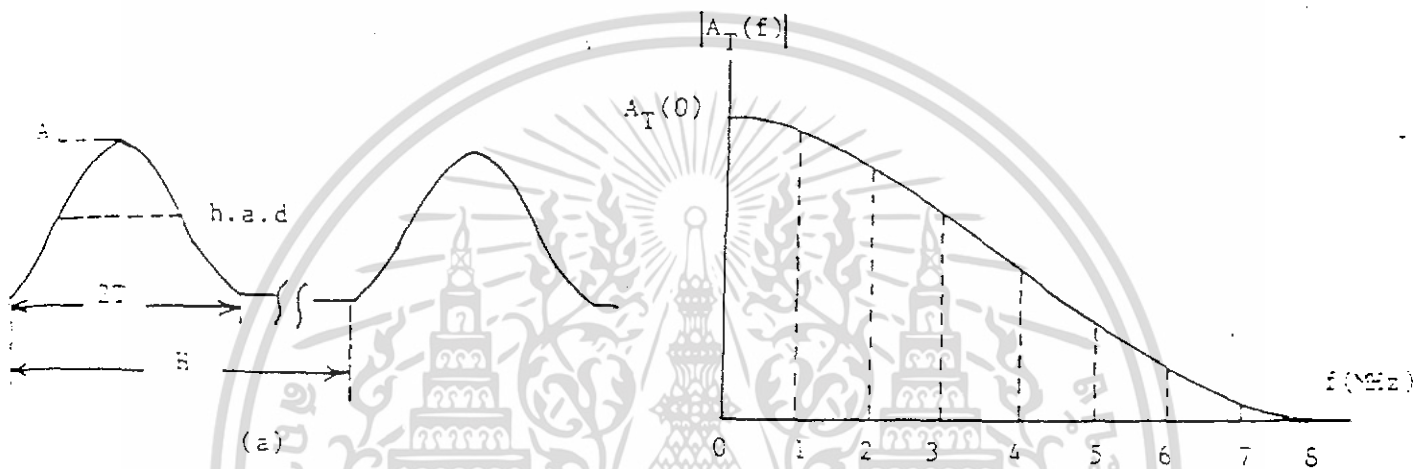
H เป็นช่วงเวลาของเส้นสแกนตามแนวนอนมีขนาดเท่ากับ 64  $\mu$ S

ซึ่ง

$$|A_T(f)| = A \frac{2T}{H} \frac{1}{(2Tf)^2} \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \quad \dots(2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ 
$$|A_T(0)| = A \frac{2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left( \frac{1}{(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \right) \quad \dots(2.25)$$



รูปที่ 2.16 Periodic Pulse Train ของ T พัลซ และสเปกตรัม

ให้  $A_T(0) = 1$  เพื่อความสะดวกแทนค่า  $T = 0.125 \mu\text{s}$ ,  $H = 64 \mu\text{s}$

จะได้ 
$$|A_T(0)| = A \cdot \frac{2 \times 0.125}{64} = 0.0039 A$$

อัตราขยาย (dB) จะได้

$$20 \log \frac{A_T(0)}{A} = 20 \log 0.0039 = -48 \text{ dB}$$

ดังนั้นพีริแอมพลิจูดสเปกตรัมของ T พัลซได้จากการหาค่า  $A_T(f)$  กับความถี่ (f) MHz โดยใช้จำนวนเดซิเบลที่อ้างถึงกับขนาดของ A ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|A_T(f)| = 0.0039 A \frac{1}{1-(2Tf)^2} \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

ขนาดของ T พัลส์

$$\left| \frac{A_T(f)}{A} \right| = 0.0039 \frac{1}{1-(2Tf)^2} \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$$

ในทำนองเดียวกันแอมพลิจูดของพีคเว็นซีสเปคตรัมของ 2T พัลส์เป็น dB หาได้คือ

$$\left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = 0.00781 \frac{1}{1-(4Tf)^2} \frac{\sin 4\pi Tf}{4\pi Tf}$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{A_T(f)}{A} \right| = -42 \text{ dB}$$

ในการส่งสัญญาณที่มีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสม ต้องมีความถี่ 5 MHz จากการทดลองทั่ว ๆ ไป กำหนดพัลส์ในเทอมของฮาล์ฟแอมปริจูดดูเรชัน (T) (Half Amplitude Duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/(2T)$  พัลส์สี่เหลี่ยม (Bar) ที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด Overshoot, Ringing Phase Shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ ไม่เพียง แต่ไซน์กำลังสองที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่าดัง เช่น ในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้พัลส์สี่เหลี่ยม (Bar) ทดสอบจะเกิด Overshoot 8.9% และเมื่อใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จะเกิด Overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลส์ไซน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์รูปสี่เหลี่ยม

### 2.3 ข้อดีของพัลส์ชาชน์กำลังสอง

การนำเอาพัลส์ชาชน์กำลังสองมาทำการทดสอบจะทำให้ได้ผลดีกว่าใช้สัญญาณอื่น ๆ เนื่องจากมันถูกกำหนดให้ทำหน้าที่ให้เหมาะสมกับความต้องการเฉพาะอย่าง และผลจากการทดลองก็จะทำให้ค่าที่ถูกต้องแม่นยำกว่า เมื่อทดสอบด้วยสัญญาณอื่น ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5 MHz จากการศึกษาทั่วไป กำหนดพัลส์ในเทอมของ ฮาฟ แอมปริจูดคูเรชัน (T) (half amplitude duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความกว้าง ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/2T$  พัลส์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด overshoot, ringing และ phase shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ

ไม่เพียงแต่พัลส์ชาชน์กำลังสองที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่า ดังเช่นในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้พัลส์สี่เหลี่ยมทดสอบจะเกิด overshoot 8.9% และเมื่อใช้พัลส์ชาชน์กำลังสองพัลส์จะเกิด overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลส์ชาชน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ข้อดีของพัลส์ชาชน์กำลังสองอีกอย่างหนึ่งคือ สามารถสร้างได้ง่ายซึ่งจะเกิดการผิดพลาดไปน้อยกว่า 1% เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

### 2.3 ข้อดีของพัลส์ชาชน์กำลังสอง

การนำเอาพัลส์ชาชน์กำลังสองมาทำการทดสอบจะทำให้ได้ผลดีกว่าใช้สัญญาณอื่น ๆ เนื่องจากมันถูกกำหนดให้ทำหน้าที่ให้เหมาะสมกับความต้องการเฉพาะอย่าง และผลจากการทดลองก็จะทำให้ค่าที่ถูกต้องแม่นยำกว่า เมื่อทดสอบด้วยสัญญาณอื่น ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5 MHz จากการศึกษาทั่วไป กำหนดพัลส์ในเทอมของ ฮาฟ แอมปริจูดคูเรชัน (T) (half amplitude duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความกว้าง ความถี่ และ T กำหนดได้คือ  $f = 1/2T$  พัลส์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด overshoot, ringing และ phase shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ

ไม่เพียงแต่พัลส์ชาชน์กำลังสองที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่า ดังเช่นในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้พัลส์สี่เหลี่ยมทดสอบจะเกิด overshoot 8.9% และเมื่อใช้พัลส์ชาชน์กำลังสองพัลส์จะเกิด overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลส์ชาชน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ข้อดีของพัลส์ชาชน์กำลังสองอีกอย่างหนึ่งคือ สามารถสร้างได้ง่ายซึ่งจะเกิดการผิดพลาดไปน้อยกว่า 1% เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

### 3. การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์

#### วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Generator circuit)

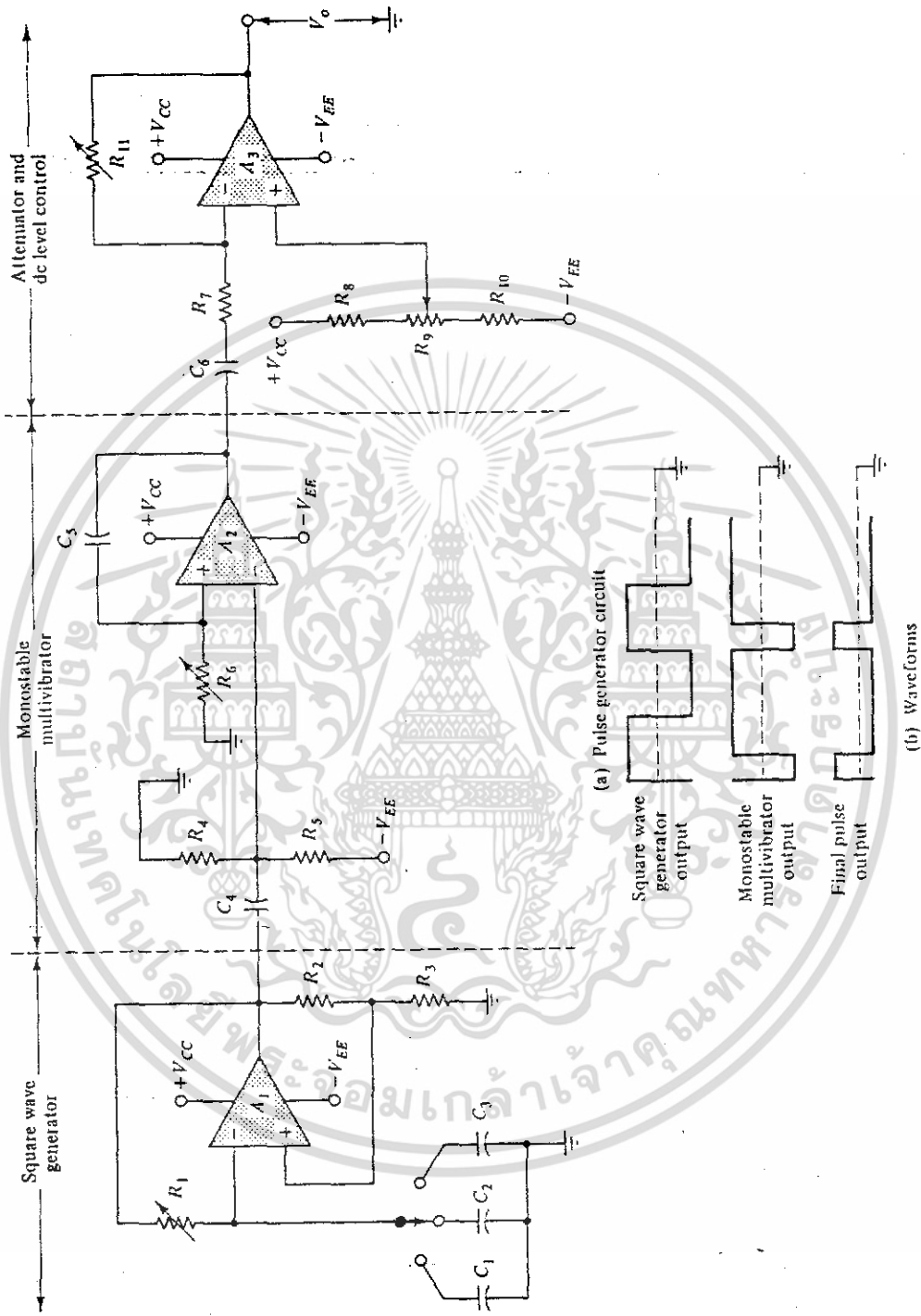
คือวงจรที่สามารถสร้างพัลส์สี่เหลี่ยมที่สามารถปรับขนาด (Amplitude) ของพัลส์ได้ สามารถปรับความกว้างของพัลส์ (PW) ได้ และสามารถปรับระดับแรงดันดี.ซี. (D.C. Level) ของสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมได้ ส่วนประกอบวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ประกอบด้วยออปแอมป์ที่ทำหน้าที่แตกต่างกัน 3 วงจรคือ วงจรกำเนิดคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square Wave Generator) วงจรโมโนสเตเบิล วงจรปรับระดับแรงดัน (Attenuator) ดังแสดงในรูป 3.1

#### การทำงานของวงจร

ออปแอมป์ A<sub>1</sub> ในวงจร 3.1 (a) ทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มี duty cycle 50% โดยกำหนดให้ค่า  $R_2 = R_3$  และสามารถปรับเลือกย่านความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้สวิทช์เลือกค่า C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> หรือ C<sub>3</sub> โดย R<sub>1</sub> เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ที่โซ่รับค่าความถี่อย่างละเอียด

ออปแอมป์ A<sub>2</sub> ในวงจร 3.1 (a) ทำหน้าที่เป็นวงจรโมโนสเตเบิลผลิตไวด์เบรเตอร์ที่สามารถปรับ PW ของสัญญาณได้โดยการปรับค่า R<sub>4</sub> รูปคลื่นของสัญญาณโมโนสเตเบิลดังรูป 3.1 (b)

ออปแอมป์ A<sub>3</sub> เป็นวงจรขยายแบบ (Non-Inverting Amp) รับสัญญาณจากวงจร โดยรับสัญญาณจากวงจรโมโนสเตเบิลเข้ามาขยายโดยปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ R<sub>5</sub> เป็นการปรับอัตราขยายแรงดันของออปแอมป์ A<sub>3</sub> ที่ขาบวกของออปแอมป์ A<sub>3</sub> ต่อกับ R<sub>5</sub> เพื่อปรับระดับของสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร ซึ่งเป็นไปตามรูปคลื่น Final Pulse Output ในรูป 3.1 (b)



รูป 9.1 แสดงโครงสร้างของวงจร Pulse Generator ที่สามารถปรับ PW, dc, Level, Amplitude ของพัลส์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การออกแบบวงจร

แบ่งออกเป็นสามส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งวงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( Square wave generator) ที่ใช้ออปแอมป์วิธีการกำหนดค่า  $R_1, R_2, R_3$  และ  $C_1$  สามารถศึกษาการคำนวณได้ เรื่องวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ สำหรับค่า  $C_2, C_3$  เป็นค่าตัวเก็บประจุที่ให้อัปเปลี่ยนค่าเพื่อปรับย่านความถี่ของการกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยปกติจะกำหนดค่าความถี่เป็น 100 Hz , 1KHz , 10 KHz เป็นต้น ดังนั้นควรให้  $C_3 = 10 C_2$  ,  $C_2 = 10 C_1$

ส่วนที่สองคือวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์การคำนวณค่า  $R_4, R_5, R_6$  และ  $C_3$  สามารถศึกษาการคำนวณได้จากในเรื่อง โมโนสเตเบิลที่ใช้ออปแอมป์ สำหรับ  $C_4$  คือ ดับเบิลคาพาซิเตอร์คำนวณได้จากสมการ

$$C_4 = \frac{I * t}{\Delta V}$$

เมื่อ  $I$  คือ Input current ของออปแอมป์ตัวที่ ปกติกำหนดให้

$t$  คือ PW ของสัญญาณคลื่นจัตุรัสที่ป้อนเข้าขาอินพุตของออปแอมป์  $A_2$

$\Delta V$  คือ Tilt ของสัญญาณคลื่นจัตุรัสที่ป้อนเข้าขาอินพุตของออปแอมป์  $A_2$

ส่วนที่ สาม คือวงจรปรับขนาด และระดับของแรงดันพัลซ์ (Attenuator and DC level Control ) ประกอบด้วยออปแอมป์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ซึ่งอัตราขยายของแรงดัน (Voltage Gain,  $A_v$ ) เท่ากับ  $\frac{R_{11}}{R_1}$  และปกติค่า  $R_{11(max)} = R_7$  เพื่อให้  $A_v \leq 1$  การปรับขนาดของสัญญาณพัลซ์ปรับได้ที่  $R_{11}$  และการปรับระดับของสัญญาณพัลซ์ปรับได้ โดย  $R_9$  ที่ต่ออยู่กับวงจรแบ่งแรงดัน  $R_8$  และ  $R_{10}$  การคำนวณค่า  $R_6$  เพื่อให้ได้ PW ที่เหมาะสม หาได้จากสมการ

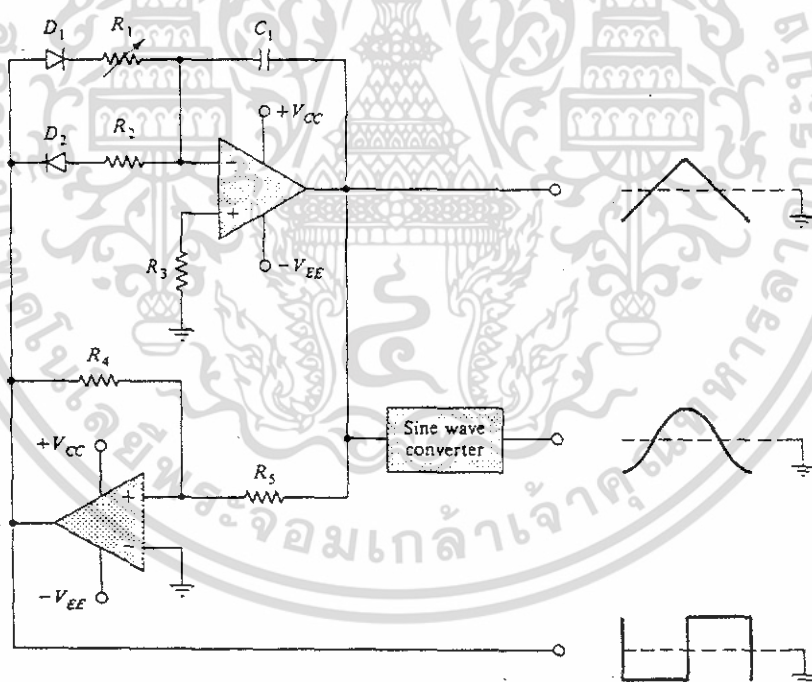
$$C_4 = \frac{2 * V_{cc} * PW_{max}}{\Delta V * R_7}$$

เมื่อ  $\Delta V$  = Tilt ของสัญญาณ โมโนสเตเบิล

PW (max) = สูงสุดของสัญญาณ โมโนสเตเบิล

### เครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้ออปแอมป์

เครื่องกำเนิดสัญญาณที่เรียกว่า Function generator คือเครื่องที่สามารถกำเนิดสัญญาณมาตรฐานได้ทั้ง 3 ชนิดคือ สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยม สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม และสัญญาณคลื่นรูปซายน์ เมื่อนำออปแอมป์มาใช้เป็น Function generator สามารถออกแบบให้ทำงานได้ดังแสดงในรูป 3.2 ซึ่งประกอบไปด้วยออปแอมป์ชนิดทรานซิสเตอร์ผลิตคลื่นสี่เหลี่ยม ออปแอมป์อินทิเกรเตอร์นำคลื่นสี่เหลี่ยมมาเปลี่ยนเป็นคลื่นสามเหลี่ยม และมีวงจร Sine wave Converter นำเอาคลื่นสามเหลี่ยมมาปรับให้เป็นคลื่นรูปซายน์ดังรูป 3.2

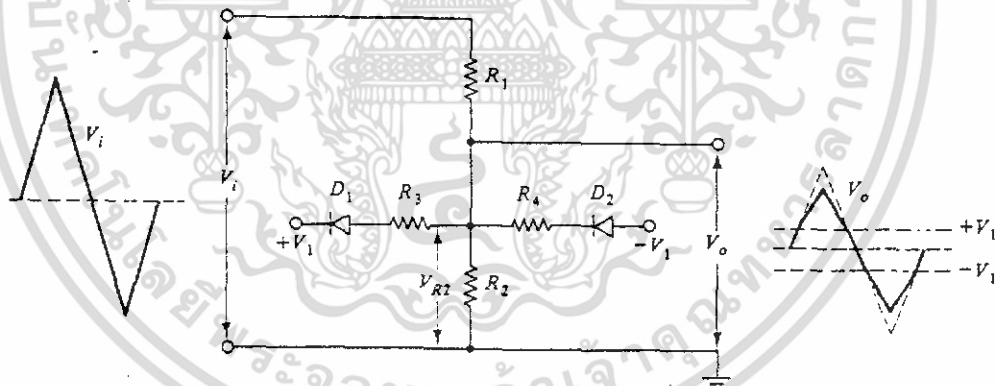


รูป 3.2 วงจรเครื่องกำเนิดสัญญาณที่ใช้ ออปแอมป์ สามารถสร้างคลื่นซายน์ คลื่นสามเหลี่ยม และคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

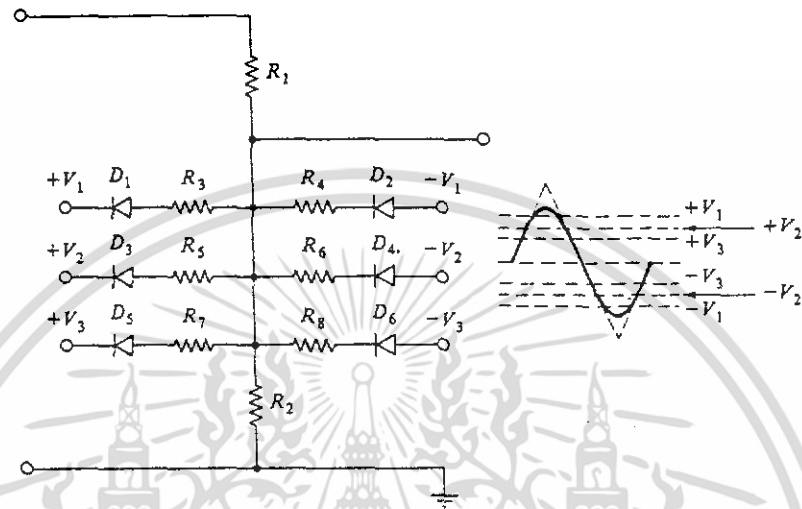
จากวงจรในรูป 3.2 ทำหน้าที่กั้นนิคสัญญาณคลื่นไซน์คือ Sine wave Converter เป็นวงจรที่รับสัญญาณอินพุตเป็นคลื่นสามเหลี่ยม และใช้วงจรไดโอดตัดรูปคลื่นแบบมีไบแอส โดยต่อวงจรดังรูป 3.3 (a) จะเห็นว่าไบแอสไดโอด  $D_1$  ด้วยแรงดัน  $+V_1$  และไบแอสไดโอด  $D_2$  ด้วยแรงดัน  $-V_1$  จะทำให้รูปคลื่น  $V_i$  ที่ป้อนเข้ากับวงจรถูกลดทอนรูปคลื่นลงดังรูป  $V_o$  ในรูป 3.3 (a)

ในกรณีที่ต้องการปรับปรุงรูปคลื่นสามเหลี่ยมให้ใกล้เคียงกับรูปขยายมากที่สุด ต้องทำการปรับระดับแรงดันไบแอสให้หลาย ๆ ดังรูป 3.3 (b) มีจุดไดโอดตัดรูปคลื่นทางด้านบวก 3 ตัว คือ  $D_1, D_3, D_5$  ต่อกับระดับไบแอสบวกสามค่า คือ  $+V_1, +V_2, +V_3$  ซึ่งค่าแรงดัน  $+V_1, +V_2, +V_3$  และทางด้านลบใช้วงจรไดโอดตัดรูปคลื่น 3 ตัวเช่นกัน คือ  $D_2, D_4, D_6$  ต่อกับระดับไบแอสลบคือ  $-V_1, -V_2, -V_3$  -เช่นเดียวกัน ค่าแรงดันไบแอส  $-V_1, -V_2, -V_3$  จึงจะได้รูปคลื่นไซน์ดังรูป 3.3 (b)



(a) Triangular wave input is attenuated and reshaped by the potential divider and diode loading circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) Multilevel diode loading circuit can reshape a triangular waveform into a good approximation of a sine wave

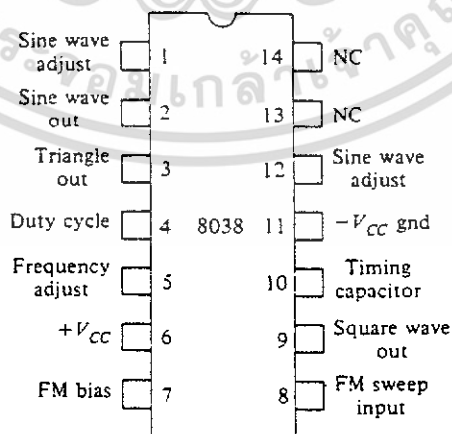
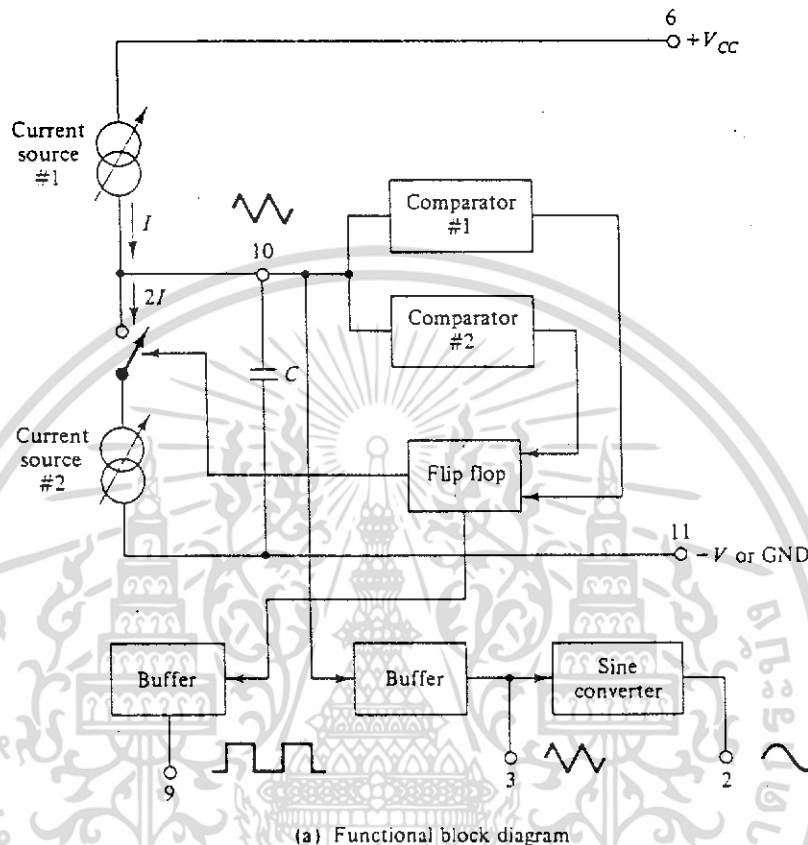
รูป 3.3 แสดงวงจร Sine Wave Convertor ที่ใช้ไดโอดและโครงข่ายตัวต้านทาน

เครื่องกำเนิดสัญญาณไอซีไอซีสำเร็จรูป

ไอ.ซี. เบอร์ 8038 เป็นวงจรรวมที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ 3 ชนิดคือ รูปคลื่นซายน์รูปคลื่นสามเหลี่ยม รูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับขนาดของสัญญาณและความถี่ของสัญญาณทั้ง 3 ชนิดได้ โดยการใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ และตัวเก็บประจุต่อภายนอก ซึ่งนับว่าสะดวกมากกว่าการใช้อปแอมป์หลาย ๆ ตัวเหมือนในหัวข้อ 3.23 โครงสร้างภายในและลักษณะภายนอกและการจัดวางขาของ ไอ.ซี. เบอร์ 8038 แสดงในรูป 3.4

จากรูป 3.4 (b) แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้กับ ไอ.ซี.8038 อยู่ระหว่าง ดี.ซี. +10V ถึง +30V (โดยต่อ +Vcc ที่ขา 6 และ GND ที่ขา 11) และสามารถใช้แหล่งจ่ายบวกลบยได้เช่นกัน ซึ่งต้องมีค่าระหว่าง ±5 V ถึง ±15 V (โดยต่อ +V<sub>cc</sub> ที่ขา 6 และ -V<sub>cc</sub> ที่ขา 11) การเลือกใช้แหล่งจ่ายขึ้นอยู่กับการต้องการของ V<sub>o</sub> ถ้าต้องการ V<sub>o</sub> เฉพาะพัลส์บวกก็ใช้แหล่งจ่าย +V<sub>cc</sub> แต่ถ้าต้องการ V<sub>o</sub> เป็นพัลส์บวกและลบ ต้องใช้แหล่งจ่าย ±V<sub>cc</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



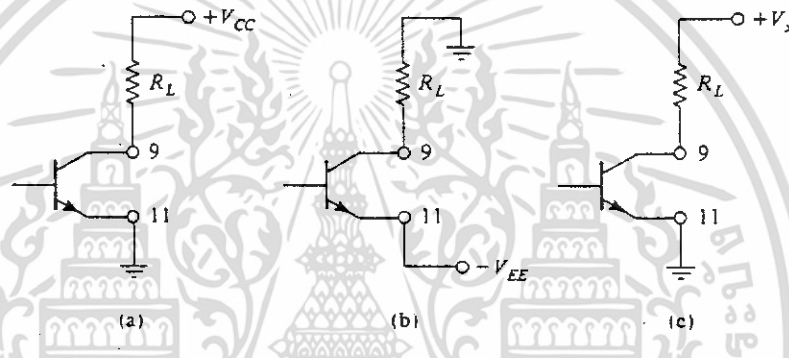
(b) Terminal connections

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมเบอร์ 8038 (a) โครงสร้างภายใน (b) การจัดวางของ ไอ. ซี.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของแรงดันยอด-ถึง-ยอด (peak-to-peak) ของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 33% ของแรงดันแหล่งจ่าย กรณีที่เอาต์พุตเป็นคลื่นสามเหลี่ยม และเท่ากับ 22% ของแรงดันแหล่งจ่ายกรณีที่เอาต์พุตเป็นคลื่นไซน์ ตัวอย่างเช่น ถ้าใช้ ไอ.ซี 8038 กับแหล่งจ่าย +10 V, ถ้าแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสามเหลี่ยมจะเท่ากับ 3.3VP และค่าแรงดันเอาต์พุตของคลื่นไซน์เท่ากับ 2.2 V<sub>p</sub> เป็นต้น

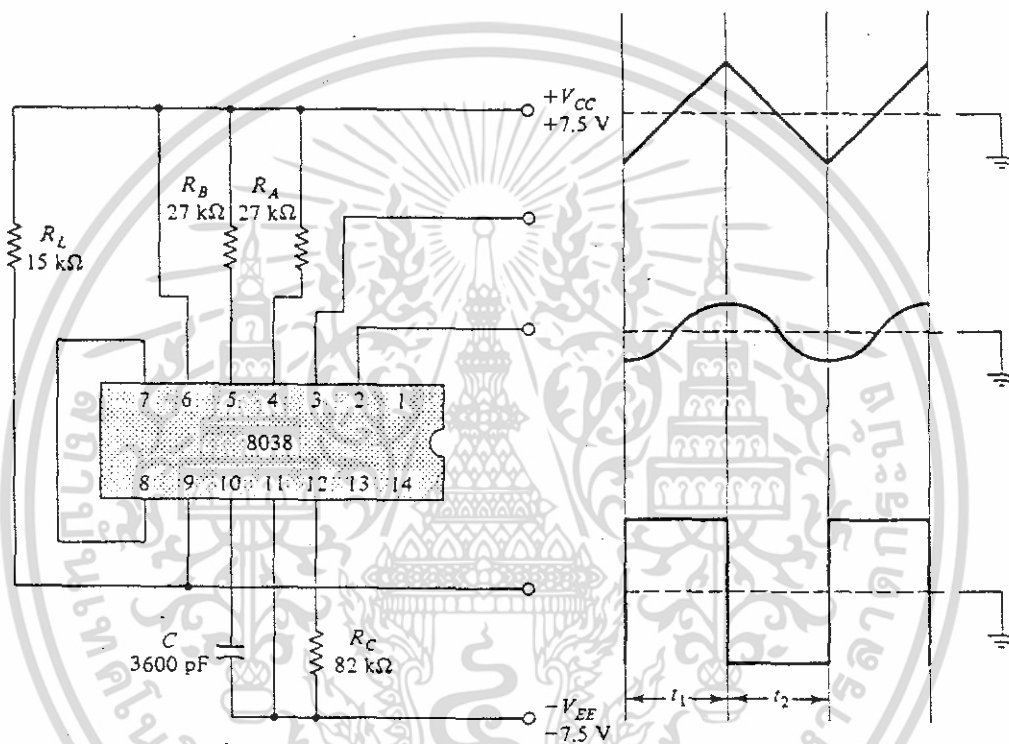
สำหรับแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส จะออกจากไอ.ซี.8038 ทางทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งที่ขา 9 และ ขา 11 ดังนั้นขนาดแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมขึ้นอยู่กับค่า V<sub>cc</sub> ในรูป 3.4(a) หรือถ้าต้องการกำหนดขนาดแรงดันเอาต์พุตที่ไม่เท่ากับ V<sub>cc</sub> สามารถต่อแหล่งจ่ายภายนอก V<sub>x</sub> ได้ดังรูป 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงการต่อแหล่งจ่ายไฟภายนอก เพื่อกำหนดขนาดของแรงดันเอาต์พุตของคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

## การออกแบบวงจร

การออกแบบวงจรเบื้องต้นสำหรับ ไอ.ซี.เบอร์ 8038 เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ของ สัญญาณเอาต์พุตคงที่ดังแสดงในรูป 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเครื่องกำเนิดสัญญาณอย่างง่ายที่ใช้ ไอ.ซี. เบอร์ 8038

จากวงจรรูป 3.6 ตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  ที่ต่อจากแหล่งจ่าย  $+V_{cc}$  มาที่ขา 4 (Duty cycle) และขา 5 (Frequency Adjust) เพื่อกำหนดค่าของ Duty cycle และค่าของความถี่เอาต์พุตของสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดเวลาในการคายประจุของ  $C$  ที่ต่อกับขา 10 (Timing capacitor) ของ ไอ.ซี. ตัวต้านทาน  $R_C$  ที่ต่อกับขา 12 (Sine Wave Adjust) เพื่อลดทอนความเพี้ยนจากสัญญาณฮาร์มอนิก (Harmonic distortion) ที่จะเกิดขึ้นกับสัญญาณฮาร์มอนิก (Harmonic distortion) ที่จะเกิดขึ้นกับสัญญาณคลื่นไซน์ (บริษัทผู้ผลิตกำหนดค่าของ  $R_C = 82 \text{ k}\Omega$  (Bell:248)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการคำนวณค่า  $R_A$  คือ

$$I_A = \frac{V_T}{5.R} \quad \dots\dots\dots(3-1)$$

เมื่อ  $V_T$  = ค่าแรงดันแหล่งจ่าย : เช่น  $V_T = 30V$  เมื่อแหล่งจ่ายเท่ากับ  $\pm 15V$

$I_A$  = กระแสคายประจุที่ผ่าน  $R_A$  ,  $C$

บริษัทผู้ผลิตกำหนดค่าของกระแสเก็บประจุ และคายประจุที่ผ่าน  $C$  .ให้มีค่าอยู่ระหว่าง  $10 \mu A$  ถึง  $1 mA$  (ดังนั้นควรกำหนดค่า  $I_A = 10 \mu A$  ถึง  $1 mA$ ) เมื่อต้องการค่า Duty cycle ของสัญญาณเท่ากับ  $50\%$  ต้องกำหนดค่า  $R_A = R_B$  จากสมการ ได้ว่า

$$t = \frac{C.\Delta V}{I}$$

ถ้า  $\Delta V = 1/3 V_T$  และกำหนดให้  $t = t_1$  (จากรูปคลื่นรูป 3.6)

ดังนั้น

$$t_1 = \frac{C.V_T.5R}{3.V_T}$$

$$t_1 = \frac{C.R}{0.6} \quad \dots\dots\dots(3-3)$$

ที่ Duty cycle =  $50\%$  :  $R_A = R_B = R$

$$T = 2.t_1 = \frac{C.R}{0.3}$$

ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต  $f = \frac{1}{T}$

$$f = \frac{0.3}{C.R}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวโครงการ ได้ออกแบบวงจรกำเนิดพัลส์โดยใช้ไอซีโมดูล 8038 โดยออกแบบให้สามารถผลิตคลื่นสี่เหลี่ยมขนาด  $V_o$  เท่ากับ 10VP-P ความถี่ และสามารถเลือกค่าแหล่งจ่าย  $V_{cc}$ , และ คำนวณค่า  $R_A$ ,  $R_B$ ,  $R_C$  และคำนวณค่าขนาดของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมได้โดย

จากวงจรในรูป 3.6

คลื่นสี่เหลี่ยมกำหนดให้ มี

$$V_{CC} = V_T = 15 \text{ V}$$

กำหนด ให้  $I_A = I_B = I = 100 \mu\text{A}$

จากสมการ  $R_A = R_B = V_T / 5I = 15\text{V} / (5 \cdot 100 \mu\text{A})$   
 $= 30\text{K} \Omega$  (เลือกค่ามาตรฐาน 27 K $\Omega$ )

จากสมการ 3.3

$$C = \frac{0.3}{f \cdot R} = \frac{0.3}{3\text{KHz} \cdot 27\text{K}\Omega}$$

$$= 3700 \text{ PF} \text{ (เลือกค่ามาตรฐาน 3600 PF)}$$

$$R_L = V_T / 1\text{mA} = 15\text{V} / 1\text{mA}$$

$$= 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 82 \text{ k}\Omega \text{ (ตามบริษัทผู้ผลิต)}$$

การปรับค่า Duty cycle เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตที่แสดงในรูป 3.6 จะได้ว่า

คาบเวลา  $t_1 = \frac{C \cdot \Delta V}{I}$

และคาบเวลา  $t_2 = \frac{C \cdot \Delta V}{I}$

ดังนั้น  $I_A = I_B (t_1/t_2)$  ..... (3-4).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

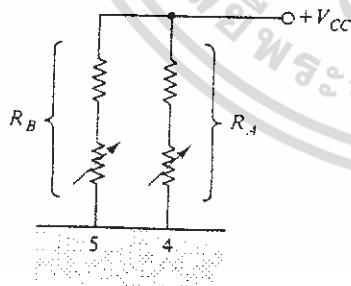
กระแส  $I_B$  คือกระแสที่ C ภายประจุผ่าน  $R_B$  ดังนั้น

$$I_B = \frac{V}{5.R}$$

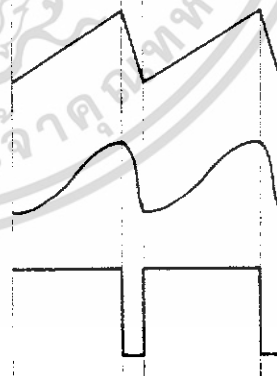
หรือ 
$$I_B = \frac{2.V}{5.R} * I_A$$

$$R_B = \frac{2.V}{5(I+I)}$$

ค่า Duty cycle ของสัญญาณที่ผลิตได้จาก ไอ.ซี 8038 สามารถปรับได้โดยการปรับค่า  $R_A$  และ  $R_B$  โดยการเปลี่ยน  $R_A$ ,  $R_B$  ให้เป็นค่าต้านทานปรับค่าได้เมื่อค่า Duty cycle ถูกปรับให้เปลี่ยนแปลง จะแสดงได้ดังรูป 3.7

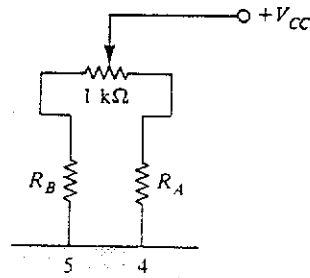


(a) Duty cycle adjustment



(b) Waveforms with duty cycle approximately 80%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



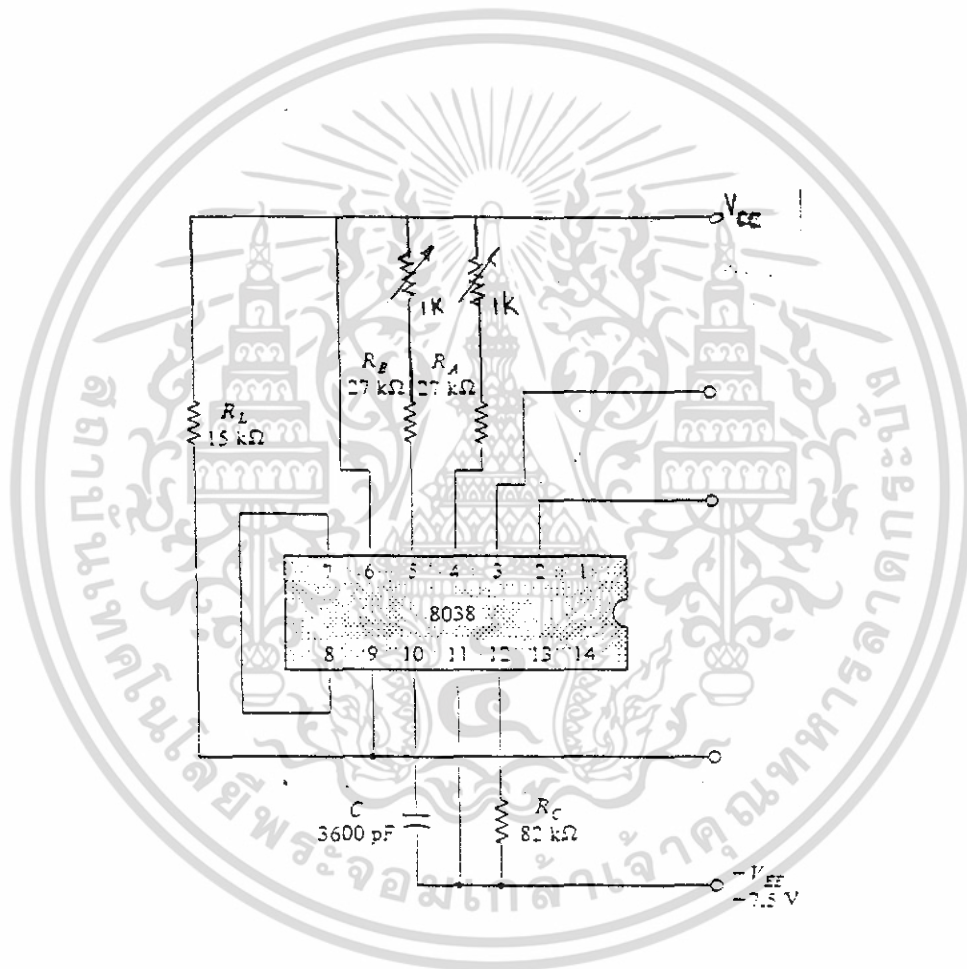
(c) With  $R_A = R_B$ , a small amount of duty cycle adjustment is possible – around 50%

### รูปที่ 3.7 แสดงวงจรการปรับ Duty cycle ของ ไอ.ซี 8088 และผลของการปรับค่า Duty cycle

กรณีที่ต้องการค่า Duty cycle 50% กำหนดได้โดย  $R_A = R_B$  แต่เนื่องจากค่าผิดพลาดของตัวต้านทานอาจทำให้ไม่ได้ค่า Duty cycle ตามต้องการ (50%) สามารถปรับปรุงวงจรการต่อค่า  $R_A$  และ  $R_B$  ได้ดังรูป 3.7 (C) โดยต่อ  $R_{1k\Omega}$  เป็นชนิดปรับค่าได้ระหว่าง  $R_A$  กับ  $R_B$  จะสามารถปรับค่า Duty cycle ได้อย่างละเอียด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรมัลติเพลกซ์เอาท์พุท



รูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4. การออกแบบและการสร้างวงจรแอกทิฟฟิลเตอร์

วงจรแอกทิฟฟิลเตอร์ที่ให้เป็นแบบ R-C แอกทิฟฟิลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานคาปาซิเตอร์ และ ออปแอมป์ โดยไม่มีตัวนำ (inductor) ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ใช้ในการออกแบบจะอยู่ในรูปเศษส่วน (rational transfer function) เมื่อทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของสมการ (6-17) เป็น Optimization parameter ซึ่งจะได้อัตราประมาณที่ถูกต้องโดยการหาค่าของ  $\coth s/2$  และ ค่า  $\tanh s/2$  ซึ่งจากค่า สัมประสิทธิ์ วยแบบซึ่งอ้างอิงสมการดังหนังสืออ้างอิงของ P.H. Halpern "Trigonometric pulse wave froming network revisited" ซึ่งจะทำได้ค่าของสัญญาณอิมพัลส์ เรสปอน ที่ประมาณ โดยถูกต้องเพื่อนำไปออกแบบวงจรคั้งสมการ

$$h(t) = 1 + \sum_{k=1}^n a_k \cos 2k\pi t \quad 0 \leq t \leq 1 \quad \dots\dots(4-1)$$

$$h(t) = 0, \text{ elsewhere}$$

กับสมการของ  $\coth S/2$

$$h(t) = \sum_1^n a_k \sin(2k-1)\pi t, \quad 0 \leq t \leq 1 \quad \dots\dots(4-2)$$

$$h(t) = 0, \text{ elsewhere}$$

กับได้สมการของ  $\tanh S/2$

จากสมการที่ (4-1) สามารถนำมาเขียนใหม่ในรูปของ Trigonometric polinomial ได้โดย

$$h(t) = \sum_0^n b_k (\sin \pi t)^{2k}, \quad 0 \leq t \leq 1 \quad \dots\dots(4-3)$$

และสามารถนำ สมการ (4-2) มาเขียนใหม่ได้โดย

$$h(t) = \sum_1^n b_k (\sin \pi t)^{2k-1}, \quad 0 \leq t \leq 1 \quad \dots\dots(4-4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะให้ค่า maximum asymptotic cut-off เราจะต้องให้ค่า  $s \rightarrow \infty$   $h(t)$  แทนในสมการที่ (4-3) และ (4-4) จะได้สมการที่ (4-5)

$$h(t) = K (\sin \pi t)^m, \quad 0 \leq t \leq 1 \quad \dots\dots(4-5)$$

$$= 0, \text{ elsewhere}$$

$h(t)$  สามารถนำมาเขียนใหม่ได้โดยใช้ unity gain ที่ dc โดยเซต

$$\int_0^1 h(t) dt = 1 \implies K = \frac{2 \cdot 4 \cdot 6 \dots m}{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (m-1)} \quad \dots\dots(4-6)$$

เมื่อ  $m$  เป็นจำนวนคู่และ

$$K = \frac{(1 \cdot 3 \cdot 5 \dots m)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \dots (m-1)} \frac{2}{\pi}$$

เมื่อ  $m$  เป็นจำนวนคี่

จาก Transfer functions สมการ (4-5) จะทำให้ได้สมการดังนี้

$$H(s) = \frac{2 \prod_{k=1}^{m/2} \frac{(2k\pi)^2}{(s^2 + (2k\pi)^2)}}{1 + \coth \frac{s}{2}} \quad \dots\dots(4-7)$$

และค่า  $\coth \frac{s}{2}$  หาได้จาก สมการ

$$\coth \frac{s}{2} = \frac{2}{s} + \sum_{k=1,2,3,\dots} \frac{4s}{s^2 + k^2 \pi^2}$$

จากตัวโครงงานใช้ค่า  $s = 2$  จะได้สมการ Transfer function ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\coth \frac{s}{2} &= \frac{2}{S} + \frac{4S}{S^2 + 4\pi^2} \\ &= \frac{2(S^2 + 4\pi^2) + 4S^2}{S(S^2 + 4\pi^2)} \\ &= \frac{2S^2 + 8\pi^2 + 4S^2}{S^3 + 4\pi^2}\end{aligned}$$

$$\coth \frac{s}{2} = \frac{6S^2 + 78.95683521}{S^3 + 39.4784176} \quad \dots\dots(4-8)$$

แล้วนำค่า  $\coth \frac{s}{2}$  ที่ได้ไปแทนในทรานฟอร์ม ฟังก์ชันสมการ (4-7) และแทนค่า  $S=2$  จะได้

$$\begin{aligned}H(s) &= \frac{\frac{2 \cdot 4\pi^2}{S(S^2 + 4\pi^2)}}{\frac{S^3 + 39.4784176 + 6S^2 + 78.95683521}{S(S^2 + 4\pi^2)}} \\ &= \frac{8\pi^2}{S^3 + 6S^2 + 118.4352528} \\ H(s) &= \frac{78.95683521}{S^3 + 6S^2 + 118.435252} \quad \dots\dots(4-9) \\ &= \frac{8\pi^2}{S^3 + 6S^2 + 118.4352528} \\ &= \frac{78.95683521}{S^3 + 6S^2 + 118.4352528}\end{aligned}$$

นำตัวส่วนที่ได้ไปถอด โพลีโนเมียล โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ จะได้ค่าคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = 0.949223 - 3.754162 j$$

$$S = 0.949223 + 3.754162 j$$

$$S = -7.898444$$

เพราะฉะนั้นจะได้ ค่าของ  $H(s)$  เท่ากับ

$$H(s) = \frac{78.95683521}{(S + 7.898444) [(S^2 - 1.898446 S + 0.9010243) + (14.093724)]}$$

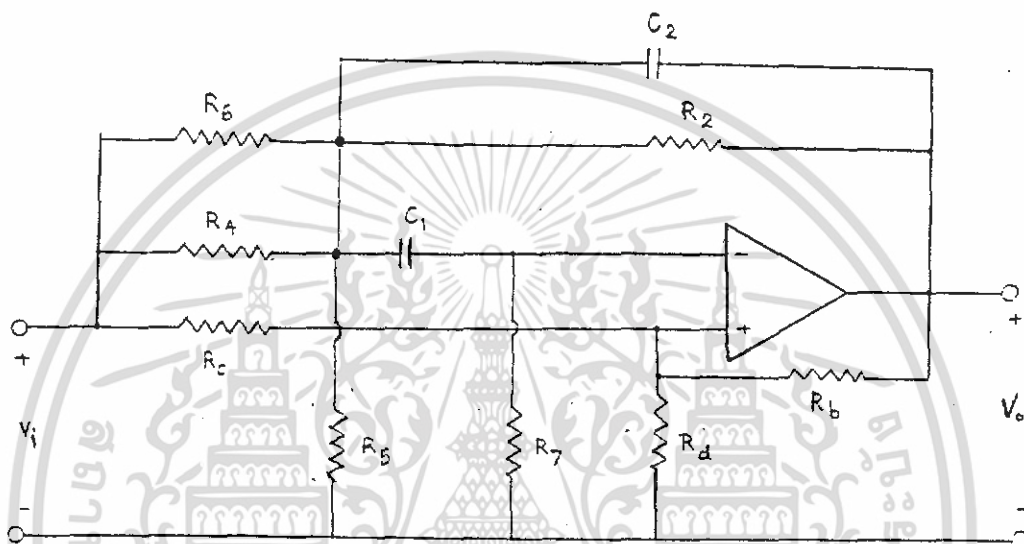
$$H(s) = \frac{78.95683521}{(S + 7.898444) (S^2 - 1.898446 S + 14.994748)}$$

เพราะฉะนั้นจะนำ Transfer function ที่ได้ไปออกแบบวงจรโดยใช้วงจรเป็นแบบ Active โดยสามารถนำไปสร้างวงจรเนทเวิร์กได้โดยสัญญาณที่ได้จะให้ ผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุต เป็นรูปพัลซชานก้าลงสอง

$$H(s) = \left[ \frac{29.989496}{S^2 - 1.898446S + 14.994748} \right] \left[ \frac{2.632816344}{S + 7.898444} \right]$$

ฟังก์ชันข้างบนแยกพิจารณาออกแบบวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับสองวงจร ดังนี้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (4-9) สามารถกระทำการทดสอบในลักษณะของวงจรฟิลเตอร์อันดับสองรวมกัน การออกแบบวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับสอง ใช้เทคนิคการออกแบบวงจรของแคนอนิคัล (Single Amplifire Biquad - Canonical Technique) หรือเรียกว่าวงจร Friends และทฤษฎีของ First order network

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4-1 รายละเอียดวงจร Friends

จากวงจรรูป 4.1 กำหนดให้

$$G_x = 1/R_x \quad \dots\dots\dots(4-10)$$

$$G_a = G_c + G_d \quad \dots\dots\dots(4-11)$$

$$G_1 = G_4 + G_5 \quad \dots\dots\dots(4-12)$$

$$G_3 = G_6 + G_7 \quad \dots\dots\dots(4-13)$$

เมื่อ

$$a_2 = \frac{G_c}{G_a} \quad \dots\dots\dots(4-14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_1 = \frac{1}{C_1 C_2 G_a} [c_1 G_c (G_1 + G_2 + G_3) + C_2 G_c (G_2 + G_3) - C_1 G_4 (G_a + G_b) - (C_1 + C_2) G_b (G_a + G_b)] \quad (4-15)$$

$$a_0 = \frac{1}{C_1 C_2 G_a} [G_1 G_c (G_2 + G_3) - G_1 G_b (G_1 - G_b)] \quad (4-16)$$

$$b_1 = \frac{1}{C_1 C_2 G_a} [(C_1 + C_2) (G_a G_2 - G_b G_3) - C_1 G_1 G_3] \quad (4-17)$$

$$b_0 = \frac{1}{C_1 C_2 G_a} [G_1 (G_a G_2 - G_b G_3)] \quad (4-18)$$

สมการดังกล่าวข้างต้นเป็นชุดของสมการสำหรับออกแบบวงจร หลังจากกระทำการทางพีชคณิต สมการจะเป็นดังต่อไปนี้

$$G_1 = \frac{C_2 G_a [-b + b_1 + 4b_c (1+C_1) G_b]}{2G_b C_2 G_a} \quad (4-19)$$

$$G_4 = \frac{G_1 G_a [a_2 + a_0 (1+C_1) C_2 - a_1 C_2]}{G_a + G_b C_2 G_1 G_1} \quad (4-20)$$

$$G_3 = \frac{C_1 C_2 G_a (a_0 - a_2 b_0)}{G_1 (G_a + G_b)(a_2 - \infty)} \quad (4-21)$$

$$G_2 = \frac{C_1 C_2 b_0}{G_1} + \frac{G_b G_3}{G_a} \quad (4-22)$$

$$G_5 = G_1 - G_4 \quad (4-23)$$

$$G_6 = \infty G_3 \quad (4-24)$$

$$G_7 = G_3 - G_5 \quad (4-25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

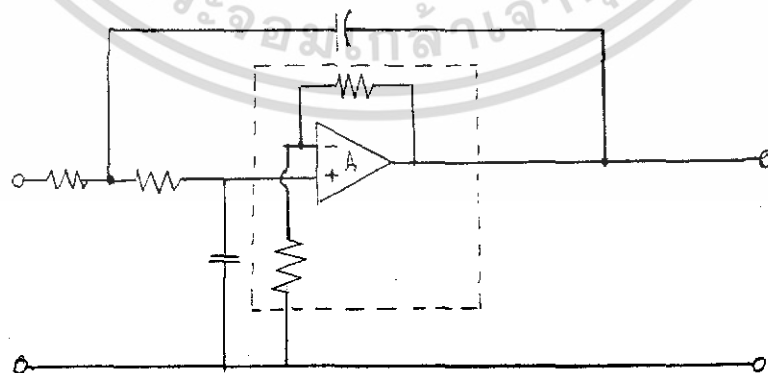
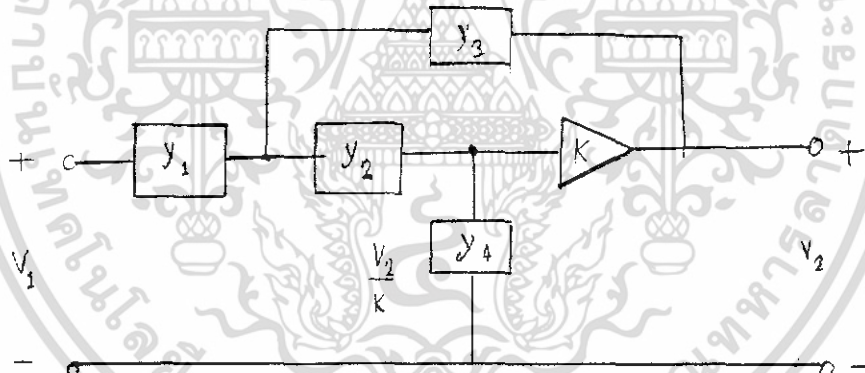
$$G_c = a_2 G_a \dots\dots\dots(4-26)$$

ค่าตัวต้านทานแต่ละตัวหาได้จากส่วนกลับของ Admittance  $G_x$  แต่ละตัว

$$R = \frac{1}{G}$$

ในกรณีของโครงงานจาก Transfer function ที่ได้เป็นแบบ Low-pass filter จากทฤษฎีของ Frainds ที่กล่าวมาข้างบน สามารถเขียนสมการรูปทั่วไปของ Low-pass filter ได้โดย

$$H(s) = \frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{Ky_1y_2}{y_3y_4 + (1-K)y_2y_3 + y_2y_4 + y_1y_2 + y_1y_4} \dots\dots\dots(4-27)$$



รูปที่ 4.2 (a) General second-order filter; (b) realization of a low-pass second-order filter with transfer function  $y/u = 2/(s^2 + s+1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการรูปทั่วไป สามารถเขียนในรูปของ admittances โดย

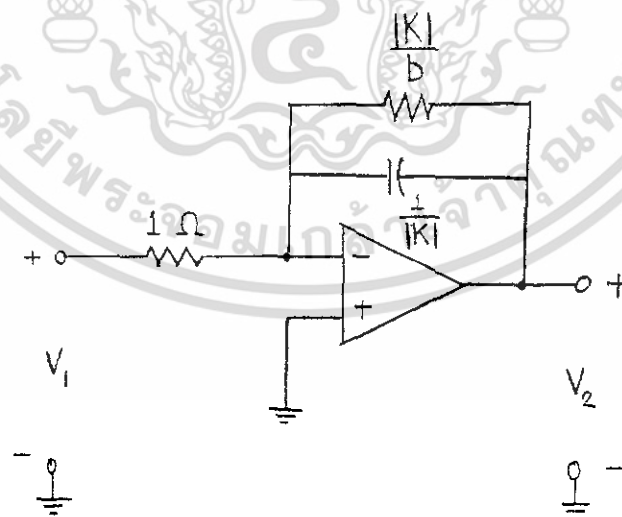
$$y_1 = G_1, \quad y_2 = G_2, \quad y_3 = sC_1 \quad \text{และ} \quad y_4 = sG_2$$

จะได้

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}{s^2 + \left[ (1-K) \frac{G_2}{C_2} + \frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_1} \right] s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad \text{.....(4-28)}$$

ทฤษฎีของ First order รูปสมการทั่วไปซึ่งมีค่า K เป็นค่าเกน

$$H(s) = K \frac{1}{s+b} \quad \text{.....(4-29)}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Transfer function ที่ได้นำมาออกแบบในส่วนแรกโดยใช้ทฤษฎี

$$H(s) = \frac{29.989496}{(s^2 - 1.898446s + 14.994748)}$$

$$\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} = 14.994748$$

$$K = 2$$

$$-\frac{G_2}{C_2} + \frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_1} = -1.898446$$

ให้  $C_1$  เท่ากับ 1F ,  $C_2$  เท่ากับ 0.1 F

$$G_1 G_2 = 1.4994748$$

$$G_1 - 9G_2 = -1.898446$$

$$G_1 - 9(1.4994748) = -1.898446$$

$$G_1^2 + 1.898446G_1 - 13.4952732 = 0$$

$$G_1 = \frac{-1.898446 \pm \sqrt{3.604097215 + 53.9810928}}{2}$$

$$G_1 = \frac{-1.898446 \pm \sqrt{57.58519002}}{2}$$

$$G_1 = \frac{-1.898446 \pm 7.588490628}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาเฉพาะค่าที่เป็น บวก

$$G_1 = \frac{-1.898446 - 7.588490628}{2}$$

$$G_1 = \frac{5.690044628}{2}$$

$$G_1 = 2.845022314$$

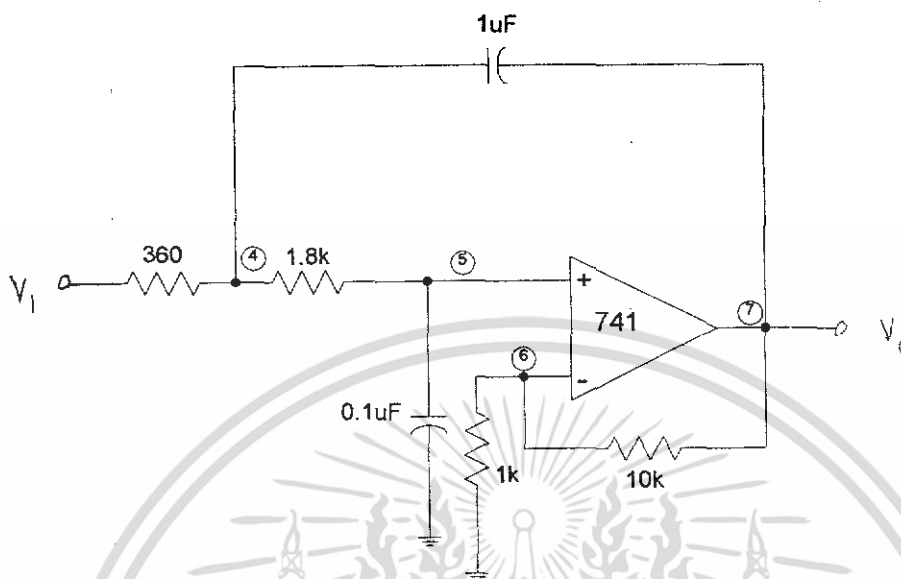
เอาค่า  $G_1$  ไปแทน ในสมการจะได้

$$G_2 = 0.527052034$$

เพราะฉะนั้นจะได้ค่า  $R_1 = \frac{1}{G_1} = 0.351491092$

$$R_2 = \frac{1}{G_2} = 1.897345867$$

นำค่าที่ได้ไปแทนในรูปที่ 4.2 จะได้วงจรดังรูป 4.3



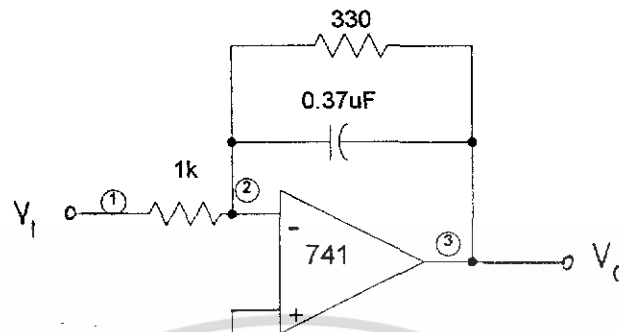
รูป 4.3

จาด ทรานเฟอร์ ฟังก์ชันในส่วนที่สอง นำมาแทนในสมการ (4-29)จะได้

$$H(s) = \frac{2.6328163440}{(S+ 7.898444)}$$

$$Z_1 = 1 \quad , \quad Z_2(s) = \frac{-K}{s+b} = \frac{-2.6328}{s+7.898}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4

เนื่องจากอุปกรณ์ในวงจรรูป 4.3 และ 4.4

เป็นค่า normalize จึงต้องทำการ denormalize โดยการ scale ความถี่และขนาด ในที่นี้เรา ต้องการ scale ความถี่ไปที่  $10^3$  และ scale ขนาดไปที่  $10^3$  ฉะนั้น

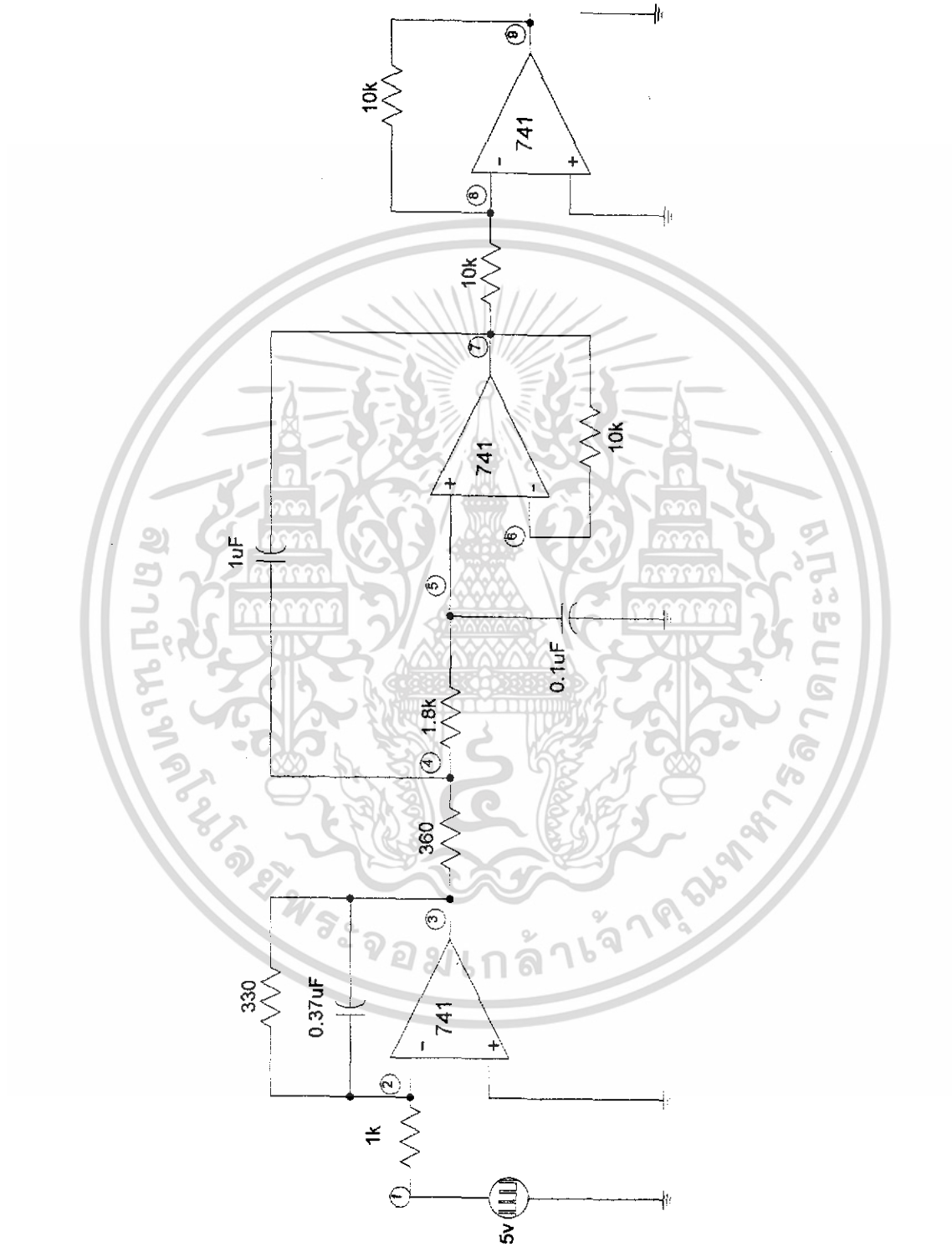
$$L_{\text{new}} = \frac{\text{km}}{\text{kf}} L_{\text{old}} \quad \dots\dots\dots(4-30)$$

$$C_{\text{new}} = \frac{1}{\text{kf} \cdot \text{km}} C_{\text{old}} \quad \dots\dots\dots(4-31)$$

$$R_{\text{new}} = \text{km} R_{\text{old}} \quad \dots\dots\dots(4-32)$$

การสร้างวงจรจริงของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (4-9) สามารถระทำการทดสอบในลักษณะของวงจรฟิลเตอร์อันดับสองร่วมกัน ดังรูป 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

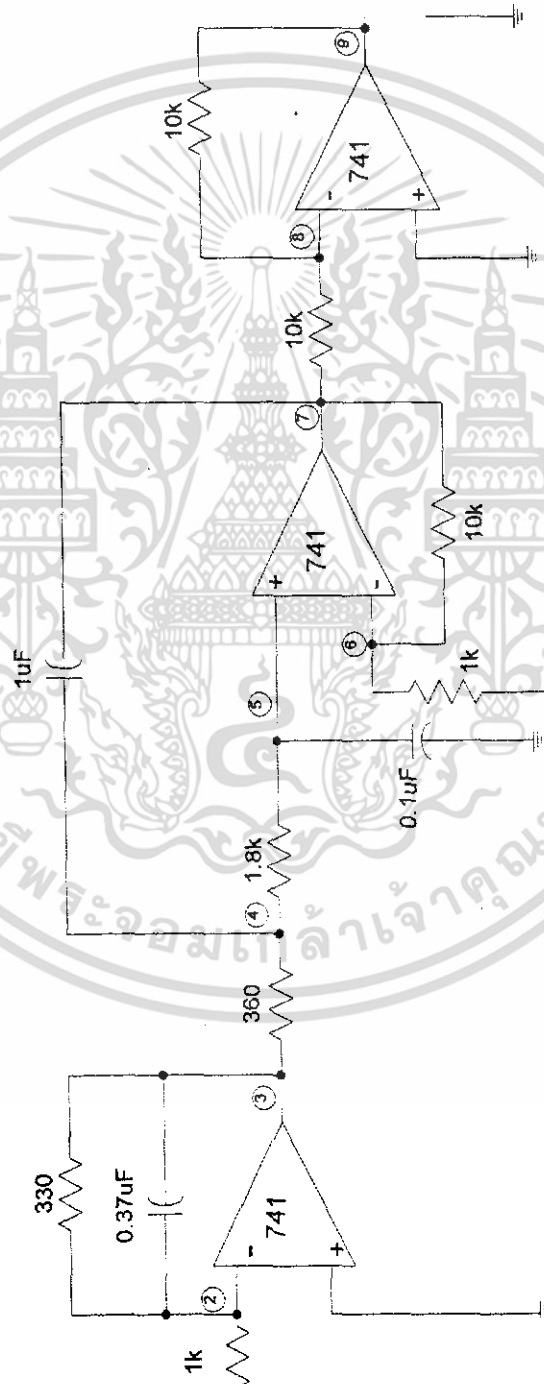


รูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 .การทดลอง

### 1. วงจรและผลการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

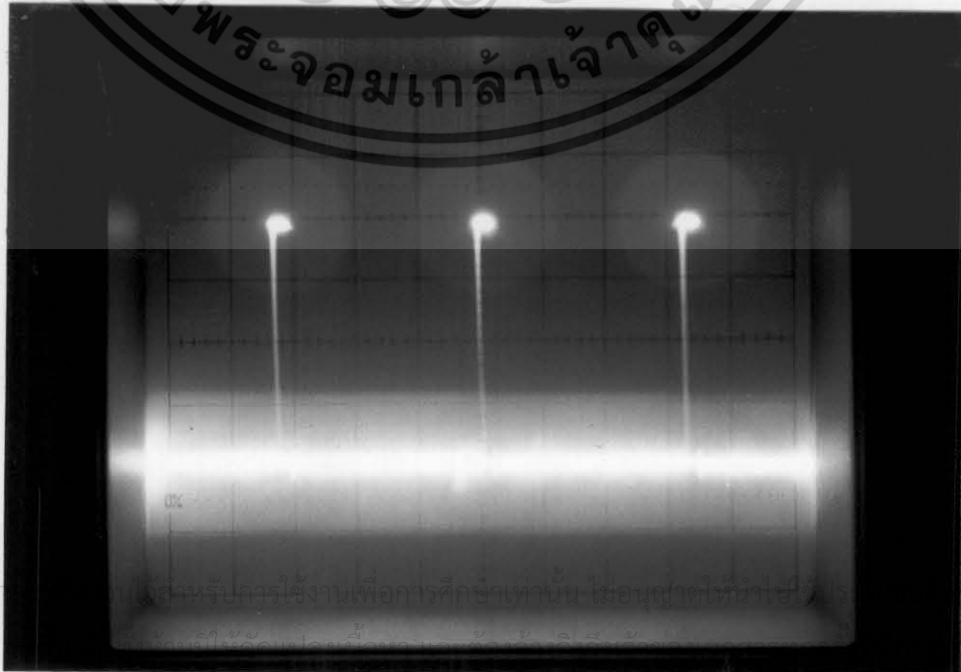
### การทดลอง

ในการทดลองซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

- 1.ภาค Power supply ซึ่งใช้ ไฟฟ้ากระแสตรง  $\pm 9, \pm 12$
- 2.ภาคกำเนิดสัญญาณ อิมพัลส์
- 3.ตัววงจร ในการสร้างสัญญาณ พัลส์ชาน์กำลังสอง



Voltage 5 V<sub>p-p</sub> Time 15 usec.

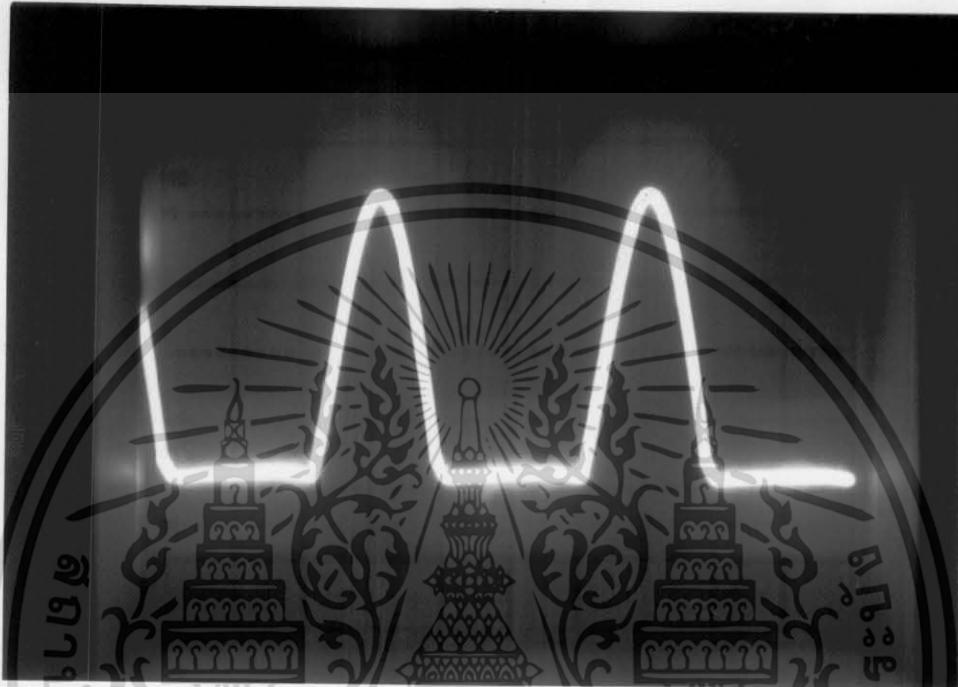


เอกสารนี้เป็นเอกสาร  
ไม่ว่ากรณีใดๆ

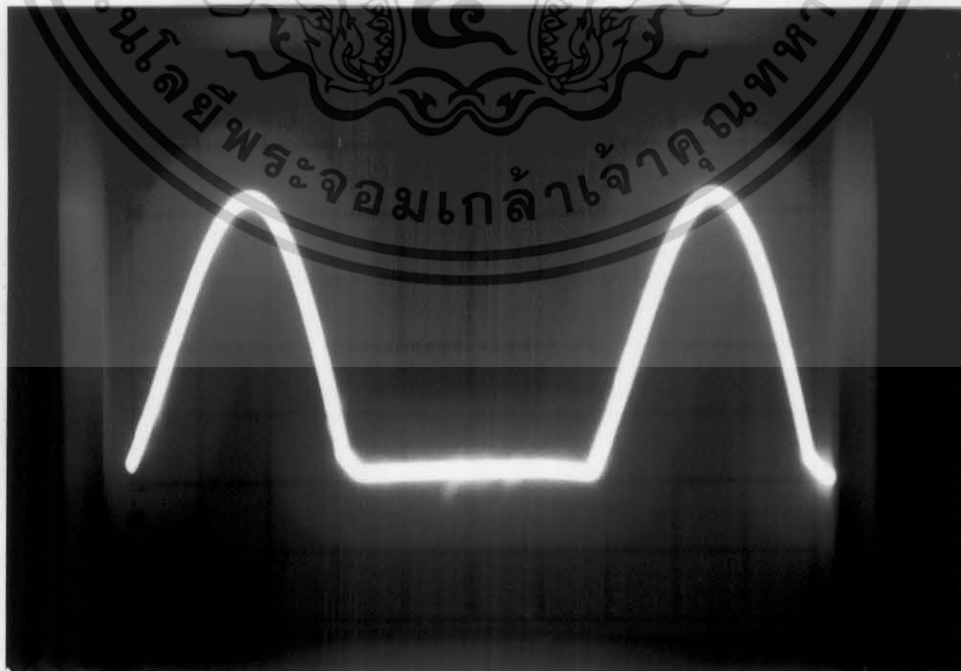
เพื่อใช้ในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่  
โดยไม่ได้รับอนุญาต

การคำ  
ไปใช้

ผลการทดลองทำวัดได้โดยใช้ Oscilloscope



Voltage 5 V<sub>p-p</sub>  
Time 15 usec.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประโยชน์ที่ได้รับจากการทดลอง

1. เรียนรู้เทคนิคและวิธีขั้นตอนในการทดลอง
2. เรียนรู้ทฤษฎีในการออกแบบวงจร
3. นำผลที่ได้จากการทดลอง (สัญญาณที่ได้จากการทดลอง  $\sin^2 \pi t$  ) ไปประยุกต์ใช้ เป็นสัญญาณตรวจสอบข้อบกพร่องซึ่งเกิดขึ้นในระบบโทรทัศนซึ่งกล่าวไว้ในบทข้างต้น

## จุดเด่นของตัวโครงการงาน

ได้ผลตามที่ต้องการ โดยวงจรที่ออกแบบได้เป็นวงจรที่ประหยัดอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์

## สรุปผลที่ได้จากตัวโครงการงาน

ผลที่ได้จากตัวโครงการงาน ได้สัญญาณตามที่ต้องการ และจะเห็นว่าผลที่ได้เมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการ ซิมูเลทโดยคอมพิวเตอร์นั้น จะสอดคล้องกันซึ่งสามารถนำสัญญาณที่ได้ไปประยุกต์ใช้ได้ดังทฤษฎีที่กล่าวมาแล้ว

## บทที่ 6 สรุป

ในบทที่ 1 ได้กล่าวถึงแนวความคิดที่มาของปรัชญานิพนธ์ฉบับนี้ และในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีของพัลซ์ชาชนก้าลังสอง และการนำไปประยุกต์ใช้ในส่วนของบทที่ 3,4 และ 5 เป็นส่วนของการออกแบบของตัวโครงการ และผลที่ได้จึงจะเห็นว่าผลที่ได้จากโครงการคือสัญญาพัลซ์ชาชนก้าลังสอง สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสัญญาทดสอบในระบบโทรทัศน

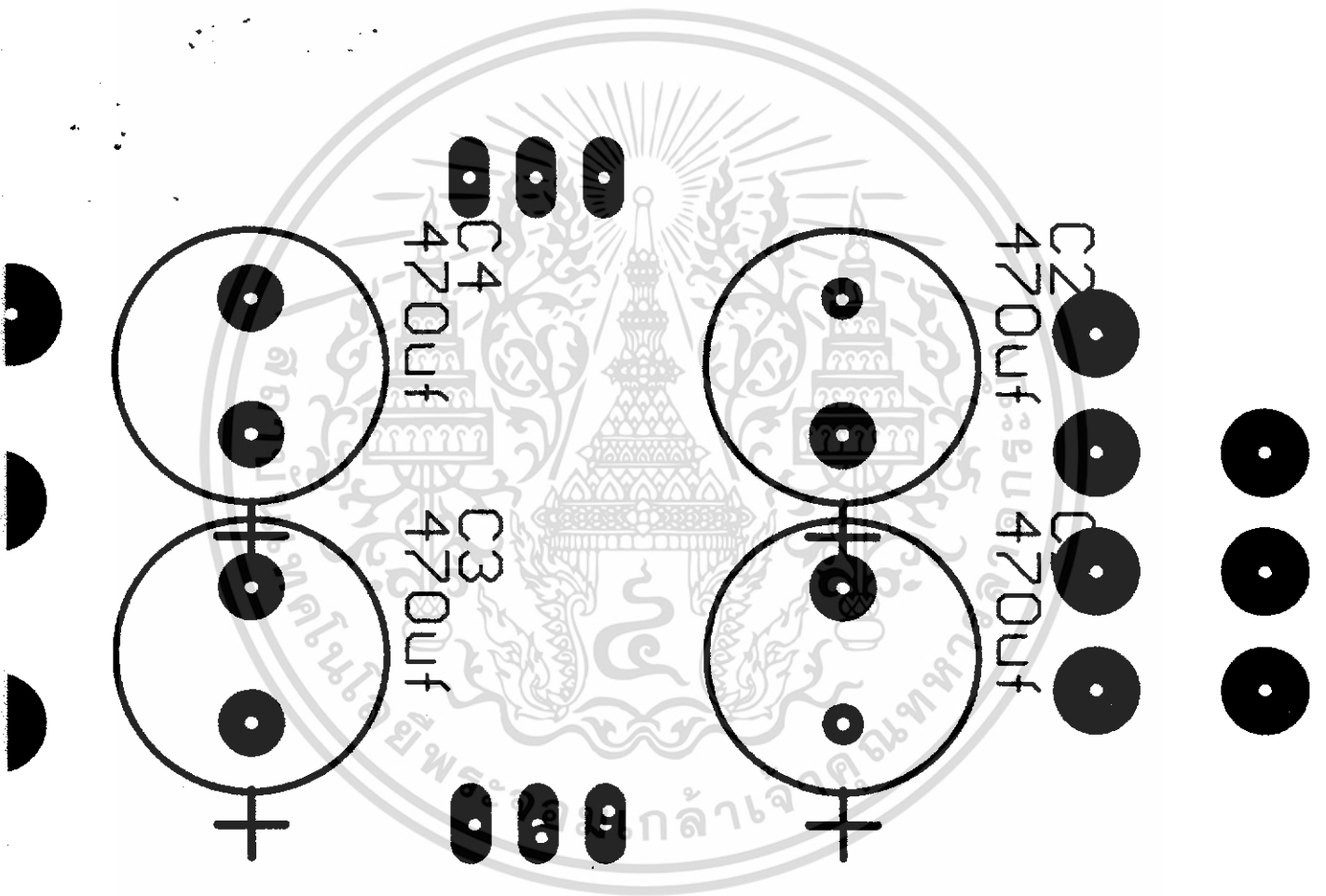
แนวทางสำหรับทำวิจัยต่อจากปรัชญานิพนธ์ฉบับนี้

สัญญาพัลซ์ชาชนก้าลังสองที่ได้ สามารถนำไปมีอดคูเลท แล้วนำเอาสัญญาที่มอดคูเลทพัลซ์ ที่ได้มาเป็นพัลซ์ทดสอบในการวัดความคิดเพี้ยนของสัญญาในระบบโทรทัศนดังกล่าวมาแล้วในปรัชญานิพนธ์

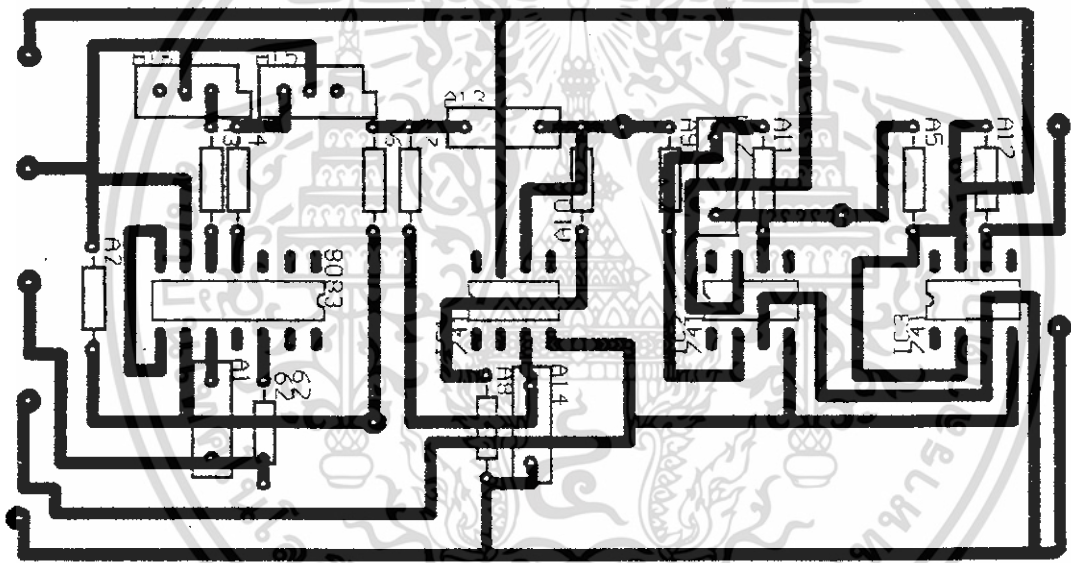
## เอกสารอ้างอิง

1. Pelless, Y. and Murakami, T; "Analysis and Synthesis of transitional Butterworth-Thomson filters and bandpass amplifiers", RCA Review, 18, pp. 60-94 (March 1957)
2. Thomson W.E. The Synthesis of Network to have a Sine-Squared Impulse Response, Proc I.E.E. (LONDON), pt. Vol. 99, p373, NOV 1952.
3. Gabor C. Temes, Jack W. LaPATRA, Introduction to circuit synthesis and design McGraw-hill Book company, pp. 447-471.
4. M.E. Van Valkenburg, Analog Filter Design, Holt-Saunders International Editions, pp. 279-297, 1982.
5. Harry Y-F. LAM, Analog and digital filters : design and realization, Printice-Hall, inc, Englewood Cliffs, New Jersey"
6. Richard L. Burden/J. Douglas Fairs, Numerical analysis, Forth Edition, PWS-KENT Publishing Company.
7. Computer oriented circuit design, Englewood Cliffs, New Jersey, 1969.
8. การตรวจสอบสัญญาณวีดีโอ (Video in television system test signal ) ,รศ.ดร..กนกเงินจิระพงศ์เวช..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LM741/LM741A/LM741C/LM741E operational amplifier

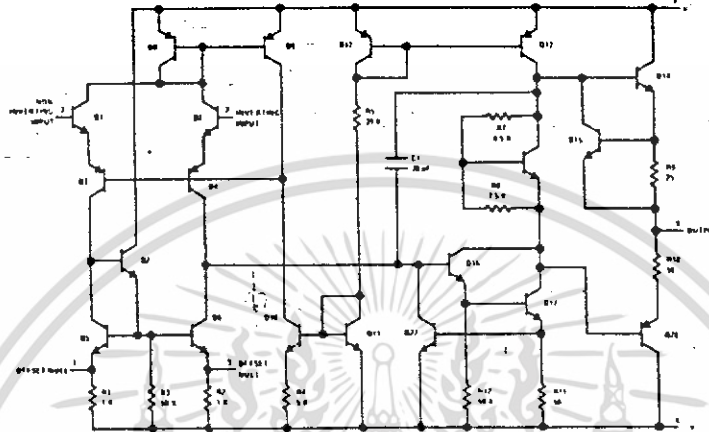
## general description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

## schematic and connection diagrams (Top Views)



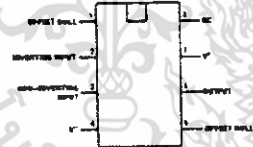
Metal Can Package



Note: Pin 8 connected to case.

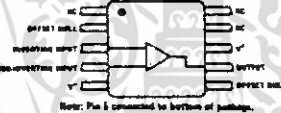
Order Number LM741H, LM741AH, LM741CH or LM741EH  
See Package 11

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN  
See Package 20  
Order Number LM741CJ or LM741EJ  
See Package 15

Flat Package



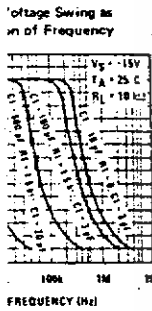
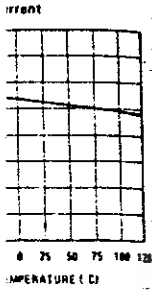
Note: Pin 8 connected to bottom of package.

Order Number LM741F or LM741AF  
See Package 3

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CD, LM741D, LM741AD or LM741ED  
See Package 2B  
Order Number LM741CN-14  
See Package 22  
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14, LM741CJ-14 or LM741EJ-14  
See Package 16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)				
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

electrical characteristics

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C										mV
	RS ≤ 10 kΩ		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	RS ≤ 50Ω										mV
Average Input Offset Voltage Drift	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX										μV/°C
	RS ≤ 50Ω			4.0							mV
	RS ≤ 10 kΩ					6.0			7.5		mV
Input Offset Current	TA = 25°C		3.0	30		20	200		20	200	nA
Average Input Offset Current Drift	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			0.5							nA/°C
											nA
Input Bias Current	TA = 25°C		30	80		80	500		80	500	μA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	TA = 25°C, VS = ±20V	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX, VS = ±20V	0.5									MΩ
Input Voltage Range	TA = 25°C								±12	±13	V
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX										V
Large Signal Voltage Gain	TA = 25°C, RL ≥ 2 kΩ										V/mV
	VS = ±20V, VO = ±15V		50								V/mV
	VS = ±15V, VO = ±10V					50	200		20	200	V/mV
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX, RL ≥ 2 kΩ										V/mV
Output Voltage Swing	VS = ±20V, RL ≥ 2 kΩ										V
	VS = ±15V, RL ≥ 2 kΩ										V
	VS = ±15V, RL ≥ 10 kΩ										V
	VS = ±5V, VO = ±2V										V
Output Short Circuit Current	TA = 25°C	10	25	35		25			25		mA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX										dB
	RS ≤ 10 kΩ, VCM = ±12V	80	95		70	90		70	90		dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 60\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB
											dB
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain		0.25	0.8		0.3			0.3		$\mu\text{s}$
				6.0	20		5			5	
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7		0.5			0.5			V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$ $V_S = \pm 20V$		80	150							mW
						50	85		50	85	
LM741A	$T_A = T_{A\text{MIN}}$			165							mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$			135							mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$			150							mW
	$T_A = T_{A\text{MIN}}$			150							mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$			150							mW
LM741	$V_S = \pm 15V$				80	100					mW
	$T_A = T_{A\text{MIN}}$				45	75					mW
	$T_A = T_{A\text{MAX}}$										mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is 150°C, while that of the LM741C/LM741E is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/16 inch thick epoxy glass board with ten, 0.03 inch wide, 2 ounce copper conductors.

Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ .

Note 4: Calculated value from:  $BW$  (MHz) = 0.35/Rise Time ( $\mu\text{s}$ ).

UNITS

- mV
- mV
- mV
- $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- mV
- nA
- nA
- nA/ $^\circ\text{C}$
- nA
- $\mu\text{A}$
- M $\Omega$
- M $\Omega$
- V
- V
- V/mV
- V/mV
- V/mV
- V/mV
- V
- V
- V
- mA
- mA
- dB
- dB



กองสํานักงานวิจัยและกรรมศาสตร์  
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้