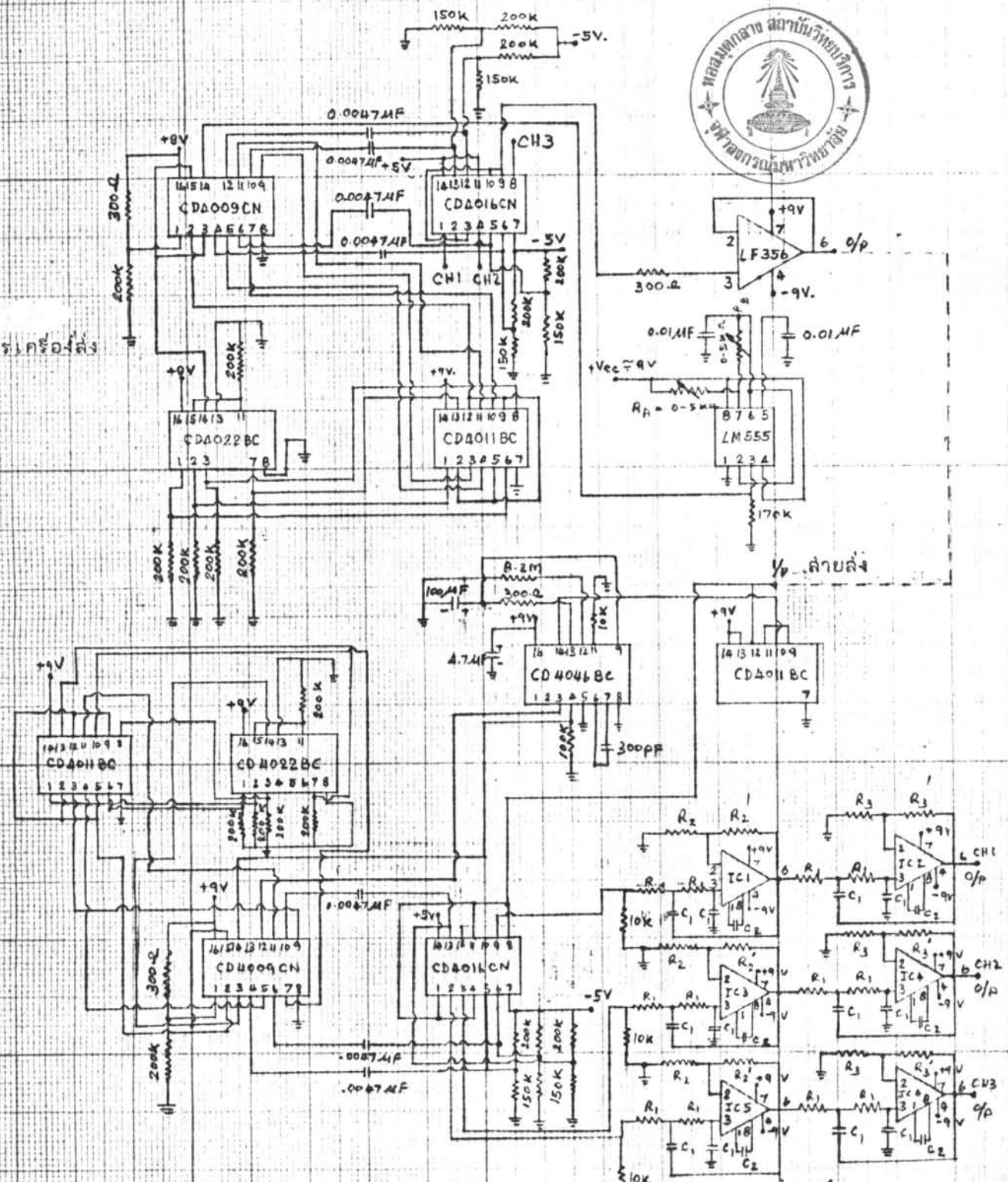


การทดสอบการทำงานของระบบและการวิเคราะห์ความเพี้ยน

เมื่อนำวงจรแต่ละหน่วยที่ได้ออกแบบและสร้างไว้แล้วในบทที่ 3 มาประกอบกันให้ทำงานเป็นเครื่องส่ง และเครื่องรับระบบ PAM-TDM จะได้เป็นวงจรดังแสดงรายละเอียดเอาไว้ในรูปที่ 4.1 ได้ทำการทดสอบการทำงานของระบบโดยเริ่มทดสอบที่หน่วยกำเนิดขบวนพัลส์ก่อน หน่วยนี้จะให้สัญญาณขบวนพัลส์ออกที่ขาที่ 3 ของวงจรรวม LM 555 มีลักษณะดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.1 ก. ขนาดความสูงของสัญญาณนี้สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่าแรงดัน $+V_{CC}$ ให้ได้ขนาดความสูงของพัลส์ที่เหมาะสมประมาณ 8 โวลต์ ความถี่ของสัญญาณนี้มีค่า 32 kHz และสามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยการปรับค่าความต้านทาน R_A และ R_B นำขบวนพัลส์นี้ไปป้อนให้กับหน่วยสร้างสัญญาณควบคุมทางด้านเครื่องส่ง จะได้สัญญาณควบคุมออกจากหน่วยสร้างสัญญาณควบคุมนี้ 4 ชุด โดยสัญญาณควบคุมที่อยู่ภายในชุดเดียวกันจะเกิดขึ้นที่เวลาห่างกัน 125 μsec . และสัญญาณควบคุมชุดที่อยู่ข้างเคียงกันจะเกิดขึ้นด้วยเวลาห่างกัน 15.625 μsec . ดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.1ข, 4.2ข, 4.3ข และ 4.4ข. สัญญาณควบคุมที่สร้างได้แต่ละชุดนี้ได้นำไปป้อนผ่านวงจรตัวเก็บประจุเชื่อมโยงไปยังขาควบคุมของแอนนาล็อกลิวิท์แต่ละตัว

รูปที่ 4.1 แสดงรายละเอียดวงจรเครื่องส่ง, เครื่องรับ 3 ช่องระบบ PAM-TDM

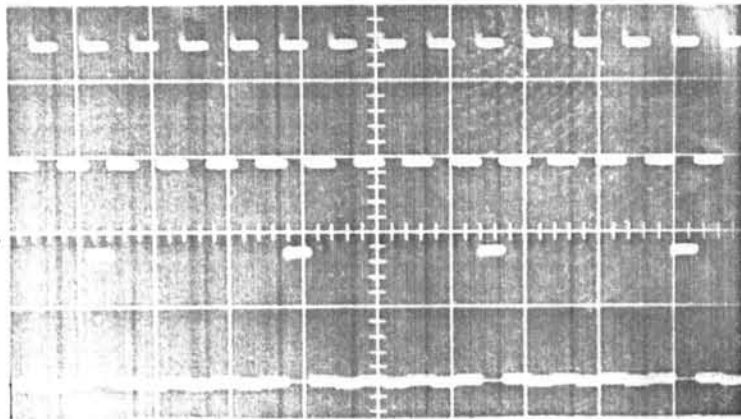


วงจรเครื่องรับ

IC.1-6 9 1403 ZM301A

- $R_1 = 47k, C_1 = 1000 pF$
- $C_2 = 27 pF$
- $R_2 = 22k, R_2' = 27k$
- $R_3 = 22k, R_3' = 3.3k$

สัญญาณที่ออกจากหน่วยกำเนิดขบวนการฟิลล์



5v/div.

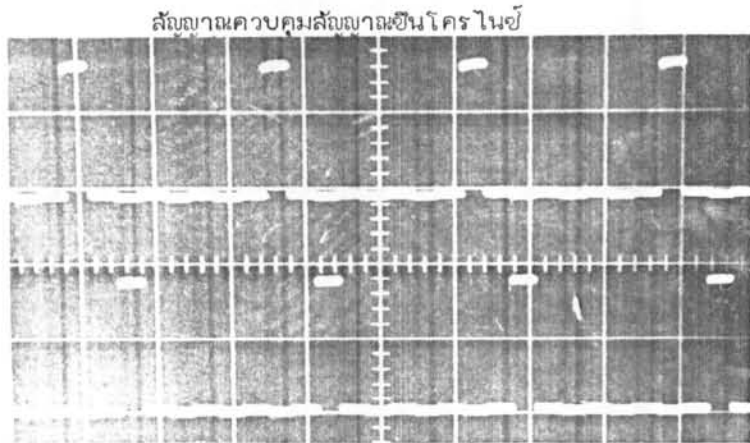
รูปที่ 4.1 ก.

50 μsec/div.

รูปที่ 4.1 ข.

5v/div.

สัญญาณควบคุมสัญญาณซินโครไนซ์



สัญญาณควบคุมสัญญาณซินโครไนซ์

5v/div.

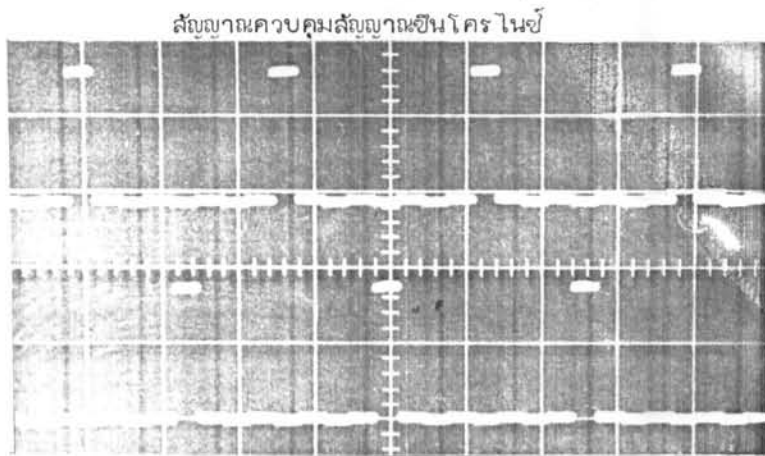
รูปที่ 4.2 ก.

50 μsec/div.

รูปที่ 4.2 ข.

5v/div.

สัญญาณควบคุมสัญญาณช่องที่ 1



สัญญาณควบคุมสัญญาณซินโครไนซ์

5v/div.

รูปที่ 4.3 ก.

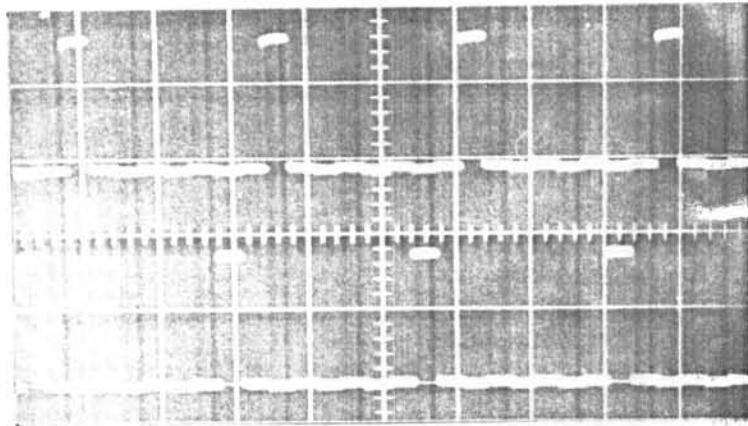
50 μsec./div.

รูปที่ 4.3 ข.

5v/div.

สัญญาณควบคุมสัญญาณช่องที่ 2

สัญญาณควบคุมสัญญาณซินโครไนซ์

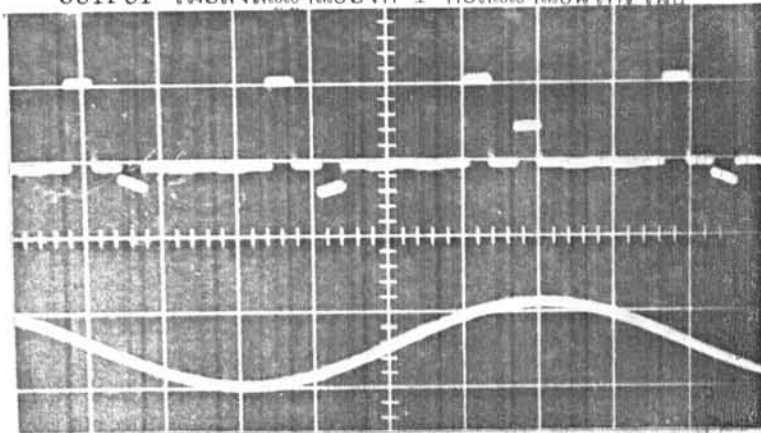


5v/div.
รูปที่ 4.4ก.
50 μ sec./div.

รูปที่ 4.4 ข.
5v/div.

สัญญาณควบคุมสัญญาณช่องที่ 3

OUTPUT เมื่อส่งสัญญาณช่องที่ 1 กับสัญญาณซินโครไนซ์

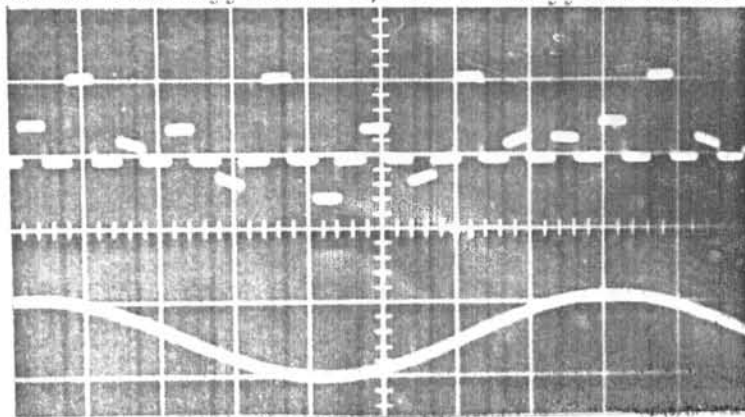


5v/div.
รูปที่ 4.5ก.
50 μ sec/div.

รูปที่ 4.5ข.
5v/div.

สัญญาณINPUTช่องที่ 1 ซึ่งมีความถี่ = 2.5 KHz.

OUTPUT เมื่อส่งสัญญาณช่องที่ 1,2 และ 3 กับสัญญาณซินโครไนซ์



5v/div.
รูปที่ 4.6ก.
50 μ sec/div.

รูปที่ 4.6ข.
5v/div.

สัญญาณ INPUT ที่ป้อนให้กับช่องที่ 1 และ 3 ความถี่ 2.5KHz.

ช่องที่ 2.INPUT ที่ป้อนให้มีความถี่ 630 Hz.

ในขณะที่เดียวกันที่ขาแรงต้นทางเข้าของแอนนาลอกส์วิทซ์ที่ได้รับสัญญาณควบคุมชุดที่ 1 ป้อนแรงต้นโพตรง + 6 โวลท์เอาไว้ แรงต้นทางออกที่ได้รับจากแอนนาลอกส์วิทซ์ตัวนี้จะมีลักษณะ เหมือนกับสัญญาณควบคุมชุดที่ 1 แตกต่างกันเพียงขนาดความสูงของแรงต้นทางออกมีค่าเป็น + 6 โวลท์ แรงต้นทางออกที่ได้รับนี้จะใช่เป็นสัญญาณซินโครไนซ์ ถ้าเราป้อนแรงต้นเป็นคลื่นรูปโคไซน์ มีขนาดความสูง 6 โวลท์ (วัดจากยอดต่ำสุด ถึงยอดสูงสุดของคลื่น) และมีความถี่เท่ากับ 2.5 kHz เข้าที่ขั้วแรงต้นทางเข้าของแอนนาลอกส์วิทซ์ตัวที่ได้รับสัญญาณควบคุมชุดที่ 2 แรงต้นทาง ออกของแอนนาลอกส์วิทซ์ตัวนี้จะเป็นตัวอย่างของสัญญาณคลื่นรูปโคไซน์ ต่อขั้วแรงต้นทางออกของ แอนนาลอกส์วิทซ์ทั้ง 4 ตัวเข้าด้วยกัน จะได้แรงต้นทางออกตั้งแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.5 ก.

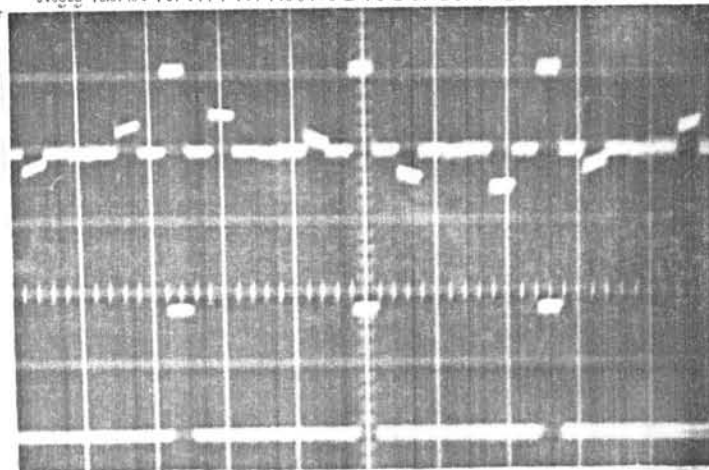
ในทำนองเดียวกันที่ขั้วแรงต้นทางเข้าของแอนนาลอกส์วิทซ์ ตัวที่ได้รับสัญญาณควบคุมชุดที่ 3 เรา ป้อนแรงต้นคลื่นรูปโคไซน์ มีขนาดความสูง 5 โวลท์ (วัดจากยอดต่ำสุดถึงยอดสูงสุดของคลื่น) ความถี่ 630 kHz สำหรับแอนนาลอกส์วิทซ์ตัวที่ได้รับสัญญาณควบคุมชุดที่ 4 เราป้อนแรงต้นอย่าง เดียวกันกับแอนนาลอกส์วิทซ์ที่ได้รับสัญญาณควบคุมชุดที่ 2 ที่ทำเช่นนี้เพื่อความสะดวกในการซิน-โครไนซ์ระหว่าง Oscilloscope กับสัญญาณที่เราต้องการสร้างรูปร่างของคลื่น แรงต้นทางออกที่ ได้รับจะมีรูปร่างตั้งแสดงในรูปที่ 4.6 ภาสัญญาณที่ได้ในขั้นนี้ไปผ่านวงจรเอาท์พุท ๒ ๒ เฟส แอม-ปริไฟเออร์ แล้วส่งผ่านสายส่งไปยังเครื่องรับต่อไป

สัญญาณที่มาจากทางด้านเครื่องรับ เป็นสัญญาณรวมคือมีทั้งสัญญาณอินโทรไนซ์ และ ตัวอย่างของสัญญาณเข้าสายอีก 3 ขั้วสาย ที่เครื่องรับมีวงจรแยกสัญญาณอินโทรไนซ์ออกจากสัญญาณรวมได้เป็นสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.7 นำสัญญาณอินโทรไนซ์ที่แยกได้นี้ไปอินให้แกหน่วยสร้างสัญญาณควบคุมทางด้านเครื่องรับ สัญญาณที่ได้รับจากหน่วยสร้างสัญญาณควบคุมนี้ เป็นสัญญาณควบคุม 3 ชุด นำสัญญาณควบคุมนี้ไปอินให้กับขาควบคุมของแอนนาล็อกสวิตช์แต่ละตัว สัญญาณที่ได้รับจากสวิตช์แต่ละตัวจะเป็นตัวอย่างของสัญญาณเข้าสายแต่ละขั้วสายที่ส่งมาดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.8 ก. นำสัญญาณที่ได้ในขั้นนี้ไปผ่านวงจรมานำความถี่ต่ำ สัญญาณที่ได้รับในขั้นสุดท้ายจะเป็นสัญญาณเข้าสายที่ต่อเนื่องคล้ายกลับสัญญาณเข้าสายที่ส่งมาในแต่ละช่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.9, 4.10 และ 4.11

เมื่อพิจารณาภาพของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับจะเห็นว่า ที่ความถี่ของการลุ่มสัญญาณ มีค่าเท่ากับ 8 kHz ถ้าสัญญาณเข้าสายที่ส่งมามีความถี่สูงขึ้น รูปร่างของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับจะเกิดความเพี้ยนมากขึ้น ดูรูปที่ 4.11 สัญญาณเข้าสายที่ส่งมาเป็นสัญญาณรูปโคไซน์มีความถี่ 3.4 kHz. สัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับจะเกิดความเพี้ยนค่อนข้างมาก

โดยการใช้อุปกรณ์ Distortion Analyzer วัดค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ เมื่อสัญญาณเข้าสายมีความถี่ต่างๆ กัน นำค่าที่วัดได้มาเขียนกราฟดังรูปที่ 4-12 จากกราฟรูปนี้พอจะพิจารณาได้ว่า สายโทรศัพทยาว 10 เมตร ที่ใช้เป็นสายส่งนั้นมีส่วนทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้มีค่าเพิ่มขึ้นบ้าง แต่ไม่มากนัก ดังนั้นความเพี้ยนที่เกิดขึ้นน่าจะเนื่องมาจากความถี่ของการลุ่มตัวอย่างเป็นส่วนใหญ่ เพื่อความกระจ่างในเรื่องนี้ จึงส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับโดยตรง (ไม่ส่งผ่านสายโทรศัพท) ให้สัญญาณเข้าสายที่ส่งไปมีขนาดและความถี่คงที่ ปรับค่าความถี่ของการลุ่มตัวอย่างสัญญาณตั้งแต่ 8 kHz. ถึง 16 kHz. และใช้อุปกรณ์ Distortion Analyzer วัดค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณเข้าสายที่รับได้ทางเครื่องรับ แล้วนำค่าที่วัดได้ไปเขียนกราฟ ดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.13 และได้ถ้ารูปสัญญาณที่รับได้เมื่อส่งสัญญาณรูปโคไซน์ที่มีขนาด 6 โวลท์ (วัดจากยอดต่ำสุดถึงยอดสูงสุดของคลื่น) ความถี่ 3.4 kHz. เมื่อใช้ความถี่ในการลุ่มสัญญาณมีค่าต่าง ๆ กันไว้ ดังแสดงในรูปที่ 4.14, 4-15 และ 4-16

สัญญาณที่มาจากทางด้านเครื่องรับโดยส่งช่อง 1 กับช่อง 3



5v/div.

รูปที่ 4.7ก.

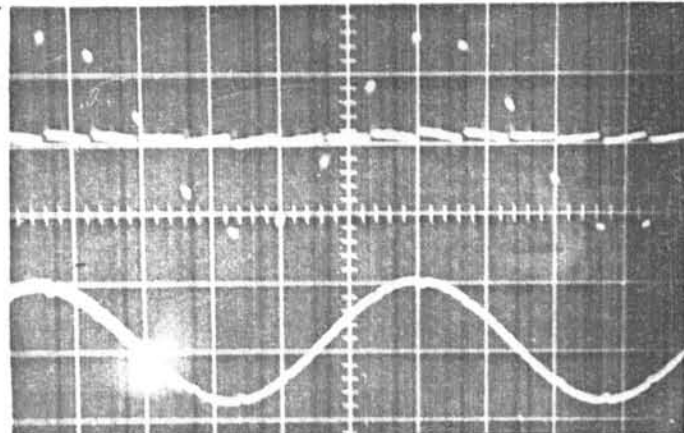
50 sec./div.

รูปที่ 4.7ข.

5v/div.

สัญญาณซินโครไนซ์ที่ได้จากวงจรแยกสัญญาณซินโครไนซ์

สัญญาณPAM ที่รับได้จากช่องที่ 2



1v/div.

รูปที่ 4.8ก.

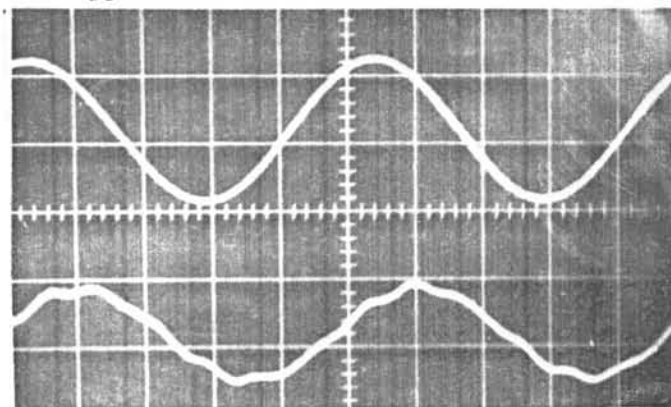
0.2 msec./div.

รูปที่ 4.8ข.

2v/div.

สัญญาณINPUT (920 Hz) ที่ป้อนให้กับช่องที่ 2 ทางด้านเครื่องส่ง

สัญญาณ 1KHz ที่ป้อนให้กับช่องที่ 1 ทางด้านส่ง



2v/div.

รูปที่ 4.9ก.

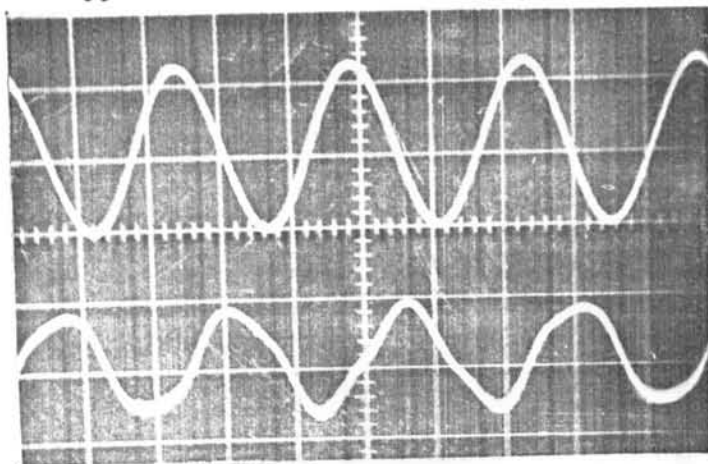
0.2 msec./div.

รูปที่ 4.9ข.

1v/div.

สัญญาณที่รับได้จากช่องที่ 1 ทางด้านรับโดยย่านวงจรผ่านต่ำ

สัญญาณ INPUT 2KHz ป้อนให้กับ CH 1. ทางด้านส่ง



2v/div.

รูปที่ 4.10ก.

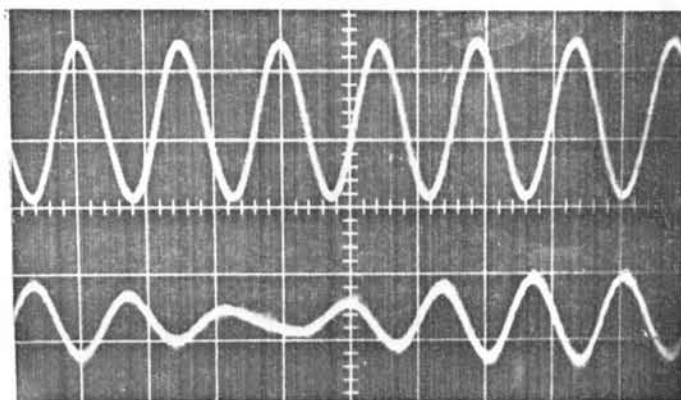
0.2 msec./div.

รูปที่ 4.10ข.

1v/div.

สัญญาณที่ได้รับทางด้านรับจาก CH 1.

สัญญาณ INPUT 3.4KHz ป้อนให้กับ CH 1. ทางด้านส่ง



2v/div.

รูปที่ 4.11ก.

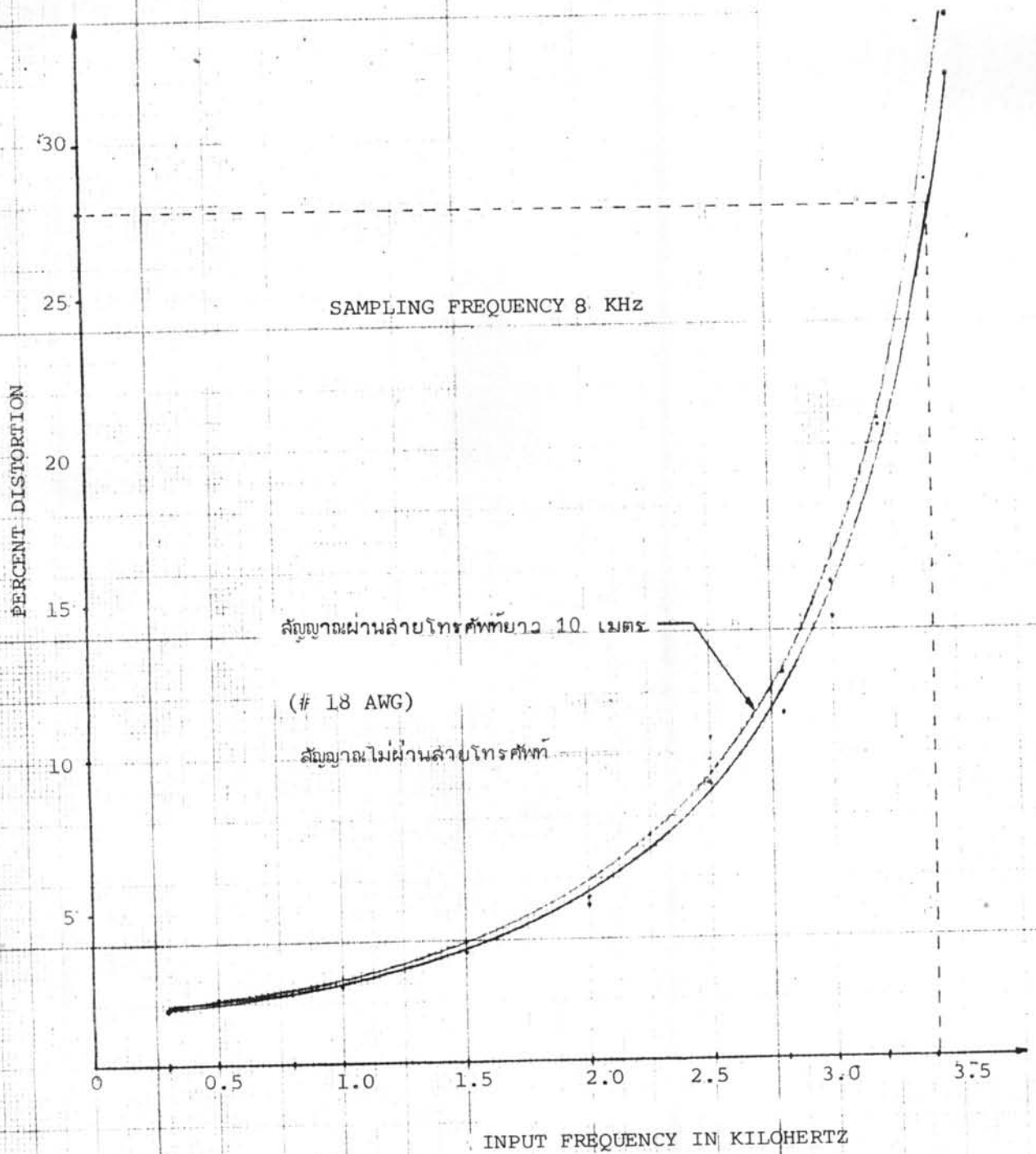
0.2 msec/div.

รูปที่ 4.11ข.

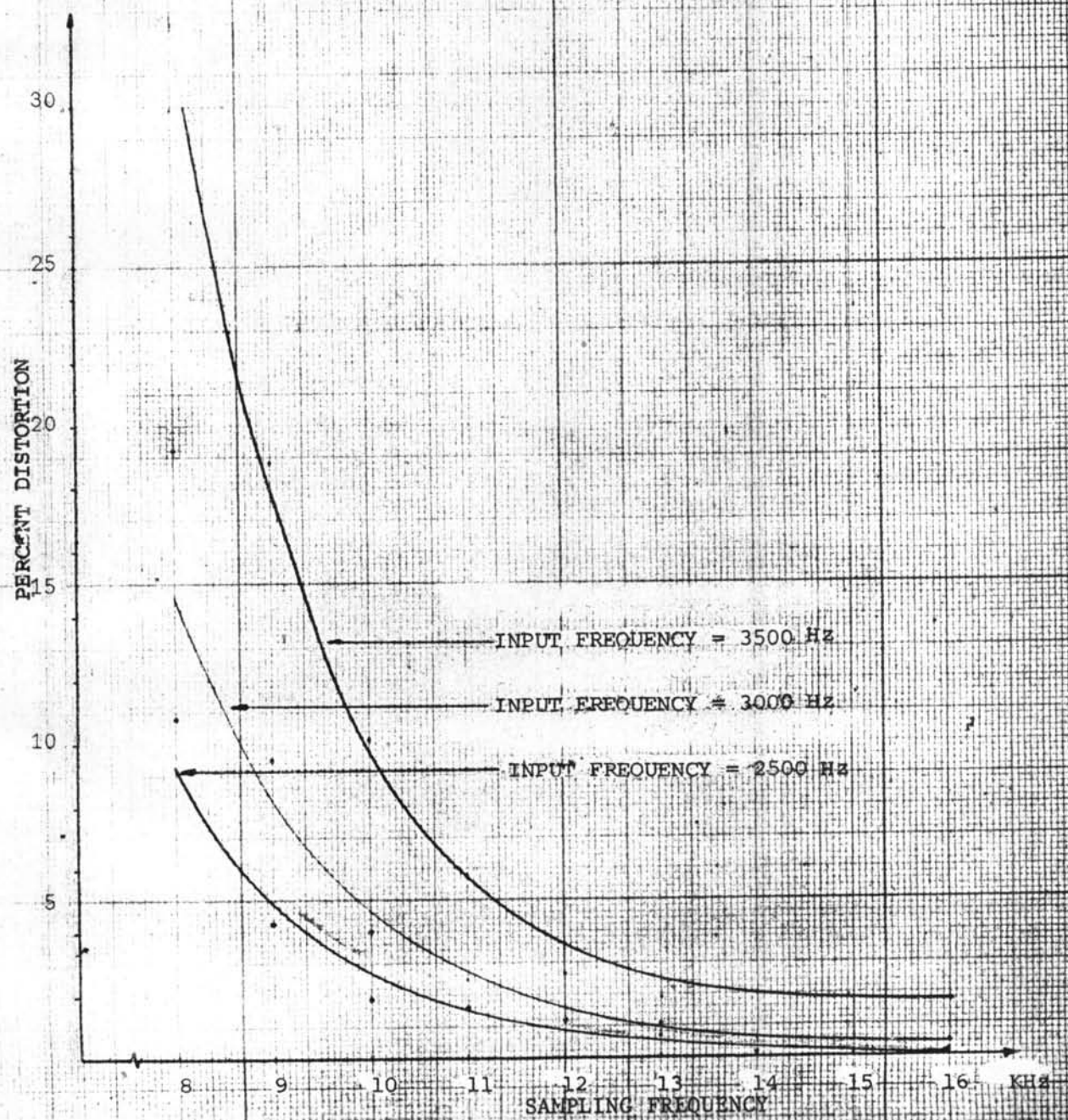
1v/div.

สัญญาณที่ได้รับทางด้านรับจาก CH 1...

รูปที่ 4.12 เป็นกราฟที่เขียนขึ้นระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับได้โดยผ่านสายโทรศัพท์ (# 18 AWG) ยาว 10 เมตร และไม่ผ่านสายโทรศัพท์เมื่อสัญญาณทางเข้าเป็นรูปโคไซน์ที่มีความถี่ตั้งแต่ 0-3.5 kHz.

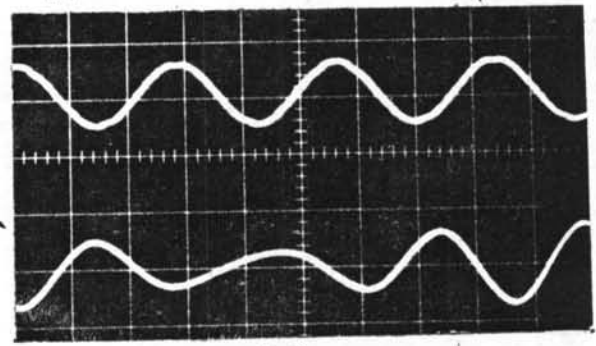


รูปที่ 4.13 เป็นกราฟที่เขียนขึ้นระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับได้โดยไม่ว่าในสายโทรศัพท์ กับค่าความถี่ของการสุ่มตัวอย่างตั้งแต่ 8-16 kHz. เมื่อสัญญาณทางเข้าเป็นรูปโคไซน์ที่มีความถี่ 2500, 3000 และ 3500 Hz.



สัญญาณ INPUT 3.4KHz ที่ป้อนให้ให้ CH 2

ความถี่ของการลุ่ม
สัญญาณ 8KHz
ส่งโดยตรงไม่ผ่าน
สายโทรศัพท์

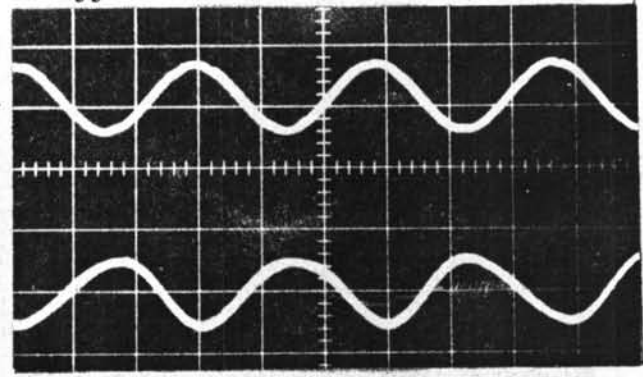


5v/div.
รูปที่ 4.14
0.1 msec./div.
2v/div.

สัญญาณ OUTPUT ที่ได้รับจาก CH 2

สัญญาณ INPUT 3.4KHz ที่ป้อนให้ CH 2.

ความถี่ของการลุ่ม
สัญญาณ 10KHz
ส่งโดยตรงไม่ผ่าน
สายโทรศัพท์

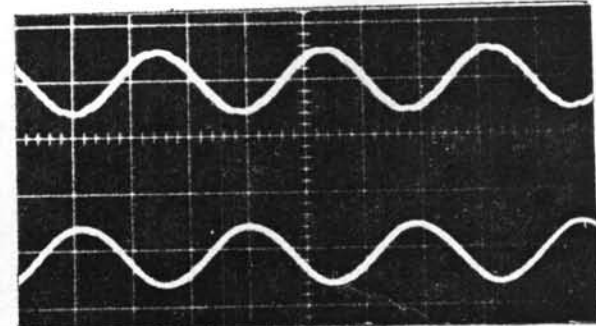


5v/div.
รูปที่ 4.15
0.1 msec./div.
2v/div.

สัญญาณ OUTPUT ที่ได้รับจาก CH2

สัญญาณ 3.4KHz ที่ป้อนให้กับ CH2

ความถี่ของการลุ่ม
สัญญาณ 14KHz
ส่งโดยตรงไม่ผ่าน
สายโทรศัพท์



5v/div.
รูปที่ 4.16
0.1 msec/div.
2v/div.

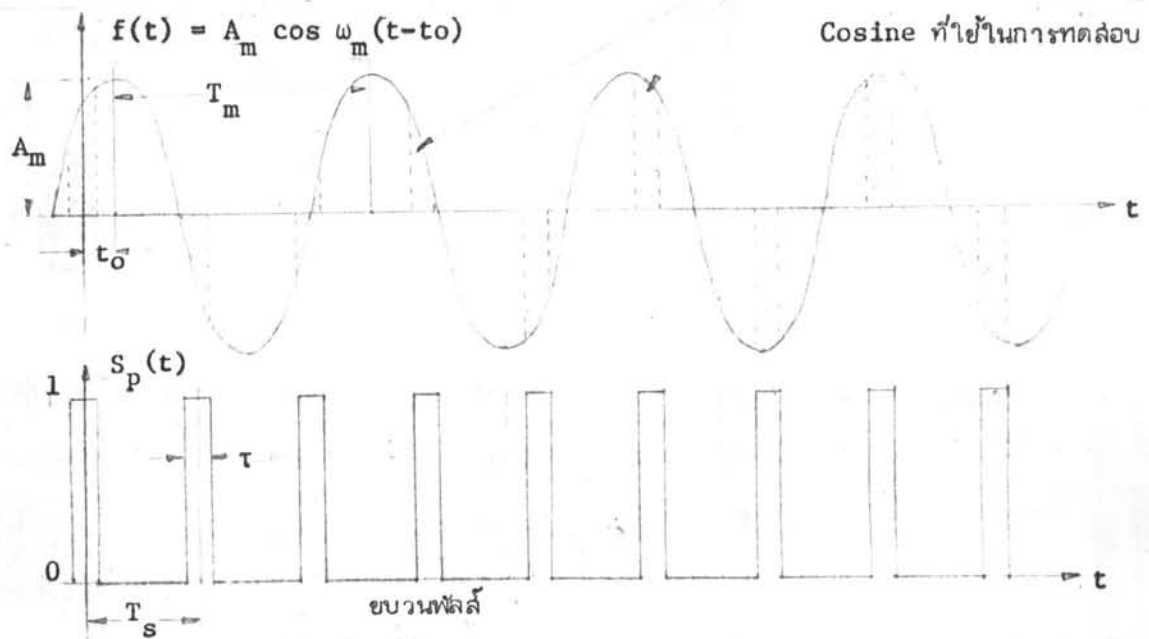
สัญญาณ OUTPUT ที่ได้รับจาก CH2

4.1 การวิเคราะห์หาความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้

เมื่อพิจารณารูปถ่ายของสัญญาณที่รับได้ในรูปที่ 4.14, 4.15 และ 4.16 แล้วจะเห็นว่า แม้จะไม่ได้ส่งสัญญาณผ่านสายโทรศัพท์แล้วก็ตาม ปรากฏว่าสัญญาณที่รับได้ยังมีความเพี้ยนเกิดขึ้น จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ กับค่าความถี่ของการลุ่มตัวอย่างสัญญาณ พบว่า ถ้าความถี่ของการลุ่มตัวอย่างสัญญาณมีค่าลดลง ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้จะมีค่าสูงขึ้น เปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของการลุ่มตัวอย่างนี้ สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้



ตัวอย่างของสัญญาณทางเข้า
สัญญาณตัวอย่างของสัญญาณ Cosine ที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณโคไซน์ และขบวนการพัลส์

ขบวนการพัลส์ $S_p(t)$ ที่มีรูปลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.18 สามารถกระจายออกตาม Fourier Series ดังนี้

$$S_p(t) = \frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_s t \quad \dots (4-1)$$

โดยที่ $a_n = \frac{\sin. (\frac{1}{2} n\omega_s \tau)}{\frac{1}{2} n\omega_s \tau} \quad \dots (4-2)$

ω_s เป็นความถี่เชิงมุมของพัลส์สัญญาณพาห้

τ เป็นความกว้างของพัลส์

T_s เป็นคาบของพัลส์สัญญาณพาห้

ในการหาค่าความเพี้ยนนี้ กำหนดให้สัญญาณทางเข้า $f(t)$, เป็นฟังก์ชันของ Cosine ดังนี้

$$f(t) = A_m \cos. \omega_m (t-t_0) \quad \dots (4-3)$$

โดยที่ A_m เป็นขนาดสูงสุดของสัญญาณ

ω_m ความถี่เชิงมุมของสัญญาณ

และ t_0 เป็นเวลาที่สัญญาณ $f(t)$ เกิดขึ้นภายหลัง $S_p(t)$

เมื่อนำ $S_p(t)$ ป้อนเข้าที่ขาควบคุมของวงจรลุ่มสัญญาณ ในขณะที่เดียวกันที่ขั้วสัญญาณทางเข้าป้อนสัญญาณ $f(t)$ จะได้สัญญาณทางออก $f_s(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณตัวอย่างที่ลุ่มออกมาจาก $f(t)$ เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $S_p(t)$, $f(t)$ และ $f_s(t)$ ได้ดังนี้

$$f_s(t) = S_p(t) \cdot f(t) \quad \dots (4-4)$$

แทนค่า $S_p(t)$ จากสมการที่ (4-1) และ $f(t)$ จากสมการที่ (4-3) ลงในสมการที่ (4-4) จะได้

$$f_s(t) = \left[\frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_s t \right] \cdot \left[A_m \cos \omega_m (t-t_0) \right]$$

$$= \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m (t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} \sum_{n=1}^{\infty} 2a_n \cos n\omega_s t \cos \omega_m (t-t_0) \dots (4-5)$$

เนื่องจาก $2 \cos \alpha \cos \beta = \cos (\alpha-\beta) + \cos (\alpha+\beta)$ ดังนั้นสมการ (4-5) สามารถเขียนได้ดังนี้

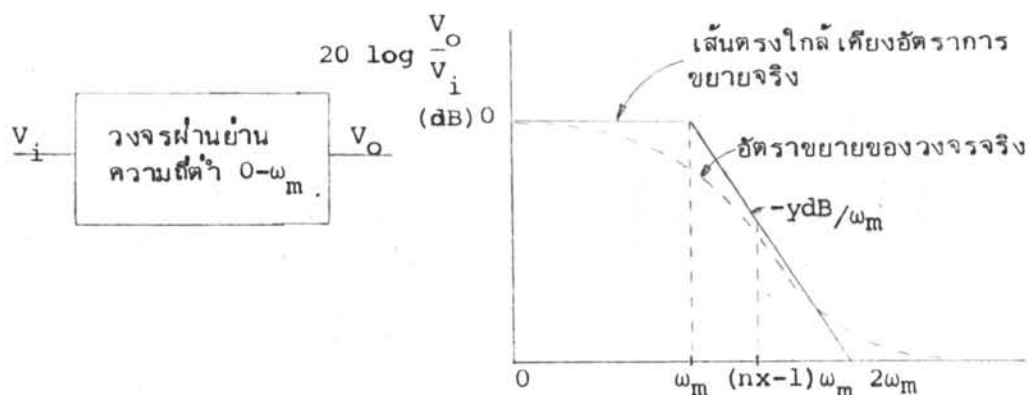
$$f_s(t) = \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m (t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} \left[\sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos \left[(n\omega_s - \omega_m) t + \omega_m t_0 \right] + \cos \left[(n\omega_s + \omega_m) t - \omega_m t_0 \right] \right\} \right] \dots (4-6)$$

จากทฤษฎีการลุ่มตัวอย่างในบทที่ 2 ค่า $\omega_s \geq 2\omega_m$ ดังนั้นสมการที่ (4-6) จึงเขียนได้ดังนี้

$$f_s(t) = \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m (t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} \left[\sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ \cos \left[(nx-1) \omega_m t + \omega_m t_0 \right] + \cos \left[(nx+1) \omega_m t - \omega_m t_0 \right] \right\} \right] \dots (4-7)$$

โดยที่ $x \geq 2$

ในการหาค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนนี้ สมมุติว่า สัญญาณรบกวน (Noise) ที่เข้ามา ระหว่างทางของสายส่งมีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ สัญญาณแต่ละช่องที่มาถึงวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำทางด้านเครื่องรับจึงยังคงเป็น $f_s(t)$ ตามสมการที่ (4-7)



รูปที่ 4.19 แสดงวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำ $0-\omega_m$ และลักษณะลุ่มปัดของวงจร

ให้วงจรผ่านย่านความถี่ต่ำที่มีอัตราการขยาย ประมาณได้ด้วยเส้นตรงใกล้เคียง (Straight Line Approximations) ดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4-19 ในช่วงความถี่ $0-\omega_m$ อัตราการขยายมีค่าคงที่เท่ากับ 0 dB และในช่วงความถี่ที่สูงกว่า ω_m อัตราการขยายมีค่าลดลง $y \text{ dB}/\omega_m$ ดังนั้นที่ความถี่ $(nx-1)\omega_m$ เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราการขยายกับความถี่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 20 \log \frac{V_o}{V_i} \Big|_{(nx-1)\omega_m} &= \frac{-y}{\omega_m} \left[(nx-1) \omega_m - \omega_m \right] \\
 &= -y (nx-2) \\
 \log \frac{V_o}{V_i} \Big|_{(nx-1)\omega_m} &= \frac{-y}{20} (nx-2) \\
 V_o \Big|_{(nx-1)\omega_m} &= 10^{-y/20 (nx-2)} \cdot V_i \dots (4-8)
 \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_o กับ V_i ที่ความถี่ $(nx+1)\omega_m$ ได้เป็น

$$V_o \Big|_{(nx+1)\omega_m} = 10^{-\frac{ynx}{20}} \cdot V_i \dots (4-9)$$

ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณ $f_s(t)$ ผ่านวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำ $0-\omega_m$ แล้วจะได้สัญญาณ

$f_L(t)$ ซึ่งจะมีสมการดังนี้

$$f_L(t) = \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m (t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} \left[\sum_{n=1}^{\infty} a_n \left\{ 10^{-y/20 (nx-2)} \cos \left[(nx-1)\omega_m t + \omega_m t_0 \right] + 10^{-ynx/20} \cos \left[(nx+1)\omega_m t - \omega_m t_0 \right] \right\} \right] \dots (4-10)$$

เนื่องจาก $x \geq 2$ ถ้า $n > 1$ แล้วค่า $10^{-y/20} a_n^{(nx-2)}$, $10^{-ynx/20} a_n$ จะมิต่ำน้อยมาก
 ดังนั้น เราสามารถตัดพจน์ (Term) ที่ n มีค่ามากกว่า 1 ทั้งได้สมการที่ (4-10) เขียนได้
 ใหม่เป็น

$$f_L(t) = \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m(t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} a_1 \left[10^{\frac{-y}{20}(x-2)} \cos\{(x-1)\omega_m t + \omega_m t_0\} + 10^{\frac{-yx}{20}} \cos\{(x+1)\omega_m t - \omega_m t_0\} \right] \dots (4-11)$$

ถ้า $y > 10$ และ $x > 2$ แล้ว $a_1 10^{-yx/20}$ นี้จะมีค่าต่ำน้อยมาก สามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการ
 ที่ (4-11) เมื่อตัดพจน์ล้นท้ายทิ้งจึงกลายเป็น

$$f_L(t) = \frac{A_m \tau}{T_s} \cos \omega_m(t-t_0) + \frac{A_m \tau}{T_s} a_1 10^{\frac{-y(x-2)}{20}} \cos\{(x-1)\omega_m t + \omega_m t_0\} \dots (4-12)$$

ในที่นี้สมมุติว่าไม่มีสัญญาณรบกวนจากภายนอก จากสมการที่ (4-12) ความเพี้ยนที่เกิด
 ขึ้นกับสัญญาณทางออกจึงเกิดมาจากพจน์ $\frac{A_m \tau}{T_s} a_1 10^{\frac{-y}{20}(x-2)} \cos\{(x-1)\omega_m t + \omega_m t_0\}$

สมการเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยน P คือ

$$P = \frac{\text{แรงดันความถี่ที่เหลือหลังจากกรองความถี่ } \omega_m \text{ ออก} \times 100\%}{\text{แรงดันความถี่ทั้งหมด}} \dots (4-13)$$

แทนค่าจากสมการที่ (4-12) ลงในสมการที่ (4-13) ได้สมการเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนเป็น

$$P = \frac{\frac{A_m \tau}{T_s} a_1 10^{\frac{-y}{20}(x-2)}}{\frac{A_m \tau}{T_s} + \frac{A_m \tau}{T_s} a_1 10^{\frac{-y}{20}(x-2)}} \times 100\% \\ = \frac{a_1}{a_1 + 10^{\frac{-y}{20}(x-2)}} \times 100\% \dots (4-14)$$

ในการทดลองนี้ใช้ $\omega_s = 2\pi \times 8000$, $\tau = 15.625 \mu\text{sec}$.
แทนค่า ω_s และ τ นี้ลงในสมการ (4-2) แล้วคำนวณหาค่าได้

$$a_1 = \frac{\sin \left(\frac{1}{2} \times 2\pi \times 8000 \times 15.625 \times 10^{-6} \right)}{\frac{1}{2} \times 2\pi \times 8000 \times 15.625 \times 10^{-6}}$$

$$= 0.974$$

$$x = \frac{8000}{3400} = 2.353$$

จากการทดลองสังเกตคุณสมบัติของวงจร Fourth Order Butterworth Low-Pass Filter ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ แสดงในกราฟรูปที่ 3.18 จากกราฟรูปนี้ เราสามารถคำนวณหาค่า $y = -23.08 \text{ dB}/\omega_m$

แทนค่า $a_1 = 0.97$, $x = 2.35$ และ $y = 23.08$ ลงในสมการ (4-14) แล้วคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับได้ในขณะที่ส่งสัญญาณ cosine wave มีความถี่เท่ากับ 3.4 kHz.

$$P = \frac{a_1}{a_1 + 10} \frac{100\%}{y/20 (x-2)}$$

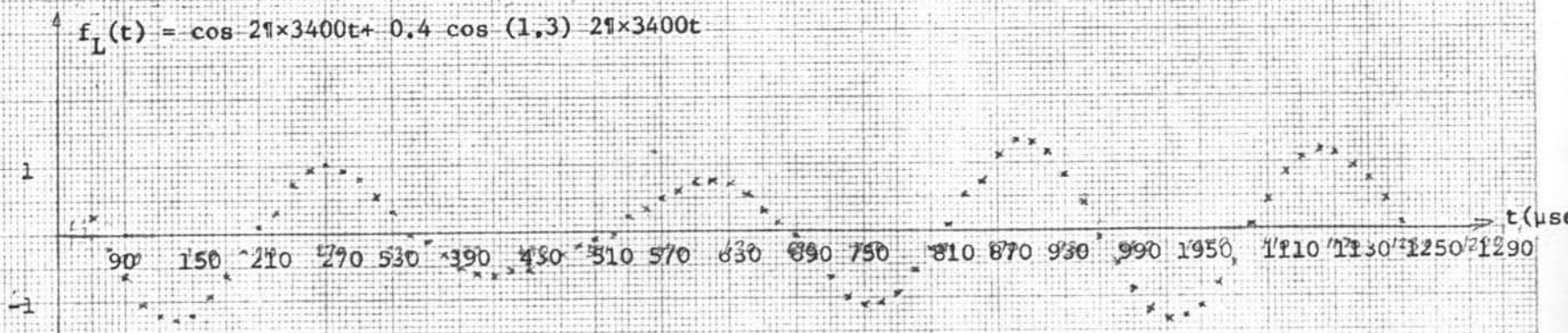
$$= \frac{0.97 \times 100}{0.97 + 10} \frac{1}{23.08/20 (2.35 - 2)}$$

$$= 27.68\%$$

จากกราฟในรูปที่ 4-12 ซึ่งได้จากการทดลองหาค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับทางเครื่องรับพบว่า เมื่อความถี่ของสัญญาณ Cosine wave ที่ส่งมามีค่าเท่ากับ 3.4 kHz แล้วจะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนเท่ากับ 27.8% ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนที่คำนวณได้จากสมการ (4-14) แล้ว เห็นได้หาค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนที่ได้จากการคำนวณโดย

ใช้สมการ (4-14) นั้นมีค่าเท่ากับ 27.68 ซึ่งน้อยกว่าค่าที่ได้จากการทดลองเพียง 0.12% ทั้งนี้เนื่องจากการคำนวณค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนนั้นเราได้ตัดพจน์ที่ n มีค่ามากกว่า 1 ทิ้งไป และเราใช้เส้นตรงใกล้เคียงแทนลักษณะสมบัติที่แท้จริงของวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำ

เมื่อเรานำสมการที่ (4-12) ซึ่งเป็นสมการของสัญญาณทางออกที่รับได้ที่เครื่องรับ มาเขียนกราฟโดยให้ $\frac{A_{out}}{T}$ มีค่าเท่ากับ 1. , $t_0 = 0$ และ $a_1 10^{20}$ มีค่าเท่ากับ 0.4 (ค่านี้ได้มาจากการแทนค่า $a_1 = 0.97$, $y = 23.08$ และ $x = 2.35$) จะได้ กราฟดังแสดงเอาไว้ในรูปที่ 4.20 เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับรูปที่ 4-14 ซึ่งได้จากการทดลอง แล้วจะเห็นได้ว่าสัญญาณทางออกที่ได้รับนั้นมีลักษณะคล้ายคลึงกัน สาเหตุที่รูปร่างของ สัญญาณแตกต่างกันไปบ้างนั้น น่าจะเกิดมาจากค่า t_0 ที่ใช้ในการทดลองมีค่าไม่เท่ากับ 0 ตามที่เราสมมุติเมื่อนำสมการ (4-12) มาเขียนกราฟ

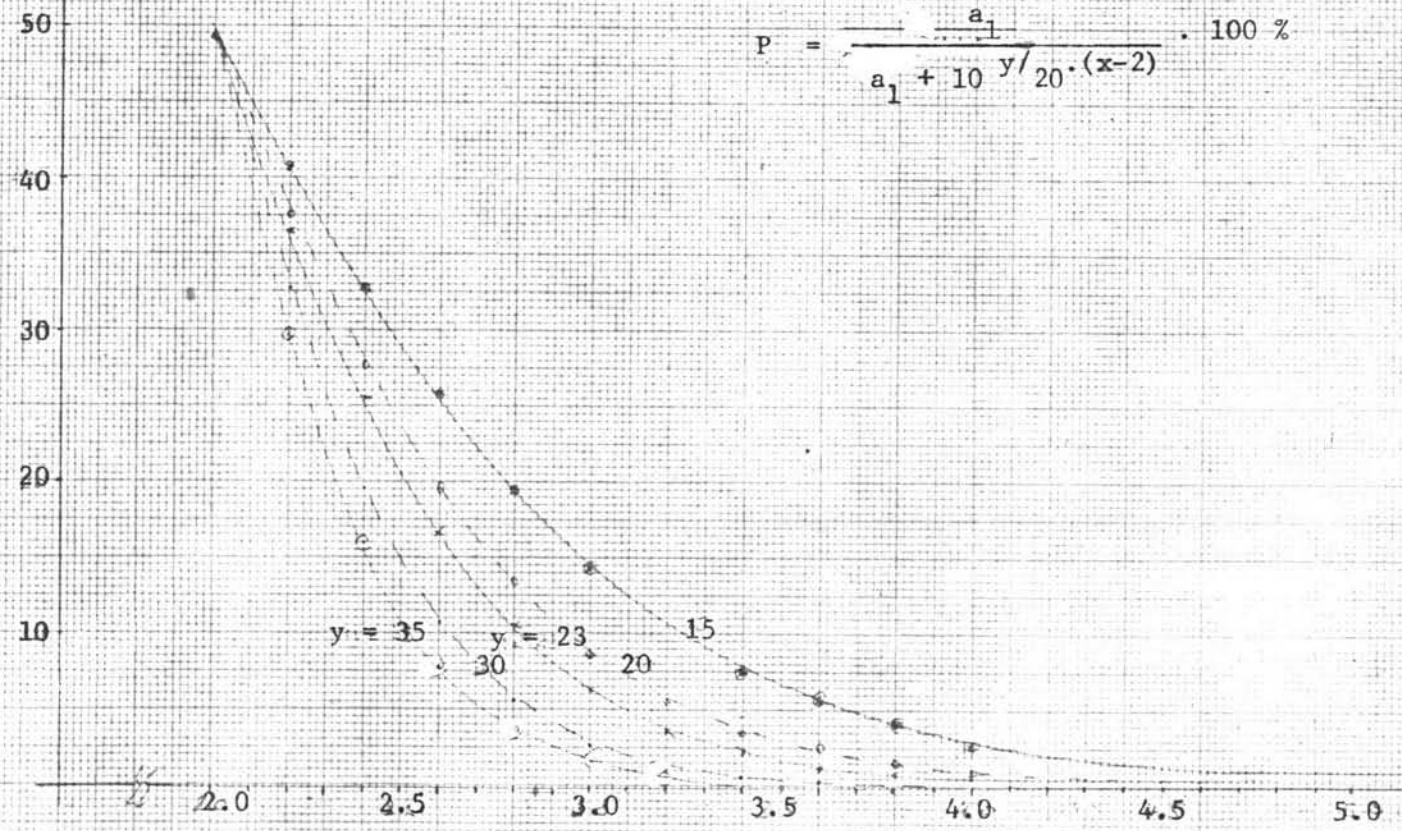


รูปที่ 4.20 เป็นกราฟที่เขียนขึ้นจากสมการที่ (4-12) โดยให้ $\frac{A_m}{T_s} = 1, t_0 = 0$

P
เปอร์เซ็นต์ความเพิ่ม

รูปที่ 4.22 เป็นกราฟที่เขียนขึ้นจากสมการที่ (4 - 14)

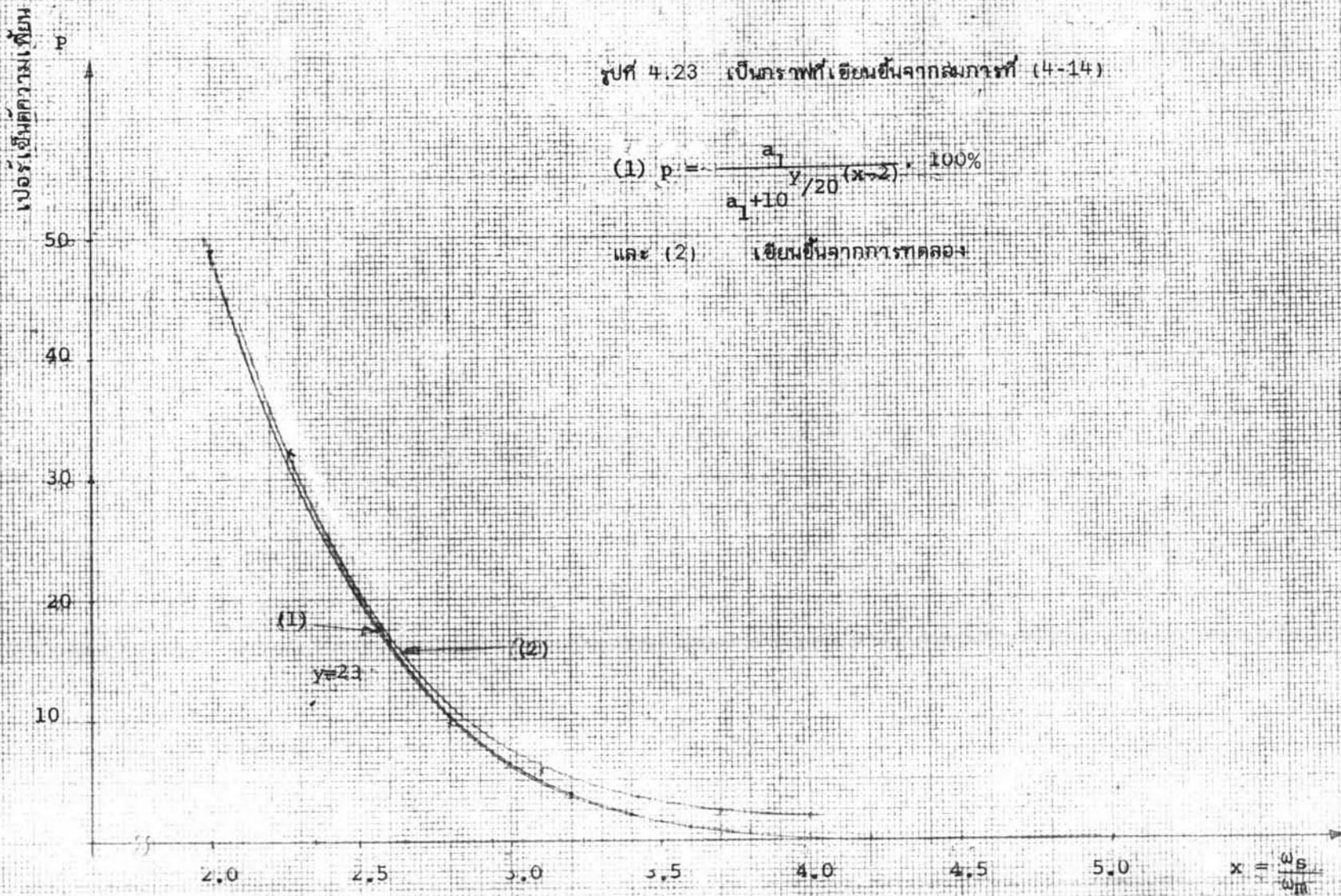
$$P = \frac{a_1}{a_1 + 10 \frac{y}{20 \cdot (x-2)}} \cdot 100 \%$$



รูปที่ 4.23 เป็นกราฟที่เขียนขึ้นจากสมการที่ (4-14)

$$(1) p = \frac{a_1}{a_1 + 10 \frac{y}{20} (x-2)} \cdot 100\%$$

และ (2) เขียนขึ้นจากการทดลอง



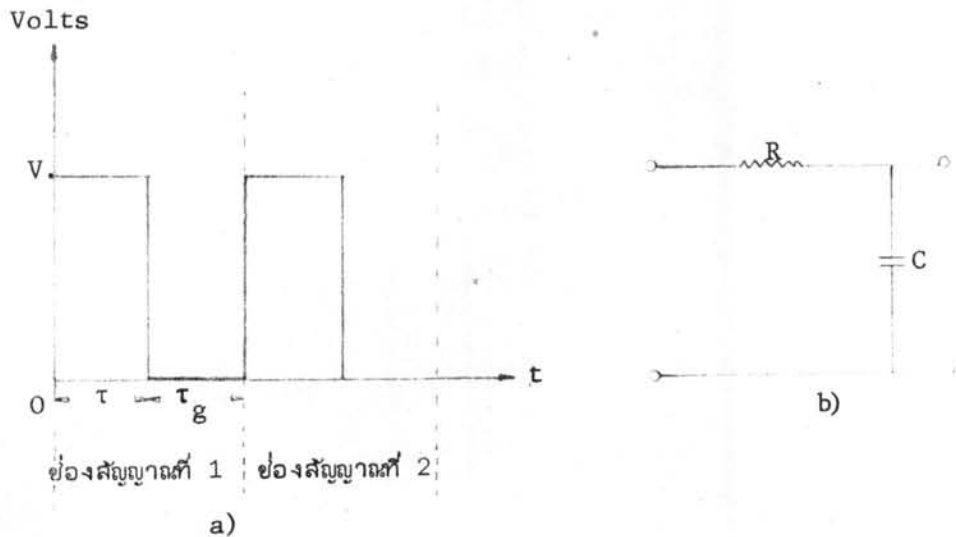
4.2 เสียงแว่ว (Cross-Talk)

เสียงแว่วเป็นสัญญาณรบกวนที่รับได้จากช่องสัญญาณหนึ่ง ซึ่งเกิดจากสัญญาณช่องข้างเคียง ในระบบ PAM-TDM นี้ สามารถวิเคราะห์หาค่าของเสียงแว่วได้ด้วยวิธีการดังนี้

สมมติให้ช่องสัญญาณสื่อสาร (Communication Channel) ในวิทยานิพนธ์นี้ แทนได้ด้วยวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำ RC ดังแสดงในรูปที่ 4.24 ซึ่งมีค่าความถี่หักมุม f_c โดยที่

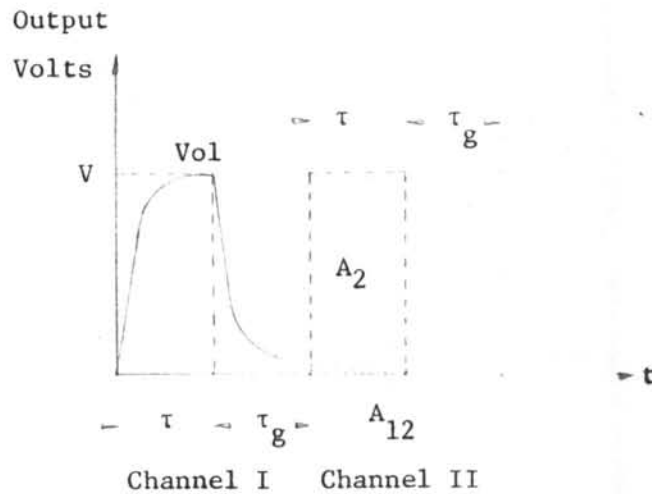
$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \dots (4-15)$$

ความถี่หักมุมนี้เราจะใช้แทนความกว้างย่านความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Bandwidth)



รูปที่ 4.24 a) แสดงสัญญาณตัวอย่างในช่องสัญญาณที่ 1 และที่ 2

b) วงจรสมมูลย์ ที่ใช้แทนช่องสัญญาณสื่อสาร



รูปที่ 4.25 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณทางออกของช่องที่ 1 กับเวลา

จากรูปที่ 4.25 ในช่วงเวลา t ซึ่งอยู่ระหว่าง 0 กับ τ สัญญาณทางออกของช่องสัญญาณที่ 1 มีค่า V_{o1} ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{o1} = V(1 - e^{-t/RC}) \quad \dots (4-16)$$

เมื่อ V เป็นขนาดความสูงของสัญญาณตัวอย่างในช่องที่ 1, ที่เวลา $t = \tau$, แทนค่า $t = \tau$ ลงในสมการที่ (4-16) ได้

$$V_{o1} = V(1 - e^{-\tau/RC})$$

ในกรณีที่ $\tau \gg RC$

$$V_{o1} \approx V$$

สัญญาณทางออก (V_{o1}) ในช่วงเวลา τ_g เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{o1} = V e^{-(t-\tau)/RC} \quad \dots (4-17)$$

ที่เวลา $t = \tau + \tau_g$, แทนค่า $t = \tau + \tau_g$ ลงในสมการ (4-17) ได้

$$V_{o1} = V e^{-\tau_g/RC}$$

สัญญาณทางออกของช่องที่ 1 ซึ่งเข้าไปในช่วงเวลาของช่องที่ 2, V_{o2} ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{o2} = (V e^{-\tau_g/RC}) e^{-(t-\tau-\tau_g)/RC} \quad \dots (4-18)$$

A_{12} เป็นพื้นที่ซึ่งสัญญาณของช่องที่ 1 เข้าไปในช่วงเวลาของสัญญาณช่องที่ 2 พื้นที่ A_{12} นี้เราสามารถหาค่าได้ดังต่อไปนี้

$$A_{12} = \int_{\tau+\tau_g}^{2(\tau+\tau_g)} V_{o2} dt \quad \dots (4-19)$$

$$= (V e^{-\tau_g/RC}) \times \left[-RC e^{-(t-\tau-\tau_g)/RC} \right]_{\tau+\tau_g}^{2(\tau+\tau_g)}$$

$$= RCV e^{-\tau_g/RC} \left[1 - e^{-(\tau+\tau_g)/RC} \right]$$

เมื่อ $\tau + \tau_g \gg RC$ แล้ว พจน์ $e^{-(\tau+\tau_g)/RC}$ จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้น

$$A_{12} \approx RCV e^{-\tau_g/RC} \quad \dots (4-20)$$

สมมติให้สัญญาณตัวอย่างของช่องที่ 2 มีขนาดความสูงเท่ากับของช่องที่ 1 ดังนั้นเราจะได้พื้นที่ A_2 ซึ่ง

$$A_2 = V\tau \quad \dots (4-21)$$

ค่าตัวประกอบเสียงแว่ว (Cross-Talk Factor) K_{12} ซึ่งมีค่าดังนี้

$$K_{12} = \frac{A_{12}}{A_2} \quad \dots (4-22)$$

แทนค่า A_{12} และ A_2 จากสมการนี้ (4-20) และ (4-21) ลงในสมการที่ (4-22) ได้

$$\begin{aligned} K_{12} &= \frac{RCVe^{-\tau_g/RC}}{V\tau} \\ &= \frac{RC}{\tau} e^{-\tau_g/RC} \end{aligned}$$



$$K_{12} = \frac{1}{\omega e \tau} e^{-\tau_g \omega_c} \quad \dots (4-13)$$

$$\frac{K_{12} \tau}{\tau_g} x = e^{-x} \quad \dots (4-24)$$

$$x = \tau_g \omega_c$$

4.4 ถ้ากำหนดระดับของเสียงแว่วให้มีเท่ากับ - 20 dB

$$20 \log k_{12} = -20$$

$$k_{12} = 0.1$$

$y \times 10$



$y = e^{-x}$

$y = 0.1x$

รูปที่ 4.26 เป็นกราฟแสดงการแก้สมการ $0.1x = e^{-x} = y$

ในวิทยานิพนธ์นี้ค่า $\tau = \tau_g = 15.625 \mu\text{sec.}$

แทนค่า $k_{12} = 0.1$ และ $\tau = \tau_g = 15.625 \mu\text{sec.}$ ลงในสมการที่ (4-14)

$$\text{ได้ } 0.1X = e^{-X}$$

แก้สมการด้วยวิธีการกราฟโดยกำหนดให้ $0.1X = e^{-X} = y$

$$\text{ได้ค่า } X \approx 1.74$$

$$\text{แต่ } X = \tau_g \omega_c$$

$$\omega_c = \frac{1.74}{\tau_g}$$

$$= \frac{1.74}{15.625 \times 10^{-6}}$$

$$= 111.36 \text{ k rad./sec.}$$

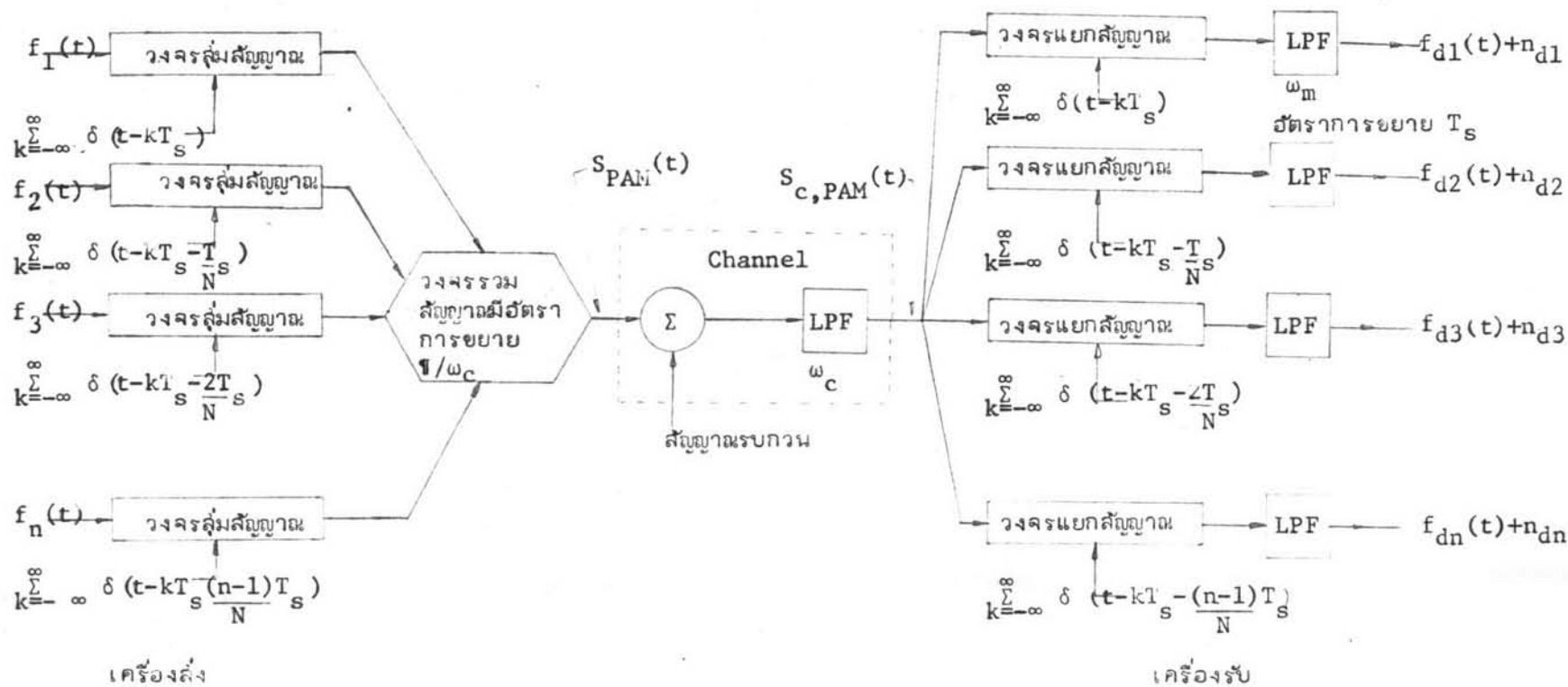
$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

$$= 17.72 \text{ kHz.}$$

ดังนั้นถ้าเราต้องการให้ระดับค่าเสียงแฉ่วเท่ากับ 20 dB แล้ว ช่องสัญญาณสื่อสารที่ใช้จะต้องมีความกว้างของย่านความถี่ไม่น้อยกว่า 17.72 kHz.

4.3 พฤติการณ์ของเสียงรบกวนในระบบ PAM.-TDM.

ในที่นี้สมมติให้มีสัญญาณเข้าสื่อสารที่ต้องการส่งอยู่ N สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณสามารถมีความถี่ได้สูงสุดไม่เกิน ω_m พัลส์ที่ใช้ส่งสัญญาณมีค่าความกว้างของพัลส์น้อยมาก ซึ่งเราสามารถแทนได้ด้วยอิมพัลส์ฟังก์ชัน (Impulse Function)



รูปที่ 4.27 แสดงการรวมสัญญาณและการแยกสัญญาณในระบบ PAM-TDM

กำหนดให้ ช่องสัญญาณมีความถี่ห้กมเท่ากับ ω_c , วงจรผ่านย่านความถี่ต่ำของเครื่องรับมีความถี่ห้กม ω_m , T_s เป็นช่วงเวลาที่ใช้ลุ่มตัวอย่างสัญญาณ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ ω_s ดังนี้

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s}$$

และ $\omega_s \geq 2\omega_m$

จากรูปที่ 4.27 เราสามารถเขียนสมการของสัญญาณตัวอย่างที่ออกจากเครื่องส่งได้ ดังนี้

$$S_{PAM}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{\omega_c} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_n \left(kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right) \delta \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \right\} \dots (4-25)$$

กำหนดให้ความกว้างย่านความถี่ของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ ω_c , ($\omega_c \geq N\omega_m$) ช่องสัญญาณนี้ มี Transfer Function, $H_c(\omega)$ มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} H_c(\omega) &= 1, \quad |\omega| < \omega_c \\ &= 0 \quad \text{ในที่อื่น ๆ} \end{aligned} \dots (4-26)$$

เมื่อป้อนสัญญาณอิมพัลส์เข้าไปในช่องสัญญาณ แล้วจะได้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} h_c(t) &= \frac{\omega}{\pi c} \frac{\sin(\omega_c t)}{\omega_c t} \\ &= \frac{\omega}{\pi c} \text{Sa}(\omega_c t) \end{aligned} \dots (4-27)$$

ถ้าป้อนสัญญาณ $S_{PAM}(t)$ ผ่านช่องสัญญาณนี้ เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณทางออกได้ดังนี้

$$S_{c,PAM}(t) = \sum_{n=1}^N \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_n \left[kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \frac{\sin \omega_c \left(t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right)}{\omega_c \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right]} \right. \\ \left. + n_i(t) \right\} \dots (4-28)$$

เมื่อ $n_i(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่ผ่านเข้ามาทางช่องสัญญาณเมื่อมาถึงทางเข้าของเครื่องรับ ถ้าสมมติให้สัญญาณรบกวนมีลักษณะเป็น White noise ซึ่งมี Power Density Spectrum เท่ากับ $\frac{N_0}{2}$ แล้ว $n_i(t)$ คือสัญญาณ White noise ที่ผ่านการกรองแถบความถี่โดยช่องสัญญาณนั่นเอง และมีกำลังงาน N_i เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$N_i = \frac{N_0}{2} \omega_c \dots (4-29)$$

เมื่อพิจารณาเอาพุทของสัญญาณเข้าตัวลาร์ที่ n สัญญาณ $r_n(t)$ ที่รับได้จากวงจรแยกสัญญาณสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$r_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_n \left[kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \delta \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \\ + \sum_{k=-\infty}^{\infty} n_i \left[kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \delta \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \dots (4-30)$$

เมื่อพิจารณาสมาการที่ (4-30) พบว่าผลบวกของพจน์แรกนั้นเป็นตัวอย่างของสัญญาณเข้าตัวลาร์ช่องที่ n ผลบวกของพจน์ที่สองเป็นตัวอย่างของสัญญาณรบกวน

เมื่อนำตัวอย่างของสัญญาณเข้าตัวลาร์ผ่านวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำที่มีผลตอบสนองของความถี่เมื่อป้อนสัญญาณเอมพลี เป็น $\frac{\omega_m T_s}{\pi} \text{Sa}(\omega_m t)$ จะได้สัญญาณเข้าตัวลาร์ช่องนั้น $f_n(t)$ กลับคืนมา

$$f_{dn}(t) = \frac{\omega_m T_s}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_n \left[kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \text{Sa} \left\{ \omega_m \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \right\} \dots (4-30)$$

จากผลของสมการ (2-7) สามารถเขียนสมการที่ (4-30) ได้เป็น

$$f_{dn}(t) = f_n(t) \quad \dots (4-31)$$

กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณข่าวสารที่รับได้, S_o มีค่าดังนี้

$$S_o = f_n^2(t) \quad \dots (4-32)$$

ในทำนองเดียวกัน เอ้าพุทเนื่องจากสัญญาณรบกวนเมื่อผ่านวงจรผ่านย่านความถี่ต่ำ, $n_n(t)$ แล้ว จึงสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$n_{dn}(t) = \frac{\omega_m T_s}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} n_i \left[kT_s + \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \text{Sa} \left\{ \omega_m \left[t - kT_s - \frac{(n-1)T_s}{N} \right] \right\} \quad (4-33)$$

จากสมการที่ (4-33) นี้สามารถหากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนได้ดังนี้⁽¹⁴⁾

$$N_o = \frac{\omega_m T_s N_i}{\pi} \quad \dots (4-34)$$

แทนค่า N_i จากสมการที่ (4-29) ลงในสมการที่ (4-34)

$$\begin{aligned} N_o &= \frac{\omega_m T_s}{\pi} \cdot \frac{N_o \omega_c}{2\pi} \\ &= \frac{\omega_m \omega_c T_s N_o}{2\pi^2} \quad \dots (4-35) \end{aligned}$$

จากสมการที่ (4-34) เห็นได้ว่าถ้าความถี่ของการสุ่มสัญญาณมีค่าใกล้เคียงกับ 2 เท่า ของความถี่สูงสุดของสัญญาณที่ส่งออกแล้ว กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่รับได้ (N_o) จะ มีค่าใกล้เคียงกับกำลังงานของเสียงรบกวนที่มาถึงเครื่องรับ (N_i) เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่มาถึงเครื่องรับ, $n_i(t)$ นั้น มีความกว้างของย่านความถี่สูงกว่าความถี่

สูงที่สุดของสัญญาณเข้าว่าลาร์ที่ส่งออกมา เมื่อถูกล้อมสัญญาณด้วยความถี่ 2 เท่าของความถี่สูงที่สุดของสัญญาณที่ส่งออกมาแล้ว กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่รับได้ (N_o) จะมีค่าใกล้เคียงกับกำลังงานของเสียงรบกวนที่มาจากเครื่องรับ (N_i) เหตุที่เป็นเช่นนี้ เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่มาถึงเครื่องรับ, $n_i(t)$ นั้น มีความกว้างของย่านความถี่สูงกว่ความถี่สูงที่สุดของสัญญาณเข้าว่าลาร์ที่ส่งออกมา เมื่อถูกล้อมสัญญาณด้วยความถี่ 2 เท่าของความถี่สูงที่สุดของสัญญาณเข้าว่าลาร์ ความถี่ที่ใช้ล้อมนี้ จึงมีค่าน้อยกว่า 2 เท่าของความถี่สูงที่สุดของสัญญาณ $n_i(t)$ จึงทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า Aliasing ขึ้น ค่า N_o ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ N_i

Output signal to output noise ratio $\left[\frac{S_o}{N_o} \right]$ PAM ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\left[\frac{S_o}{N_o} \right]_{\text{PAM}} = \frac{2T^2 f_n^2(t)}{\omega_m \omega_c T_s N_o} \quad \dots (4-36)$$

จากสมการที่ (2-28) สัญญาณทางเข้าของเข้าว่าลาร์ที่ n , S_{in} สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$S_{in} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_n \left[\frac{kT_s + (n-1)T_s}{N} \right] \cdot \frac{\sin \omega_c \left[\frac{t - kT_s - (n-1)T_s}{N} \right]}{\omega_c \left[\frac{t - kT_s - (n-1)T_s}{N} \right]} \quad \dots (4-37)$$

ทำนองเดียวกับสมการที่ (4-32) เราสามารถหากำลังงานเฉลี่ยของ S_{in} , S_i ได้ดังต่อไปนี้

$$S_i = \frac{T}{\omega_c T_s} f_n^2(t) \quad \dots (4-38)$$

จากสมการที่ (4-29) และ (4-38) เราสามารถหาอัตราส่วนระหว่างกำลังงานเฉลี่ยของเข้าว่าลาร์ที่ n กับผลรวมของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนขาเข้า $\left[\frac{S_i}{N_i} \right]$ PAM

ได้ตั้งสมการต่อไปนี้

$$\left[\frac{S_i}{N_i} \right]_{\text{PAM}} = \frac{2\pi^2 f_n^2(t)}{\omega_c^2 T_s N_o} \quad \dots (4-39)$$

อาศัยสมการที่ (4-39) เราสามารถเขียนสมการที่ (4-36) ได้ใหม่คือ

$$\left[\frac{S_o}{N_o} \right]_{\text{PAM}} = \left[\frac{\omega_c}{\omega_m} \right] \cdot \left[\frac{S_i}{N_i} \right]_{\text{PAM}} \quad \dots (4-40)$$

จากสมการที่ (4-40) เห็นได้ว่า เครื่องรับของระบบ Bipolar PAM-TDM ในที่นี้ ตามทฤษฎีแล้วสามารถทำให้ค่าของ Signal to Noise Ratio ของสัญญาณทางออกมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น

$\frac{\omega_c}{\omega_m}$ เท่าของ Signal to Noise Ratio ของสัญญาณที่มาถึงเครื่องรับ