

การใช้สัญญาณโคไซน์-กำลังสองพัลส์ในระบบโทรทัศน์

THE USE OF COSINE-SQUARED PULSE IN TELEVISION SYSTEM



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2522

๐๗.
๓ 4๘๒๓
๕๖๒๒
๐10397

010347

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

010397

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	iii
บทคัดย่อ	iv
Abstract	v
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ปัญหาที่มาของวิทยานิพนธ์นี้	1
1.2 เทคนิคริเริ่ม	2
บทที่ 2 ภูมิหลังของโคไซน์กำลังสองพัลซ์	3
2.1 บทนำ	3
2.2 คณิตศาสตร์ของโคไซน์กำลังสองพัลซ์	3
2.3 การคำนวณฟรีควีนซีสแปดตรีมของโคไซน์กำลังสองแบบต่างๆ	6
2.4 ข้อดีของโคไซน์กำลังสองพัลซ์	11
2.5 วิธีการสร้างโคไซน์กำลังสองพัลซ์	12
2.5.1 การสร้างไซน์โคไซน์กำลังสองพัลซ์	12
2.5.2 การคำนวณหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน	16
บทที่ 3 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและทีเลเยโดยใช้พัลซ์มีอคดู เลชันโคไซน์กำลังสอง	21
3.1 บทนำ	21
3.2 ทฤษฎีและการหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและทีเลเย	21
3.2.1 สาเหตุของการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดี่ยว	25
3.2.2 สาเหตุของการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของทีเลเยอย่างเดี่ยว	26
3.2.3 กรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและทีเลเยพร้อมกัน	27
3.3 เทคนิคในการสร้างโมโนกราฟ	30
3.4 ผลการทดลอง	31
3.5 บทสรุป	31

บทที่ 4	วิธีการใหม่ในการวัดโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์ อินอิควอลิตี เมื่อมีความผิดเพี้ยนน้อยมาก	38
4.1	บทนำ	38
4.2	ทฤษฎีและการหาสูตรสำเร็จ	38
4.3	เทคนิคในการสร้างโนโมกราฟ	41
4.4	ผลการทดลอง	41
4.5	บทสรุป	41
บทที่ 5	หลักการแก้ความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและติเลย์ของสัญญาณโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์	44
5.1	บทนำ	44
5.2	ความผิดเพี้ยนของขนาดของโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์	44
5.3	ความผิดเพี้ยนทางด้านติเลย์ของโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์	45
5.4	การออกแบบ	47
5.5	ผลการออกแบบ	49
5.6	บทสรุป	49
บทที่ 6	การออกแบบวงจรชดเชยที่ย่านความถี่สูงโดยการใช้ฟิลซ์โคไซน์กำลังสอง	57
6.1	บทนำ	57
6.2	ผลตอบสนองของวงจรชดเชยในขอบข่ายของความถี่	57
6.3	ลักษณะของเข้าพุทของโคไซน์กำลังสองฟิลซ์เมื่อมีการชดเชยในความถี่สูง	60
6.4	ผลการทดลอง	62
6.5	บทสรุป	64
บทที่ 7	บทสรุป	71
	บทความและเอกสารอ้างอิง	72
	ภาคผนวกที่ 1	74
	ภาคผนวกที่ 2	75
	ภาคผนวกที่ 3	79
	ผลงานวิจัยที่ได้นำไปตีพิมพ์	81

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ .กนก เจนจิระพงศ์เวช ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำปรึกษาจนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี อาจารย์ ดร.โกศล เพ็ชรสุวรรณ ที่ได้กรุณาให้ความสนับสนุนงานวิจัย อาจารย์ ดร. ไพรัช รัชชพงษ์ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาในบางส่วนของวิทยานิพนธ์ อาจารย์ ดร. สติชัย โกโดยอุทม .กรุณาแนะนำเกี่ยวกับงานวิจัย และขอขอบคุณทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือซึ่งมิได้กล่าวนามมา ณ. ที่นี้

พร้อมกันนี้ขอขอบคุณ คุณราฟิง เจริญมั่งง และคุณ จรินทร์ บุญสิทธิ์ ที่ได้กรุณาช่วยพิมพ์ต้นฉบับจนสำเร็จได้ด้วยดี.



บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอหลักการในการเอาสัญญาณทดสอบโคไซน์ กำลังสองพัลส์ ซึ่งสามารถสร้างขึ้นได้โดยใช้หลักการทางเชิงประมาทด้วยวิธีของฟูเรียร์ โดยผู้เขียนได้นำเอาสัญญาณโคไซน์กำลังสองไปออกแบบสร้างวงจร shunt peaking ในวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งวิธีการออกแบบวงจรนี้พิจารณาผลตอบสนองทั้งขอบข่ายของเวลาและขอบข่ายของความถี่ควบคู่กันไป

นอกจากนี้ยังได้นำเอาสัญญาณมีอดจูเลข 20T โคไซน์กำลังสองพัลส์ มาใช้วัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณซึ่งอัตราการขยาย (gain) และ ดีเลย์ (Delay) โดยผู้เขียนได้แปลงสูตรความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการขยาย (A) และดีเลย์ (τ) ซึ่งเสนอโดย Siocos (1968) เพื่อความสะดวกและเหมาะสมต่อการวัดผู้เขียนได้แยกสูตรการหาความผิดเพี้ยนออกตามชนิดของความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น นอกจากนี้ก็กล่าวมาแล้วยังได้สร้างโนโมกราฟ ขึ้นเพื่อให้ง่ายและสะดวกต่อการวัดอีกด้วย

ซึ่งจากวิธีการของโนโมกราฟความผิดเพี้ยนของสัญญาณสามารถถูกแก้ไขให้ดีขึ้นได้ ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดง หลักการในการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณโครมอเนนซ์ ลูมิเนนซ์ โดยใช้คิวอไลเซอร์ (equalizer) ที่สามารถปรับค่าได้ทั้งอัตราการขยายและดีเลย์ไปพร้อมๆ กันโดยใช้เทคนิคของ ซีโชนันซ์อนุกรม (series resonance)

ABSTRACT

This thesis presents the method of utilization of the cosine-squared test signal which can be generated by the Fourier approximation technique. The use of cosine-squared pulse offers advantages over conventional test signal for circuit design. The author has used the cosine-squared to design the shunt peaking of a video amplifier. The design procedure of this circuit is considered both in time domain and frequency domain.

In this thesis, the method of measuring gain and delay distortions of the chrominance signal by the used of modulated 20T pulse as test signal are presented. The author simplified the explicit expression relating gain(A) and delay(τ) given by Siocos(1968). To classifying the distortions. It is possible to obtain the formula for each case. This method is prove to be very useful and convenient in practical. Various nomographs are constructed, these nomograph are proved to assist in reducing the waveform transmission measurements to gain and delay distortions.

In addition to the nomograph method distortions can be restored to its undistorted form. This thesis presented a variable gain and group delay equalizer for chrominance distortions by series resonant technique.

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ปัญหาที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

- 1.1.1 ทอมสัน [1] ได้แสดงการออกแบบวงจรขั้นบันได (Ladder Network) ขึ้นซึ่งให้คำตอบสนองเป็นพัลส์ลักษณะไซน์หรือ โคไซน์กำลังสองขึ้นเป็นครั้งแรก แต่เกิดปัญหาขึ้นว่าคำตอบสนองที่ได้มีค่าผิดพลาดมากดังเช่น $A_5(t)$ มีค่าผิดพลาดถึง 46% ผู้เขียนได้นำวิธีการของฟูเรียร์มาสร้างพัลส์ลักษณะไซน์หรือ โคไซน์กำลังสองขึ้น ซึ่งผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจคือ ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นขณะที่ $A_5(t)$ มีค่าสูงสุดเพียง 15% ดังแสดงในบทที่ 2
- 1.1.2 ซีโอกอส (Siocos) [7,9] และลอสมาน (Rosman) [10] ได้นำเอาสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์-โคไซน์ กำลังสองมาใช้วัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี และเสนอสูตรสำเร็จการหาความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (A) และซีเลย์ (T) ซึ่งสูตรที่ได้มีแฟคเตอร์ยุ่งยาก ผู้เขียนจึงได้นำสูตรความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและซีเลย์ มาแยกเป็นความผิดเพี้ยนแต่ละกรณีพร้อมทั้งหาสูตรสำเร็จซึ่งง่ายกว่าเดิม และมีแฟคเตอร์ไม่ยุ่งยากนัก ผลการคำนวณที่ได้ใกล้เคียงกับสูตรเดิม
- 1.1.3 เนื่องจากยังไม่มีผู้ใดเขียนถึงการออกแบบสร้างอควาไลเซอร์ที่ปรับค่าอัตราขยายและปรับเฟสไปพร้อมๆ กันโดยนำมาใช้กับงานในย่านความถี่ของสัญญาณสี โดยที่แต่ก่อนการทดสอบสัญญาณสีส่วนมากใช้พัลซัวร์สี่เหลี่ยมเป็นพัลซัททดสอบ ในขอบข่ายของเวลา ซึ่งผลที่ได้ไม่เป็นที่น่าพอใจนัก ซึ่งเป็นจุดริเริ่มสำหรับการออกแบบวงจรชดเชยในย่านความถี่สูง ดังเทคนิคที่จะเสนอต่อไป

1.2 เทคนิคริเริ่ม

- 1.2.1 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ โดยใช้พัลส์มีอคดูเลขโคไซน์กำลังสอง
The Measurement of Gain and Delay Distortion by using Cosine-Squared Pulse.
- 1.2.2 วิธีการใหม่ในการวัดโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์ อินอีควอลิตี้ เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อยมาก
A New Method on the Measurement of Low Distortion of the Chrominance to Luminance Inequality.
- 1.2.3 หลักการแก้ความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและดีเลย์ของสัญญาณโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์
Equalization of Chrominance-Luminance amplitude and Delay Distortion.
- 1.2.4 การออกแบบวงจรชดเชยที่่านความถี่สูง โดยการใช้พัลส์ โคไซน์กำลังสอง
On Design of High Frequency Compensated Circuit by the use of Cosine-Squared Pulse.

บทที่ 2

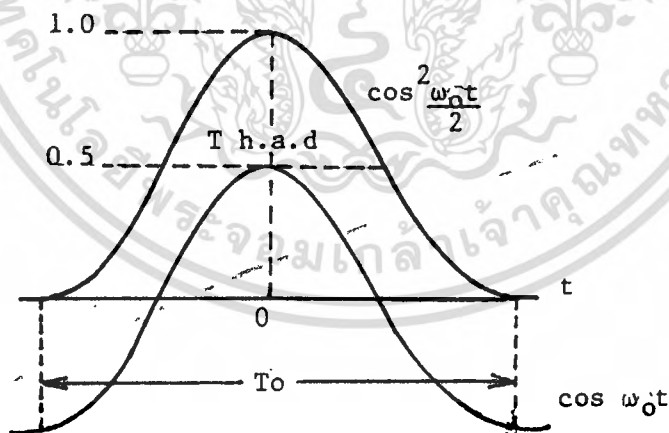
ภูมิหลังของโคไซน์กำลังสองพัลส์

(Background of Cosine-Squared Pulse)

2.1 บทนำ

ปัจจุบันพัลส์โคไซน์กำลังสองเป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบ โทรทัศน์ พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาวดำ และแบบมีอคติเลข 20T โคไซน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบระบบใดๆ ทำได้โดยการป้อนโคไซน์กำลังสองพัลส์ให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่างๆ ของระบบ กล่าวคือ การตอบสนองของขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response) และเอนวิโลปดีเลย์ (Envelope Delay)

2.2 คณิตศาสตร์ของโคไซน์กำลังสองพัลส์



รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะของโคไซน์กำลังสองพัลส์

สมการของโคไซน์กำลังสองพัลซ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\omega_0 t}{2} \\ \frac{1}{2} \{1 + \cos \omega_0 t\} \end{cases} \quad (2-1)$$

โดยที่ $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{1}{T_0}$

ส่วนสำคัญสำหรับสัญญาณทดสอบโคไซน์กำลังสองคือ ช่วงเวลาที่ครึ่งหนึ่งของแอมป์ริจูด T ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2}$ ของช่วงเวลาของพัลซ์ ดังนั้น

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2\pi}{2T} = \frac{\pi}{T} \quad (2-2)$$

โดยที่ $f_0 = \frac{1}{2T}$

และสเปกตรัม พรีเควินซี จะอยู่ในช่วง

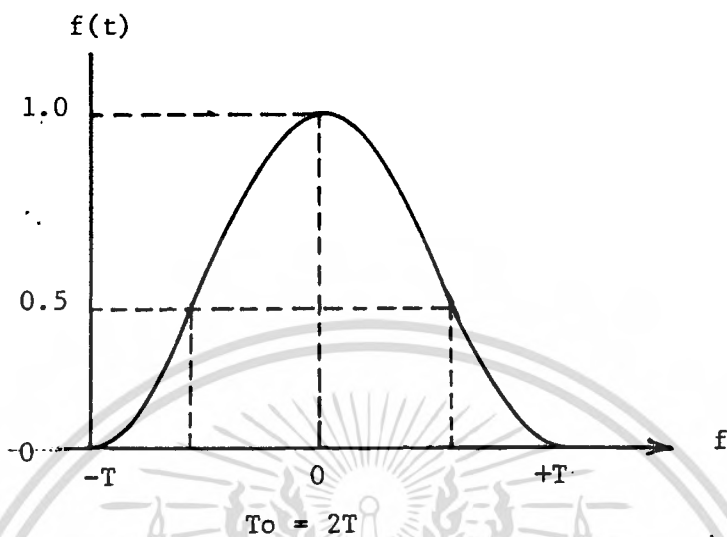
$$f_{\max} = \frac{1}{T}$$

ตัวอย่างเช่นในระบบย่านกว้าง 4 MHz, T จะมีค่า 0.125 μs ซึ่งจะทำให้เกิดการแจกแจงสเปกตรัมเป็น 0 เมื่อความถี่เกินกว่า 8 MHz

แทนค่า ω_0 จาก (2-2) ลงใน (2-1) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & |t| < T \\ \frac{1}{2} \{1 + \cos \frac{\pi t}{T}\} & \end{cases} \quad (2-3)$$

จากสมการ (2-3) สามารถเขียนเป็นโคไซน์ กำลังสองพัลซ์ ได้ดังรูปที่ (2.2)



รูปที่ 2.2 แสดงพัลส์โคไซน์กำลังสอง

ฟังก์ชันของโคไซน์กำลังสองพัลส์ แบบ $T, 2T$ มีอดุเลข $12.5T$ และอดุเลข $20T$ หาได้
ดังแสดงในตารางที่ 2.1

โคไซน์ กำลังสองพัลส์	คอมโพสิท โคไซน์ กำลังสองพัลส์
<p style="text-align: center;"><u>แบบ T</u></p> $f_1(t) = \begin{cases} \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & -T < t < T \\ 0 & t > T \end{cases}$	<p style="text-align: center;"><u>แบบ 12.5T</u></p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{25T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 & t > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$

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

ตารางที่ 2.1

2.3 การคำนวณพีริเควินซี สเปกตรัมของโคไซน์กำลังสองแบบต่างๆ

สำหรับโคไซน์กำลังสองแบบ T พิจารณาตั้งแต่จุดกึ่งกลางของพัลส์จะได้สมการดังนี้

$$A_T(t) = \begin{cases} A \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & 0 < t < T \\ 0 & t > T \end{cases} \quad (2-4)$$

โดยที่ A = แอมพลิจูดของพัลส์

T = ฮาฟ แอมพลิจูด คู่อันดับของพัลส์แบบ T คือ 0.125 μ s

ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม

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

โคไซน์ กำลังสองพัลส์ เป็นจำนวนคู่ ดังนั้น

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^{\infty} A_T(t) \cos \omega t dt \quad (2-5)$$

แทนค่าสมการ (2-4) ลงใน (2-5) จะได้

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

ซึ่งจะได้ พรีแควนซี สเปกตรัมของพัลซ์แบบ T ดังนี้

$$A_T(f) = AT \frac{\sin 2\pi fT}{2\pi fT} \cdot \left[\frac{1}{1-(2fT)^2} \right] \quad (2-6)$$

ในขณะเดียวกัน พรีแควนซี สเปกตรัม ของพัลซ์แบบ 2T คือ

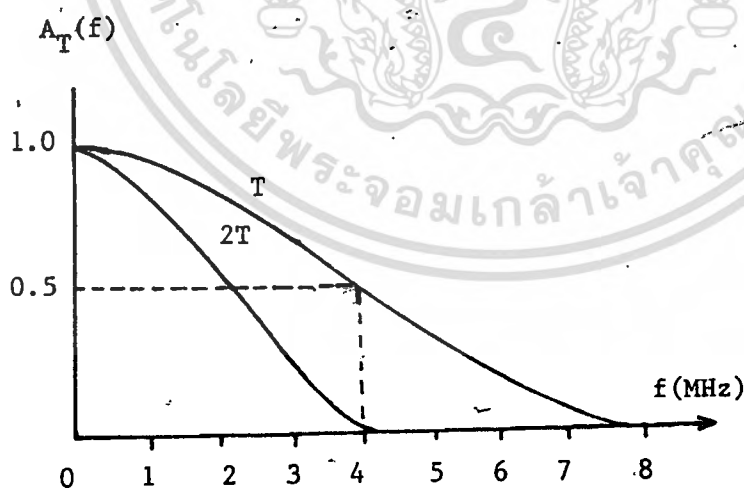
$$A_{2T}(f) = A \cdot 2T \frac{\sin 4\pi fT}{4\pi fT} \cdot \left[\frac{1}{1-(4fT)^2} \right] \quad (2-7)$$

พรีแควนซี สเปกตรัม ตามอุดมคติ ของพัลซ์แบบ T และ 2T กำหนดได้ดังนี้

$$A_T(t) \text{ ideal} = \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \quad (2-8)$$

$$A_{2T}(t) \text{ ideal} = \frac{1}{1-(4Tf)^2} \cdot \frac{\sin 4\pi Tf}{4\pi Tf} \quad (2-9)$$

เอนวิโลปของพรีแควนซี สเปกตรัมของพัลซ์แบบ T และ 2T แสดงดังรูปที่ (2-3)



รูปที่ 2.3 พรีแควนซีสเปกตรัมตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์

พีริเควินซี สเปคตรัมของมอดูเลตเลข $20T$, พัลซ์และ $12.5T$ พัลซ์ ดังจะได้กล่าวต่อไปนี้มีมอดูเลตเลขโคไซน์กำลังสองพัลซ์ ประกอบด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ (สัญญาณที่ยังไม่ได้มอด) และสัญญาณในย่านความถี่สูง (สัญญาณที่มีมอดแล้ว)

สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ มีสมการดังนี้

$$v_l(t) = \frac{A}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{40T}$$

มีสเปคตรัมดังนี้

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

$$V_l(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \cdot \frac{\sin 40\pi f T}{40\pi f T} \quad (2-10)$$

สเปคตรัมของมอดูเลตเลขโคไซน์ กำลังสองพัลซ์แบบ $20T$ มีสมการดังนี้

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

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

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

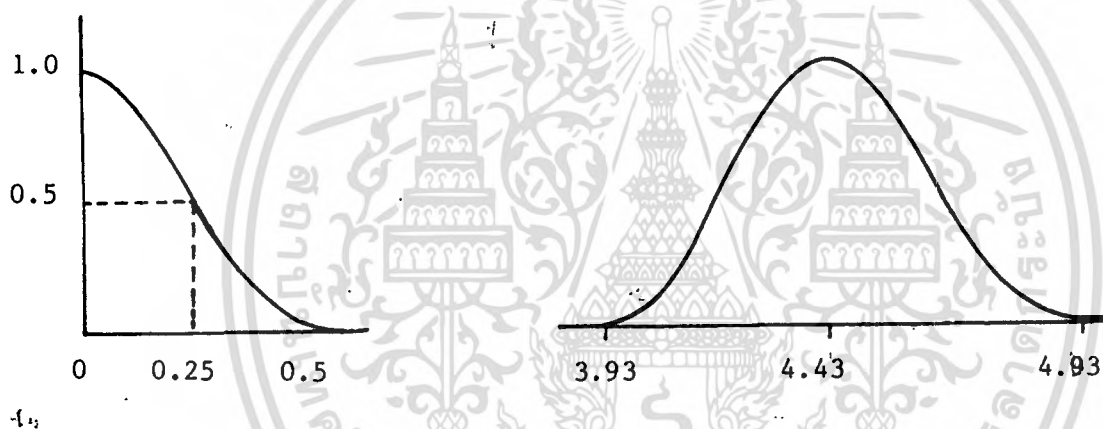
สมการของพีริเควินซี สเปคตรัมอาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_c(f)_{20T} = \frac{A}{2} \left[\frac{20T}{1 - \{40T(f - f_c)\}^2} \cdot \frac{\sin(f - f_c) 40\pi T}{(f - f_c) 40\pi T} + \frac{20T}{1 - \{40T(f + f_c)\}^2} \cdot \frac{\sin(f + f_c) 40\pi T}{(f + f_c) 40\pi T} \right] \quad (2-11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันฟรีเควนซีสเปกตรัมของมอดูเลตแบบ $12.5T$ กำหนดได้โดย

$$V_c(f)_{12.5T} = \frac{A}{2} \cdot 12.5T \left[\frac{1}{1 - \{25T(f - f_c)\}^2} \cdot \frac{\sin \frac{(f - f_c) 25\pi T}{(f - f_c) 25\pi T}}{\frac{(f - f_c) 25\pi T}{25\pi T}} + \frac{1}{1 - \{25T(f + f_c)\}^2} \cdot \frac{\sin \frac{(f + f_c) 25\pi T}{(f + f_c) 25\pi T}}{\frac{(f + f_c) 25\pi T}{25\pi T}} \right] \quad (2-12)$$



รูปที่ 2.4 แสดงฟรีเควนซีสเปกตรัมของ $20T$ มอดูเลต

ต่อไปจะกล่าวถึงฟรีเควนซีสเปกตรัมของไซน์กำลังสองพัลส์แบบต่างๆ ในกรณีที่เกิดเป็นเคชเชล

ในกรณีของฟรีเควนซีสเปกตรัมแบบ T พัลส์ periodic sequence ของโคไซน์กำลังสองพัลส์

คือ

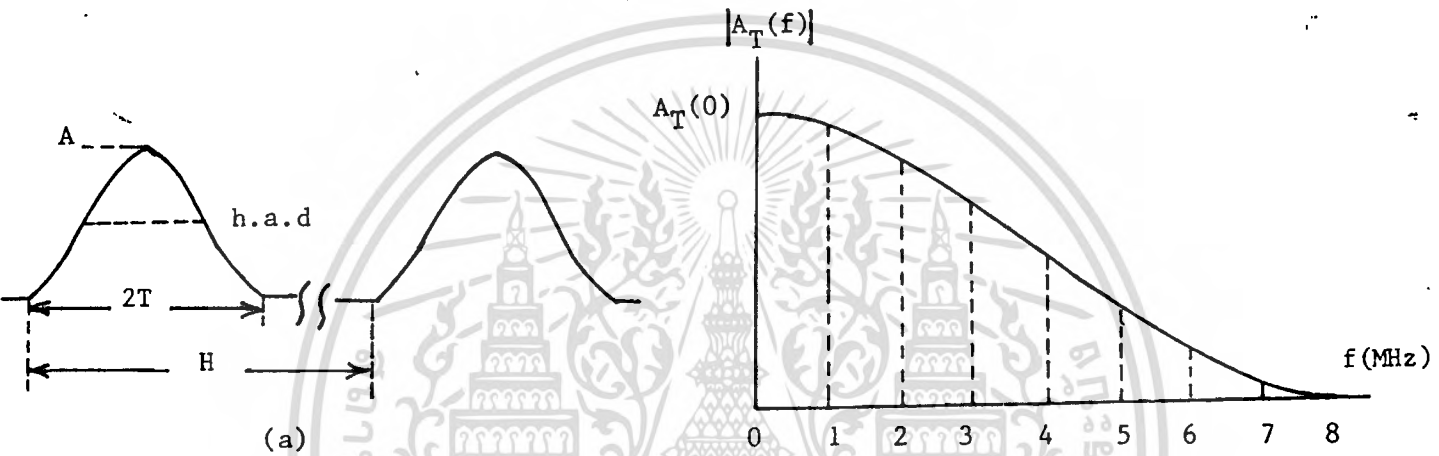
$$A_T(t) = \begin{cases} A \cos^2 \frac{\pi t}{2T} & 0 < t < T \\ 0 & T < t < H \end{cases} \quad (2-13)$$

โดยที่ A = ขนาดของ T พัลส์

H = ช่วงเวลาของพัลส์ ตามแนวนอนมีช่วงเวลาเป็น $63.5 \mu\text{s}$

ซึ่ง $|A_T(f)| = A \frac{2T}{H} \cdot \frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf}$ (2-14)

และ $|A_T(0)| = A \frac{2T}{H} \lim_{f \rightarrow 0} \left[\frac{1}{1-(2Tf)^2} \cdot \frac{\sin 2\pi Tf}{2\pi Tf} \right]$ (2-15)



รูปที่ 2.5 periode pulse train ของ T พัลส์ และสเปกตรัม

ให้ $A_T(0) = 1$ เพื่อความสะดวกแทนค่า $T = 0.125 \mu s, H = 635 \mu s$ จะได้

$$|A_T(0)| = A \cdot \frac{2 \times 0.125}{63.5} = 0.0039 A$$

อัตราขยาย (dB) จะได้

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

ดังนั้น ปริมาณ สเปกตรัมของ T พัลส์ได้จากการหาค่า $A_T(f)$ กับความถี่ (f) MHz โดยใช้จำนวน เดซิเบลที่อ้างอิงกับขนาดของ A ดังนี้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันเอ็นวิโวลของพริเควินสเปคตรัมของ 2T พัลซ์เป็น dB หาได้คือ

$$\left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = 0.00784 \cdot \frac{1}{1 - (4Tf)^2} \cdot \frac{\sin 4\pi Tf}{4\pi Tf}$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{A_{2T}(f)}{A} \right| = -42 \text{ dB}$$

2.4 ข้อดีของโคไซน์กำลังสองพัลซ์ [18]

การนำเอาโคไซน์กำลังสองพัลซ์มาทำการทดสอบจะทำให้ได้ผลดีกว่าการใช้สัญญาณอื่นๆ เนื่องจากมันถูกกำหนดให้ทำหน้าที่ให้เหมาะสมกับความต้องการเฉพาะอย่าง และผลจากการทดลองก็จะทำให้ค่าที่ถูกต้องแม่นยำกว่า เมื่อทดสอบด้วยสัญญาณอื่นๆ

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz พัลซ์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5 MHz จากการทดลองทั่วๆ ไปกำหนดพัลซ์ในเทอมของ ฮาฟ แอมปริจูด ดูเลชั่น (T) (half amplitude duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความกว้าง ความถี่ และ T กำหนดได้คือ $f = \frac{1}{2T}$ พัลซ์สี่เหลี่ยมที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด overshoot, ringing และ phase shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ

ไม่เพียงแต่พัลซ์โคไซน์กำลังสองที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่าดังเช่นในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้พัลซ์สี่เหลี่ยมทดสอบจะเกิด overshoot 8.9% และเมื่อใช้โคไซน์กำลังสองพัลซ์จะเกิด overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลซ์โคไซน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลซ์รูปสี่เหลี่ยม

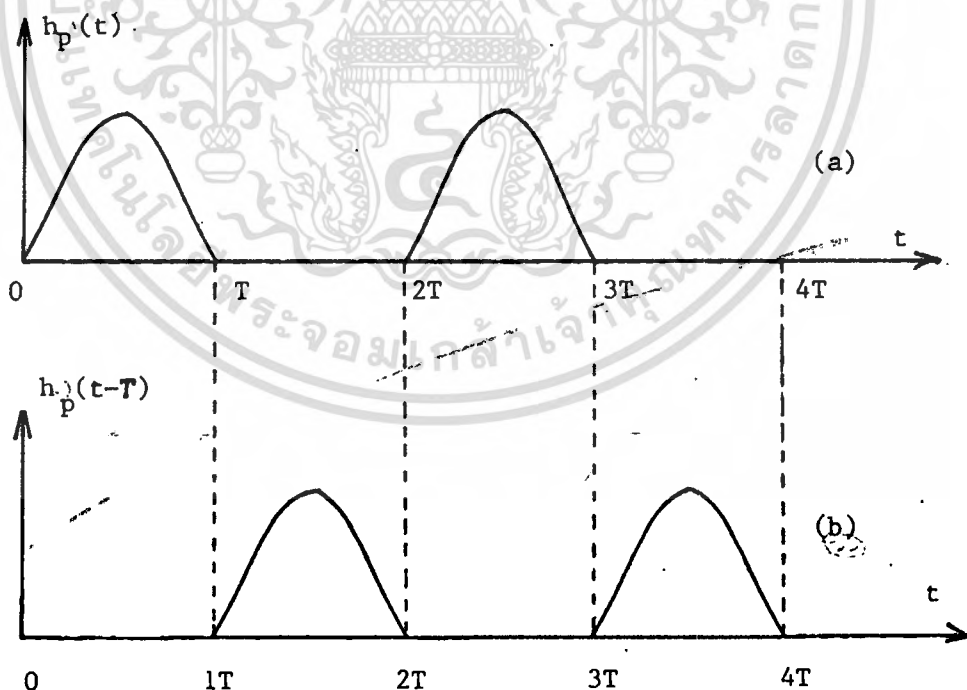
ข้อดีของโคไซน์กำลังสองพัลซ์อีกอย่างหนึ่งคือ สามารถสร้างได้ง่ายซึ่งจะเกิดการผิดพลาดไปน้อยกว่า 1% เมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณ (วิธีการสร้างจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป)

2.5 วิธีการสร้างโคไซน์กำลังสองพัลส์

ทอมสัน (Thomson) [1, 22] ได้แสดงการออกแบบวงจรขั้นบันได (Ladder Network) ซึ่งให้คำตอบสนองเป็นพัลส์ลักษณะโคไซน์กำลังสองใกล้เคียงอุดมคติเป็นครั้งแรก ต่อมาก็มีวิธีอื่นๆ อีกในการหาทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจร ซึ่งทำให้พัลส์ลักษณะโคไซน์กำลังสองกล่าวคือ วิธีทฤษฎีโมเมนต์วิธีโพลีเมียลเบส-เซล และวิธีฟูเรียร์ จากวิธีต่างๆ ดังกล่าวนี้วิธีฟูเรียร์ให้พัลส์ลักษณะโคไซน์กำลังสองที่ใกล้เคียงกับอุดมคติมากที่สุด

2.5.1 การสร้างไซน์-โคไซน์ กำลังสองโดยวิธีของฟูเรียร์ [2, 6, 21]

การออกแบบโดยวิธีของฟูเรียร์ เพื่อให้ได้พัลส์ตอบสนองเป็นไซน์กำลังสองซึ่งเป็น A periodic function โดยพิจารณาจาก periodic function และมีคาบ (period) ดังในรูปที่ 2.6 (a) และ 2.6 (b) ดังนี้



รูปที่ 2.6 (a), (b) periodic function ของไซน์-โคไซน์กำลังสอง

จากรูปที่ 2.6(a) สามารถกระจายออกเป็นอนุกรมฟูเรียร์ได้ว่า

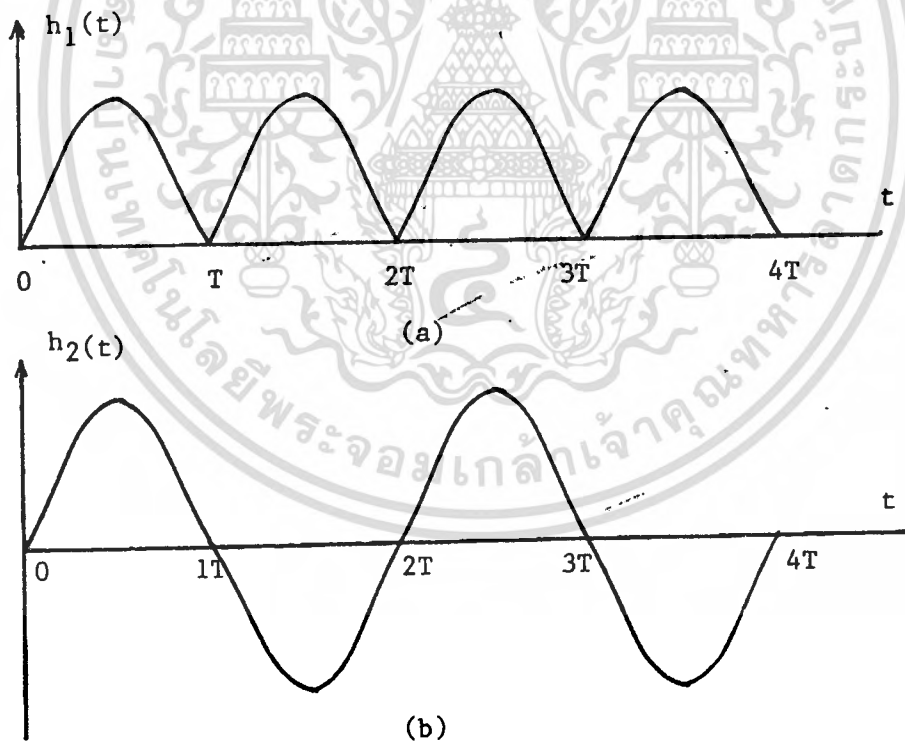
$$h_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j\omega_0 n t} \quad (2-16)$$

ทรานซ์ฟอร์มสมการที่ (2.16) จะได้

$$H_p(s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{C_n}{s - jn\omega_0} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2-17)$$

กรณีที่ต้องการหาฟังก์ชันคู่ (even function) และฟังก์ชันคี่ (odd function) ทำได้โดยการนำรูปที่ 2.6

(a) บวกกับรูปที่ 2.6 (b) และรูปที่ 2.7 (a) ลบด้วยรูปที่ 2.6 (b) ตามลำดับจะทำให้ฟังก์ชันคู่และฟังก์ชันคี่ ตามต้องการดังแสดงในรูปที่ 2.7 (a) และ (b)



รูปที่ 2.7 (a) ฟังก์ชันคู่

(b) ฟังก์ชันคี่

กำหนดให้ $h_1(t)$ เป็นฟังก์ชันคู่ และ $h_2(t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ โดยที่ $T = \frac{\tau}{2}$ จากรูปที่ 2.7 (a) และ (b) เขียนเป็นคณิตศาสตร์ได้ว่า

$$h_1(t) = h_p(t) + h_p(t-T) \quad (2-18)$$

$$h_2(t) = h_p(t) - h_p(t-T)$$

ลาปลาซ ทรานซ์ฟอร์ม สมการ (2-18) จะได้

$$H_1(s) = H_p(s) (1+e^{-sT}) \quad (2-19)$$

$$H_2(s) = H_p(s) (1-e^{-sT}) \quad (2-20)$$

กรณีของฟังก์ชัน แทนค่า $H_p(s)$ ลงใน (2-19) จะได้ดังนี้

$$H_1(s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{C_n (1+e^{-jn\omega_0 T})}{s-jn\omega_0}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{C_n (1+e^{-jn\pi})}{s-jn\omega_0}$$

เนื่องจาก $(1+e^{-jn\pi}) = 2$ เมื่อ n เป็น even

$$H_1(s) = 2 \sum_{n=\text{even}} \frac{C_n}{s-jn\omega_0} = \frac{N_1(s)}{D_1(s)}$$

หรืออาจพูดได้ว่า $h_1(t) = 2 h_p(t)$ (2-21)

ในทำนองเดียวกันกรณี odd function จะได้

$$H_2(s) = 2 \sum_{n=\text{odd}} \frac{C_n}{s-jn\omega_0} = \frac{N_2(s)}{D_2(s)}$$

หรือ $h_2(t) = 2 h_p(t)$ (2-22)

นำสมการ (2-19) คูณกับสมการ (2-20) จะได้

$$H_1(s) H_2(s) = H_p^2(s) |1-e^{-2sT}| \quad (2-23)$$

นำสมการ (2-19) คูณกับสมการ (2-20) จะได้

$$H_1(s) + H_2(s) = 2 H_p(s) \quad (2-24)$$

สมการ (2-23) ทหารด้วยสมการ (2-24) ทำให้

$$\frac{H_1(s)H_2(s)}{H_1(s)+H_2(s)} = \frac{H_p^2(s) [1-e^{-2ST}]}{2 H_p(s)}$$

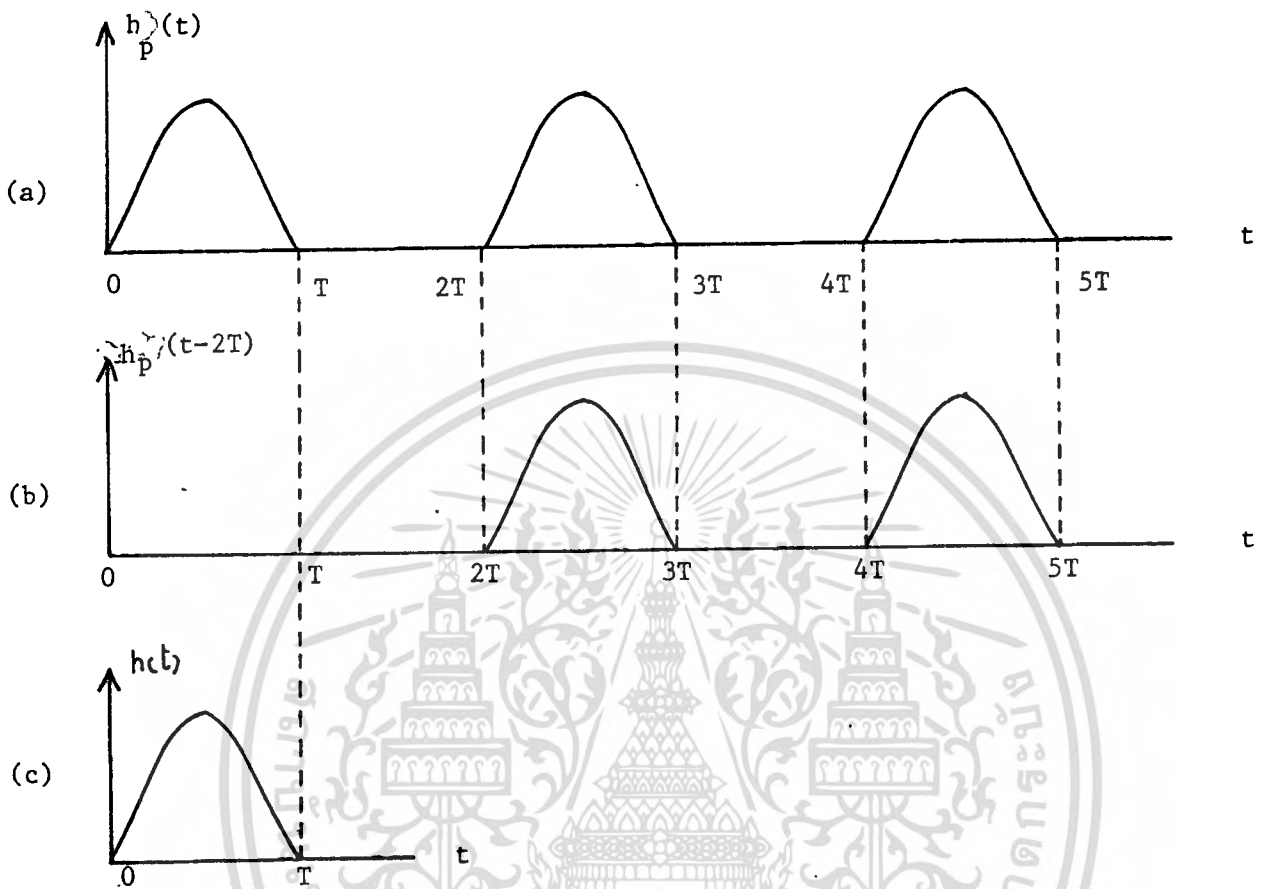
$$\frac{2 H_1(s)H_2(s)}{H_1(s) + H_2(s)} = H_p(s) [1-e^{-2ST}] \quad (2-25)$$

กำหนดให้ $H(s) = \frac{2 H_1(s)H_2(s)}{H_1(s)+H_2(s)}$

อินเวส. ลาปลาซ ทรานซ์ฟอร์ม (Inverse Laplace transform) สมการที่ (2.25) จะได้

$$h(t) = h_p(t) - h_p(t-2T) \quad (2-26)$$

$h(t)$ จากสมการที่ (2-26) ก็คืออิมพัลซ์ตอบสนองลักษณะโชนกำลังสอง ซึ่งเป็น A periodic Pulse ตามต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 (a) เป็นฟังก์ชัน $h_p(t)$ (b) เป็นฟังก์ชัน $h_p(t-2T)$ และ (c) เป็น A periodic function เกิดจาก (a) ลบด้วย (b)

2.5.2 การคำนวณหาทรานซ์เฟอริ่งกั้น

ทรานซ์เฟอริ่งกั้นของ โชน์กำลังสองพัลส์สามารถหาได้จากการกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของ $h(t)$

จากสมการ (2.16) เราสามารถหาค่า C_n ได้ดังนี้

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} h(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

โดยที่ $h(t) = \begin{cases} \sin^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{4\pi t}{T} & 0 < t < T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{4\pi t}{T} \right\} \cdot \left\{ \cos n2\pi \frac{t}{T} - j \sin n2\pi \frac{t}{T} \right\} dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_n = \frac{\sin n\pi}{4n\pi} - \frac{\sin(n-2)\pi}{8(n-2)\pi} - \frac{\sin(n+2)\pi}{8(n+2)\pi} + j \left\{ \frac{\cos(n\pi)-1}{4n\pi} - \frac{\cos(n-2)\pi-1}{8(n-2)\pi} - \frac{\cos(n+2)\pi-1}{8(n+2)\pi} \right\} \quad (2-27)$$

สมการที่ (2-27) ค่าจริง (real part) ของ $C_n = 0$ ยกเว้นที่

$$C_0 = \frac{1}{4}, \quad C_{-2} = -\frac{1}{8}$$

สมการ $h_1(t), h_2(t)$ เป็นสองเท่าของฟังก์ชันคู่ และฟังก์ชันคี่ของ $h_p(t)$ ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$h_1(t) = 2 \sum_{n=-2}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} = 2 f(t) = 2 \left[\frac{1-1}{4} \frac{e^{j2\omega_0 t} - 1}{8} \right] \quad (2-28)$$

ถ้า n เป็นจำนวนคี่ $n = 1, 3, 5, \dots, (2k-1)$

$$C_n = j \left\{ \frac{-1}{2n\pi} + \frac{1}{4(n-2)\pi} + \frac{1}{4(n+2)\pi} \right\} = \frac{4j}{n(n^2-4)\pi}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$h_2(t) = 2j \sum_{n=1}^{2k-1} \frac{4}{n(n^2-4)\pi} e^{jn\omega_0 t} = 2 f(t) = \frac{8}{3\pi} \sin \omega_0 t - \frac{8}{15\pi} \sin 3\omega_0 t - \frac{8}{105\pi} \sin 5\omega_0 t \dots - \frac{8}{n(n^2-4)\pi} \sin n\omega_0 t$$

(2-29)

สมการ (2-28) และ (2-29) เขียนเป็นขอบข่ายของความถี่ (frequency domain) คือ

$$H_1(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{1-s}{s^2+4\omega_0^2} \right)$$

และ

$$H_2(s) = \frac{8}{\pi} \left[\frac{1}{3} \cdot \frac{\omega_0}{s^2+\omega_0^2} - \frac{1}{5} \cdot \frac{\omega_0}{s^2+9\omega_0^2} - \frac{1}{21} \cdot \frac{\omega_0}{s^2+25\omega_0^2} - \frac{1}{n^2-4} \cdot \frac{\omega_0}{s^2+n^2\omega_0^2} \right] \quad (2-30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรโดยมี $N(S)$ เป็นเศษและ $D(S)$ เป็นส่วนของโพลีโนเมียลใน S และ $D(S)$ เป็นเฮอริวิทซ์ โพลีโนเมียล (Hurwitz Polynomial) เพื่อให้ได้ค่าประมาณที่ดี จะต้องเลือกให้มี n โพล และ $n-3$ ซีโร ซึ่งทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันทั่วไปเขียนได้คือ

$$H(S) = \frac{a_{k-3}S^{k-3} + a_{k-5}S^{k-5} + \dots + a_0}{b_k S^k + b_{k-1}S^{k-1} + \dots + b_0} \quad (2-31)$$

โดยกำหนดให้สองกับสามเทอมใน Network จะได้ 5 โพล 2 ซีโร และ 7 โพล 4 ซีโร ตามลำดับ สำหรับ $k=5$ พิจารณาจากทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชัน

$$H(S) = \frac{2H_1(S) H_2(S)}{H_1(S) + H_2(S)}$$

$$H_5(S) = \frac{32\omega_0^2 S^2 + 672\omega_0^4}{8S^5 + 15\pi\omega_0 S^4 + 200\omega_0^2 S^3 + 150\pi\omega_0^3 S^2 + 672\omega_0^4 S + 135\pi\omega_0^5} \quad (2-32)$$

แทนค่า $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau} = \frac{\pi}{2}$ กำหนดให้ความกว้างของพัลส์ $\frac{\tau}{2} = 2$ วินาทีในสมการ (2-32) จะได้

$$H_5(S) = \frac{\pi^2 S^2 + (42/8)\pi^4}{S^5 + \frac{15\pi^2}{16} S^4 + \frac{25\pi^2}{4} S^3 + \frac{75\pi^4}{32} S^2 + \frac{21\pi^4}{4} S + \frac{135\pi^6}{256}} \quad (2-33)$$

เพราะว่าความถี่ที่ $S=0$ จะเท่ากับหนึ่งหน่วยพื้นที่คือ

$$H(0) = \int_0^{\infty} f(t) dt = 1$$

ดังนั้น a_0 จะต้องเท่ากับ b_0 ฉะนั้นสมการที่ (2-33) จะต้องคูณเศษ $N(S)$ ด้วยแฟคเตอร์ร่วมดังนี้

$N(S) \times \frac{135\pi^2}{1344}$ ดังนั้น $H(0)$ จะเท่ากับ 1 สมการ (2-33) อาจเขียนได้ดังนี้

$$A_5(S) = \frac{\frac{45\pi^4}{448} S^2 + \frac{135\pi^6}{256}}{S^5 + \frac{15\pi^2}{16} S^4 + \frac{25\pi^2}{4} S^3 + \frac{75\pi^4}{32} S^2 + \frac{21\pi^4}{4} S + \frac{135\pi^6}{256}}$$

$$= \frac{0.99 S^2 + 506.98}{S^5 + 9.25 S^4 + 61 S^3 + 228.3 S^2 + 511.4 S + 506.98} \quad (2-34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพล (Pole) ของ $D(S)$ คือ

$$s_1 = -2.161636$$

$$s_2 = -2.02102 \pm j 2.345973$$

$$s_3 = -1.523163 \pm j 4.705427$$

ในการหาค่าของเวลา $d^{-1} A_5(S) = A_5(t)$ ดังนี้

$$A_5(t) = 4.107824e^{-2.1616t} - 5.2946e^{-2.02102t} \cos 2.345973t + 0.9567262e^{-2.02102t} \sin 2.345973t + 1.1867583e^{-1.523163t} \cos 4.705427t - 0.47980193e^{-1.523163t} \sin 4.705427t \quad (2-35)$$

$$A_5(t)_{\max} = 1.15$$

ในทำนองเดียวกัน

$$A_7(S) = \frac{9.8446S^4 + 1603.1872S^2 + 4.8641716}{S^7 + 14.39S^6 + 172.72S^5 + 1247.28S^4 + 6548.73S^3 + 22695.77S^2 + 48770.41S + 48647.16} \quad (2-36)$$

โพลของ $A_7(S)$ คือ

$$s_1 = -2.63875$$

$$s_2 = -2.542517 \pm j 2.346882$$

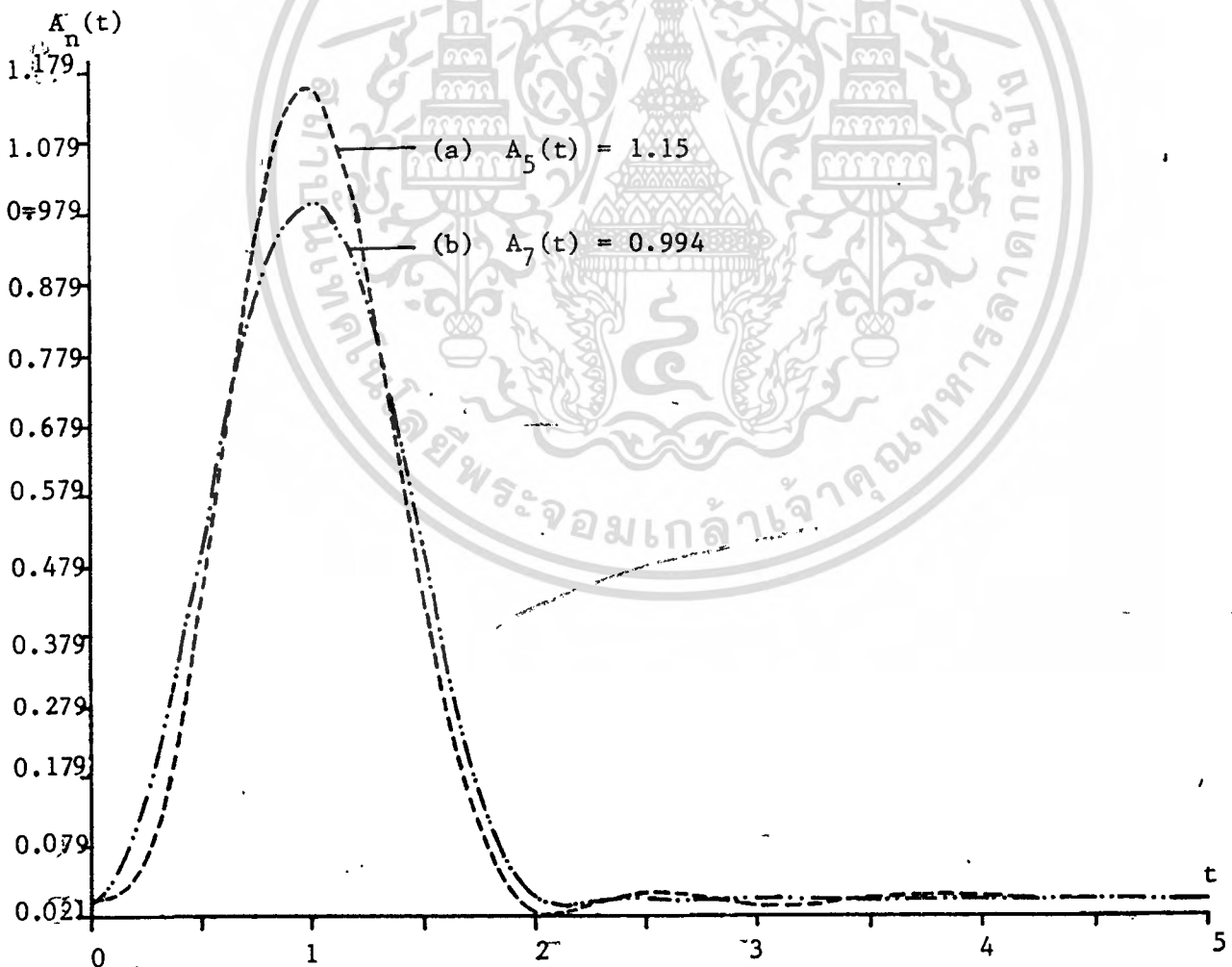
$$s_3 = -2.002487 \pm j 4.692924$$

$$s_4 = -1.330621 \pm j 7.57489$$

ในการหาค่าของเวลา $d^{-1} A_7(S) = A_7(t)$

$$\begin{aligned}
 A_7(t) = & 8.245e^{-2.63875t} - 0.843246e^{-2.542517t} \sin 2.346882t \\
 & - 10.41e^{-2.542517t} \cos 2.346882t + 0.583432e^{-2.002487t} \sin 4.692924t \\
 & + 2.1436528e^{-2.002487t} \cos 4.6929t - 0.1518173e^{-1.330621t} \sin 7.57489t \\
 & + 0.021e^{-1.330621t} \cos 7.57489t
 \end{aligned} \tag{2-37}$$

จากสมการที่ (2-37) ที่ $t=1$ ขนาดสูงสุดของโคไซน์กำลังสองพัลซ์คือ 0.994 จากสมการ (2-35) และ (2-37) ผลตอบสนองต่อยูนิตอิมพัลซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.9 a และ 2.9 b



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์เท่านั้น
รูปที่ 2.9 แสดงขอบข่ายของเวลาสำหรับพัลซ์ไซน์-กำลังสองกรณี $A_5(t)$ และ $A_7(t)$ ด้านการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ โดยใช้พัลซ์มีอคดูเลขชั้นโคไซน์กำลังสอง

(The Measurement of Gain and Delay Distortion by using Cosine-Squared pulse)

3.1 บทนำ [3,5,11]

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวัดสัญญาณผิดเพี้ยนเชิงเส้น โดยใช้พัลซ์มีอคดูเลขชั้น โคไซน์กำลังสอง

ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์ การทดสอบภูมิแนซ์โครมิแนซ์อัตราขยายและดีเลย์ อินอิกควอลิตี้ (Luminance - Chrominance Gain and Delay Inequality) โดยการใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบด้วยพัลซ์โคไซน์กำลังสอง หรือโคไซน์กำลังสองอย่างใดอย่างหนึ่ง ในที่นี้จะกล่าวถึงพัลซ์โคไซน์กำลังสอง (Cosine Squared Pulse) ร่วมกับพัลซ์มีอค (Pulse Mod) ที่ความถี่คARRIER (Color Subcarrier) ในกรณีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นสัญญาณรวมจะมี เอ็นวีโอบ (Envelope) โดยเฉพาะที่ฐานของพัลซ์ (Baseline) เป็นเส้นตรง และในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการส่งเกิด เอ็นวีโอบของฐานของพัลซ์ (Envelope of Baseline) ซึ่งอาจจะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ หรือโคไซน์นั้นเราสามารถพิจารณาได้จากออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) โดยการวัดค่ายอด (peak) สูงสุดและต่ำสุดของฐานพัลซ์เราก็สามารถคำนวณหาค่าอัตราขยาย (Gain) และดีเลย์อินอิกควอลิตี้ (Delay Inequality) ได้

3.2 ทฤษฎีและการหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ [7,9,10,11]

การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี (Chrominance signal) ทั้งอัตราขยาย (gain) ซึ่งใช้สัญลักษณ์ A และ โทม์ ดีเลย์ (τ) โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง A และ τ จะสัมพันธ์กับค่ายอดทั้งสองจากฐานของพัลซ์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่ายอดจากฐานของพัลซ์ ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลซ์ว่าในระบบทดสอบ (System Under test)

จะมีผลต่อสัญญาณสีทางด้านไหน เช่น ระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (gain distortion) อย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ ดีเลย์ (Time delay Distortion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยาย ไทม์ ดีเลย์ ซึ่งในบทรนี้จะแสดงผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและ ไทม์ ดีเลย์ โดยละเอียด และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่ายอดทั้งสองที่ฐานของฟิล์มและอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน (A) และดีเลย์อินอีควอลิตี้ (T) ที่สัมพันธ์กัน

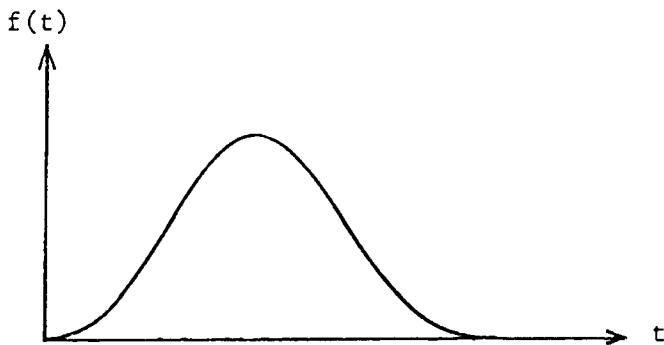
วิธีการคำนวณของอัตราขยาย และดีเลย์อินอีควอลิตี้ กำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \text{เบสไลน์ฟังก์ชันของ โคไซน์กำลังสองฟิล์ม} \\
 u(t) &= \text{เอ็นวีโบล ด้านบนของ โคไซน์กำลังสองฟิล์ม} \\
 l(t) &= \text{เอ็นวีโบล ด้านล่างของโคไซน์กำลังสองฟิล์ม} \\
 Y_1 \text{ \& } Y_2 &= \text{ขนาดของเบสไลน์ด้านล่างของ โคไซน์กำลังสองฟิล์ม} \\
 A &= \text{อัตราขยายของโคไซน์กำลังสองฟิล์มที่ได้ถูกรวมกับเบสแบน} \\
 &\quad \text{(base band) ที่สัมพันธ์กัน} \\
 T &= \text{ดีเลย์อินอีควอลิตี้ ส่วนที่ถูกรวมเข้าไป หรือนำหน้าสัญญาณที่ยังไม่มีการ} \\
 &\quad \text{มีอค} \\
 T_o &= \text{ระยะเวลาของขนาดของฟิล์ม ในกรณีของ 20 T pulse คือ} \\
 &\quad 2 \text{ } \mu\text{s. และ 12.5 T pulse คือ 1.25 } \mu\text{s ในระบบ PAL} \\
 &\quad \text{System, 20T ในระบบNTSC, T = 0.125 } \mu\text{s}
 \end{aligned}$$

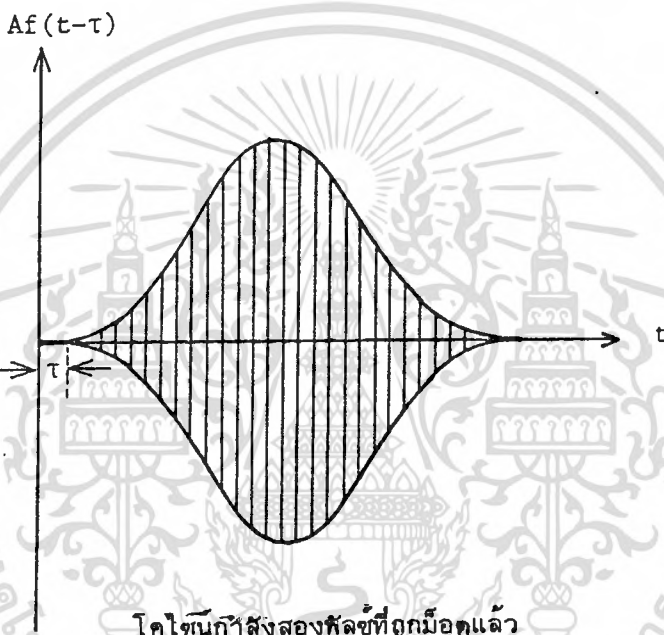
วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 1 จะได้เอ็นวีโบลด้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t-T) \quad (3-1)$$

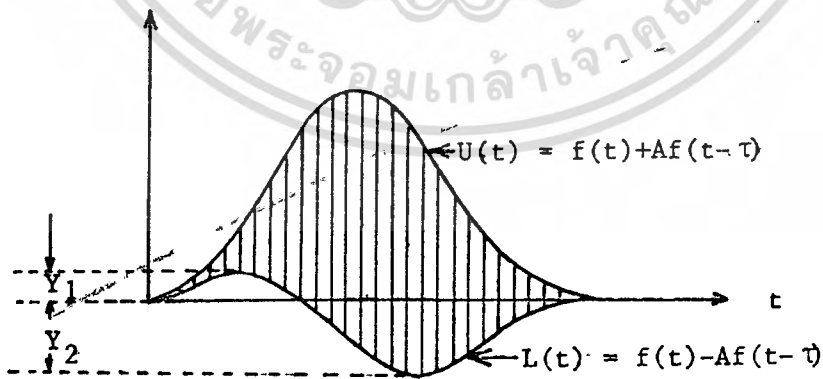
$$l(t) = f(t) - Af(t-T) \quad (3-2)$$



โคไซน์กำลังสองพัลส์ที่ยังไม่ถูกมอด



โคไซน์กำลังสองพัลส์ที่ถูกมอดแล้ว



สัญญาณรวมโคไซน์กำลังสองพัลส์

เอกสารที่ 3.1 รูปแบบของความผิดเพี้ยนทั้งขนาด และทิศทางนั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าเบสแบน (baseband) ก็คือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{2T_0} & 0 < t < T_0 \\ 0 & t > T_0 \end{cases} \quad (3-3)$$

การหาค่า เอ็นวิโลปด้านบนและด้านล่างได้ด้วยการแทนค่าสมการ (3.3) ลงในสมการ (3.1) :. และ (3.2) ตามลำดับ จากเอ็นวิโลปด้านล่างจะทำให้เราทราบค่า Y_1 และ Y_2 ส่วนเอ็นวิโลปด้านบนจะทำให้เราทราบค่า Y_{\max} แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนของค่ายอดจากฐานของพัลส์ Y_1 & Y_2 ควรจะวัดเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด Y_{\max} จากผลการคำนวณนี้จะทำให้เราสามารถหาสูตรสำเร็จของความสัมพันธ์ของการขยายที่แน่นอนแสดงได้ดังนี้ (วิธีการหาสูตรสำเร็จแสดงในภาคผนวกที่ 2)

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \quad (3-4)$$

โดยกำหนดให้ $y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}$, $y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$

จากเอ็นวิโลปด้านล่างที่ฐานของพัลส์เราสามารถหาค่าดีเลย์ อินอิควอลิตี้ (Delay Inequality) จากค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของ Y_1 และ Y_2 ตามลำดับ ซึ่งทำให้ได้สูตรสำเร็จในการหาดีเลย์ อินอิควอลิตี้ ดังนี้ (วิธีการหาสูตรสำเร็จแสดงในภาคผนวกที่ 2)

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1 y_2}{\left\{ 1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2) \right\} \cdot \left\{ 1 + (y_1 + y_2 - y_1 y_2) \right\}} \right] \quad (3-5)$$

ค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของเอ็นวิโลปด้านล่างจากฐานของพัลส์ Y_1 และ Y_2 ทำการ normalized ด้วยค่ายอดสูงสุดของเอ็นวิโลปด้านบน นั่นก็คือ $y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}$ และ $y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$

สมการ (3-4) และสมการ (3-5) เป็นสูตรสำเร็จที่ใช้ในการวัดความสัมพันธ์ของการขยายและดีเลย์ อินอิควอลิตี้ ตามลำดับ

3.2.1 สาเหตุของการบิดเบี้ยวโดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดียว

(Distortion Cause by Gain Difference Only)

ในกรณีนี้แสดงว่าค่ายอด Y_1 และ Y_2 ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะไม่มี ความบิดเบี้ยวทางคิเลย์เกิดขึ้นก็คือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นความบิดเบี้ยวที่เกิดขึ้นจึงมีแต่ความบิดเบี้ยวของอัตราขยายอย่างเดียว ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นจริงได้ ดังนี้

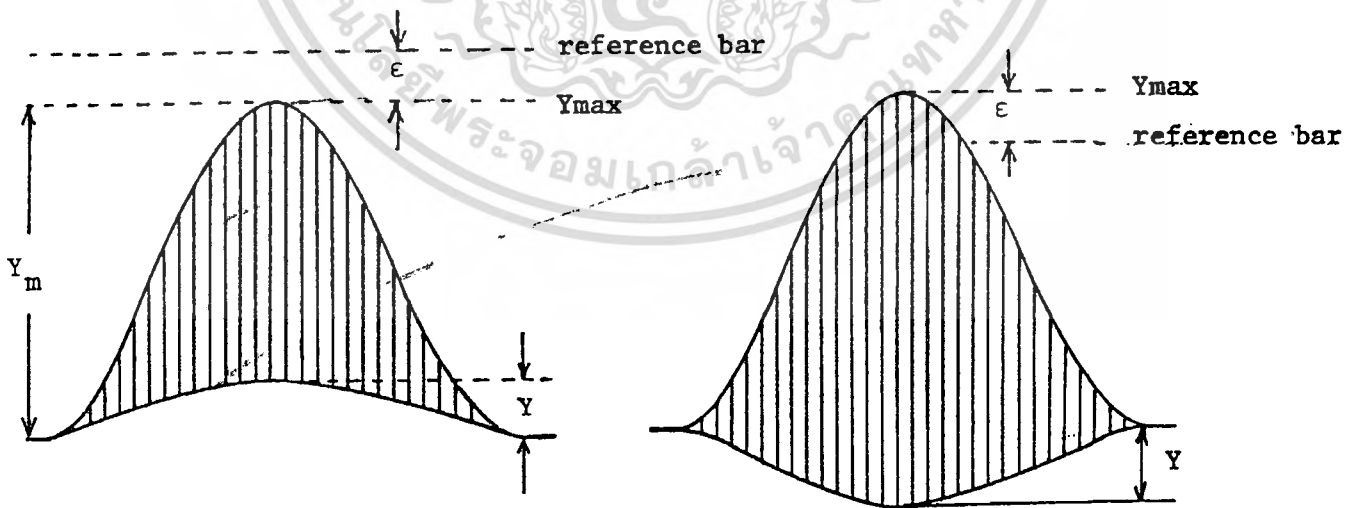
เมื่อ Y_1 หรือ Y_2 มีค่าเป็น 0 สมการ (3.5) จะกลายเป็น

$$\tau = \frac{T_o}{\pi} \cos^{-1} (1) = 0$$

และสมการ (3-4) จะกลายเป็น

$$A = \frac{1 - y_{1,2}}{1 + y_{1,2}} = \frac{1 - \frac{Y}{Y_{max}}}{1 + \frac{Y}{Y_{max}}} \quad (3-6)$$

ซึ่ง $(y_{1,2})$ หรือ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องจากมาจากขนาดของความบิดเบี้ยวที่สัมพันธ์กัน ดังรูป (3.2)



(ก) อัตราการขยายต่ำ $A = \frac{1-y}{1+y}$

(ข) อัตราการขยายสูง $A = \frac{1+y}{1-y}$

รูปที่ 3.2: แสดงความแตกต่างของความบิดเบี้ยวของอัตราขยายอย่างเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (ε) พิจารณาได้จากสมการ (3-6) ดังนี้

$$\epsilon = 1 - A = \frac{2Y/Y_{\max}}{1 - Y/Y_{\max}} \quad (3-7)$$

ถ้า $1 \gg Y/Y_{\max}$ ดังนั้น $\epsilon = 2Y/Y_{\max}$

ซึ่ง $2Y/Y_{\max}$ จะถูกเรียกเป็น Relative Chrominance Level (RCL) และบางครั้งถูกเรียกว่า Relative Amplitude of the Color Sub - Carrier

3.2.2 สาเหตุของการผิดเพี้ยนโดยความแตกต่างของทีเลี้ยวอย่างเดียว

ในกรณีที่ $Y_1 = -Y_2$ ซึ่งฐานของพัลซ์มีรูปร่างเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดเท่ากัน แต่อยู่ตรงข้ามแสดงว่าไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยาย ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมีแต่ความผิดเพี้ยนทางด้านทีเลี้ยวเพียงอย่างเดียว ดังได้แสดงต่อไปนี้

จากสมการ (3-4) แทนค่า $Y_1 = -Y_2$ จะได้ดังนี้

$$A = \frac{1 + (Y/Y_{\max})^2}{1 + (Y/Y_{\max})^2} = 1 = 0 \text{ dB}$$

จากสมการ (3-5) จะกลายเป็น

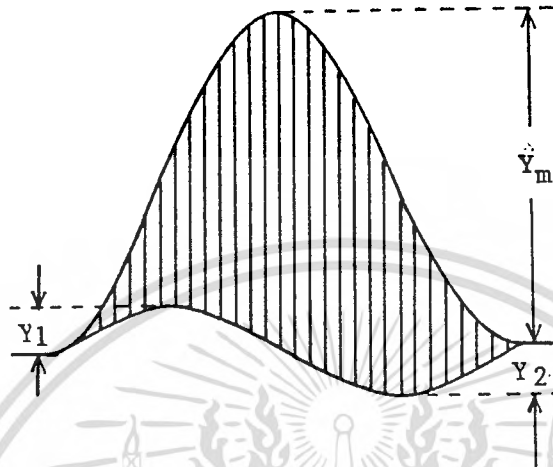
$$\tau = \frac{T_o}{\pi} \cos^{-1} \left[1 - \frac{8(Y/Y_{\max})^2}{\{1 + (Y/Y_{\max})^2\}^2} \right] \quad (3-8)$$

โดยอาศัยสูตรทางตรีโกณมิติ สมการ (3-8) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{2T_o}{\pi} \tan^{-1} \frac{2Y/Y_{\max}}{\{1 - (Y/Y_{\max})^2\}^2} \\ &= \frac{4T_o}{\pi} \tan^{-1} \frac{Y}{Y_{\max}} \end{aligned} \quad (3-9)$$

จะเห็นได้ว่าเมื่อ $Y_1 = -Y_2$ จะได้ $A = 0 \text{ dB}$ ส่วนการผิดเพี้ยนทางด้านทีเลี้ยวแสดงในรูป

(3.3)

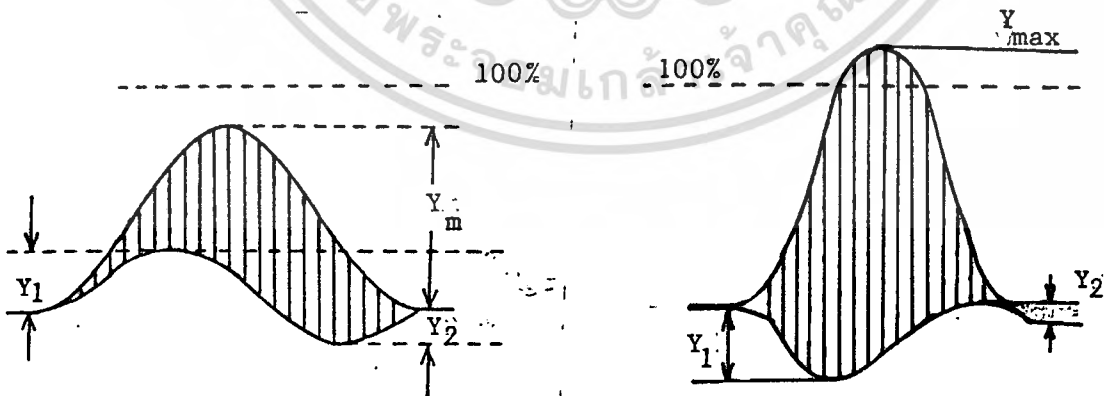


รูปที่ 3.3 แสดงการผิดเพี้ยนของดีเลย์เพียงอย่างเดียว (กรณี $Y_1 = -Y_2$)

3.2.3 กรณีที่เกิดการผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์ พร้อมกัน

ในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบ ค่ายอดทั้งบวกและลบ มีค่าแตกต่างกัน ดังแสดง

ในรูปที่ (3.4)



รูปที่ 3.4 แสดงความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายและดีเลย์ พร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อย ดังนั้นผลคูณของ $y_1 y_2$ สามารถตัดทิ้งได้ สมการ

(3-4) และ (3-5) อาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$A = \frac{1 - (y_1 + y_2)}{1 + (y_1 + y_2)} \quad (3-10)$$

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1 y_2}{1 - (y_1 + y_2)^2} \right]$$

และถ้า $(y_1 + y_2)^2 \ll 1$ ความผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์อาจเขียนได้ใหม่ คือ

$$\tau = \frac{4T_0}{\pi} \sqrt{-y_1 y_2} \quad (3-11)$$

ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายคำนวณด้วยสมการ (3-4) และ (3-10) จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากและความผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์ เมื่อคำนวณด้วยสมการ (3-5) และ (3-11) ค่าที่ได้แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเมื่อผลคูณ $y_1 y_2$ มีค่าน้อย ดังพิจารณาได้จากตัวอย่างดังต่อไปนี้

ตัวอย่าง ในกรณีที่ $y_1 = 0.04$ หรือ 4%, $y_2 = -0.01$ หรือ 1% เปรียบเทียบการคำนวณความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ ดังสมการ (3-4) กับ (3-10) และ (3-5) กับ (3-11) ตามลำดับ จาก (3-4) แทนค่า y_1 และ y_2 ลงไปจะได้

$$\begin{aligned} A &= \frac{1 - (0.04 - 0.01 - 0.04 \times 0.01)}{1 + (0.04 - 0.01 - 0.04 \times 0.01)} = \frac{0.9704}{1.0304} = 0.9418 \\ &= -0.5211 \text{ dB} \end{aligned}$$

จากสมการ (3-10) แทนค่า y_1 และ y_2 จะได้

$$\begin{aligned} A &= \frac{1 - (0.04 - 0.01)}{1 + (0.04 - 0.01)} = \frac{0.97}{1.03} \\ &= -0.52 \text{ dB} \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกันถ้าเราใช้ พัลซ์แบบ 20T จะได้ค่า $T_0 = 2$ μ s. คำนวณหาความผิดเพี้ยนทางด้านดีเลย์ ดังนี้ จาก (3-5) แทนค่า y_1, y_2 และ T_0 จะได้

$$\tau = \frac{2 \times 10^{-6}}{3.14} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8(0.04)(-0.01)}{0.9704 \times 1.0304} \right]$$

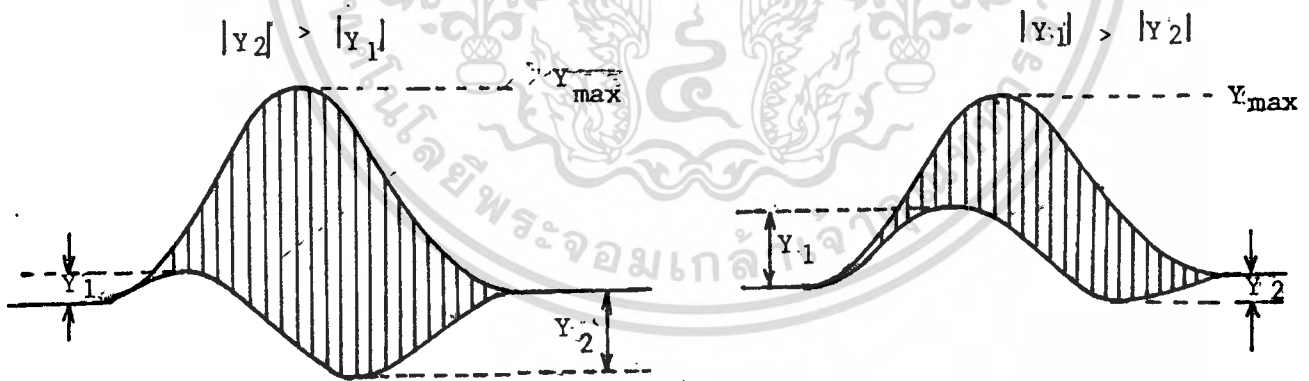
$$= 50.097 \text{ ns}$$

จาก (3-11) แทนค่า y_1, y_2 และ T_0 จะได้

$$\tau = \frac{4 \times 2 \times 10^{-6}}{3.14} \sqrt{0.04 \times 0.01}$$

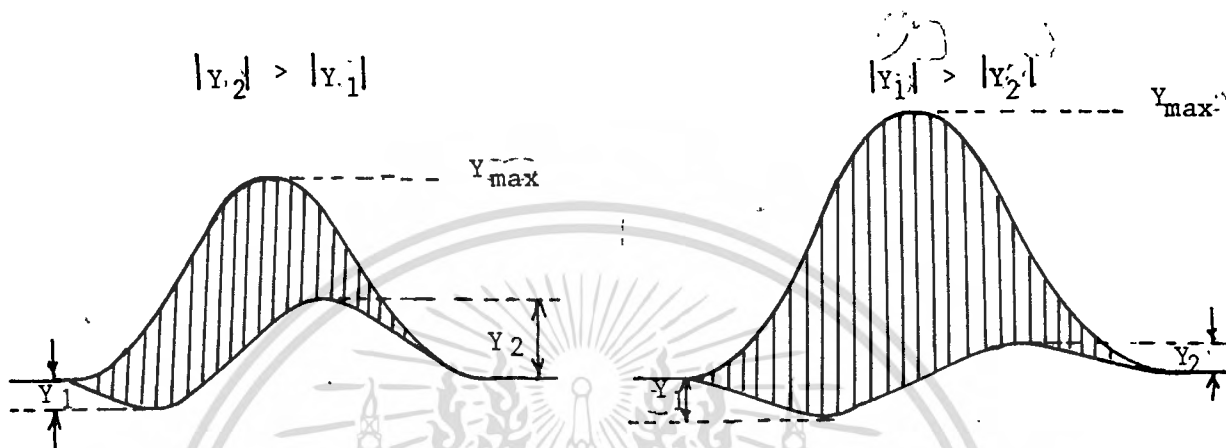
$$\tau = 50.95 \text{ ns.}$$

จากการคำนวณดังตัวอย่างข้างบนนี้จะเห็นได้ว่าค่าที่ได้ใกล้เคียงกันมาก อาจใช้สมการ (3-10) แทน (3-4) และ (3-11) แทน (3-5) ในกรณีที่ y_1 และ y_2 มีค่าไม่เกิน 10 % แบบของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายและดีเลย์ มีลักษณะแตกต่างกัน ดังแสดงได้ในรูปที่ 3.5



ก. โยเกนและดีเลย์

ข. โลเกนและดีเลย์



ค. โลแกนและแอ็คผ่านซ์ทามร์

ง. ไฮเกน แอ็คผ่านซ์

รูปที่ 3.5 แบบของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายและดีเลย์ (กรณีที่ไม่เท่ากันทั้งสองค่า)

3.3 เทคนิคในการสร้างโนโมกราฟ

วิธีการคำนวณหาความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายและดีเลย์จากสูตรสำเร็จที่ได้ จะทำให้สามารถวัดความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบได้ตามต้องการ แต่เพื่อความสะดวกจะนำค่าที่คำนวณได้จากสูตรสำเร็จทั้งสองแบบมาสร้างเป็นโนโมกราฟซึ่งจะทำให้การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย และดีเลย์ รวดเร็วยิ่งขึ้นฟิล์มที่ใช้เป็นแบบมีอคยเลข 20T ฟิล์ม

โนโมกราฟของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยาย และดีเลย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 และ 3.7 โดยพิจารณาจากสมการ (3-10) และ (3-11) ตามลำดับโดยความผิดเพี้ยนจะผิดพลาดน้อยที่สุดถ้าฐานของฟิล์ม y_1 และ y_2 มีค่าไม่เกิน 10%

โนโมกราฟของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายและดีเลย์ที่เกิดขึ้นพร้อมกัน แสดงได้ดังรูปที่ 3:8: ซึ่งเราสามารถหาความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบได้จากกราฟ ดังแสดงต่อไปนี้

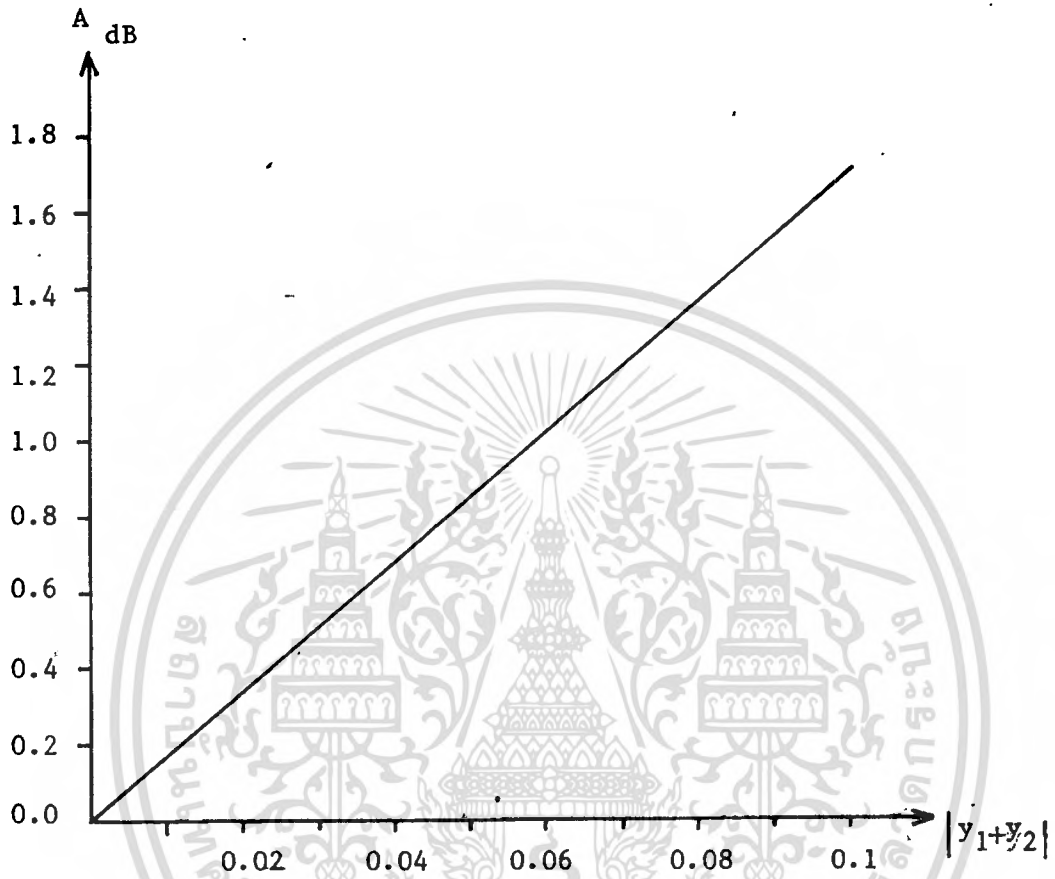
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ผลการทดลอง

ลักษณะของฟิล์มที่นำมาทดสอบขณะที่ยังไม่มีการฉีดพ่นใดๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 กรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายเพียงอย่างเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 กรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนของซีเล็เพียงอย่างเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 3.11 และกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยาย และซีเล็พร้อมๆ กัน แสดงได้ดังรูปที่ 3.12, 3.13 และ 3.14

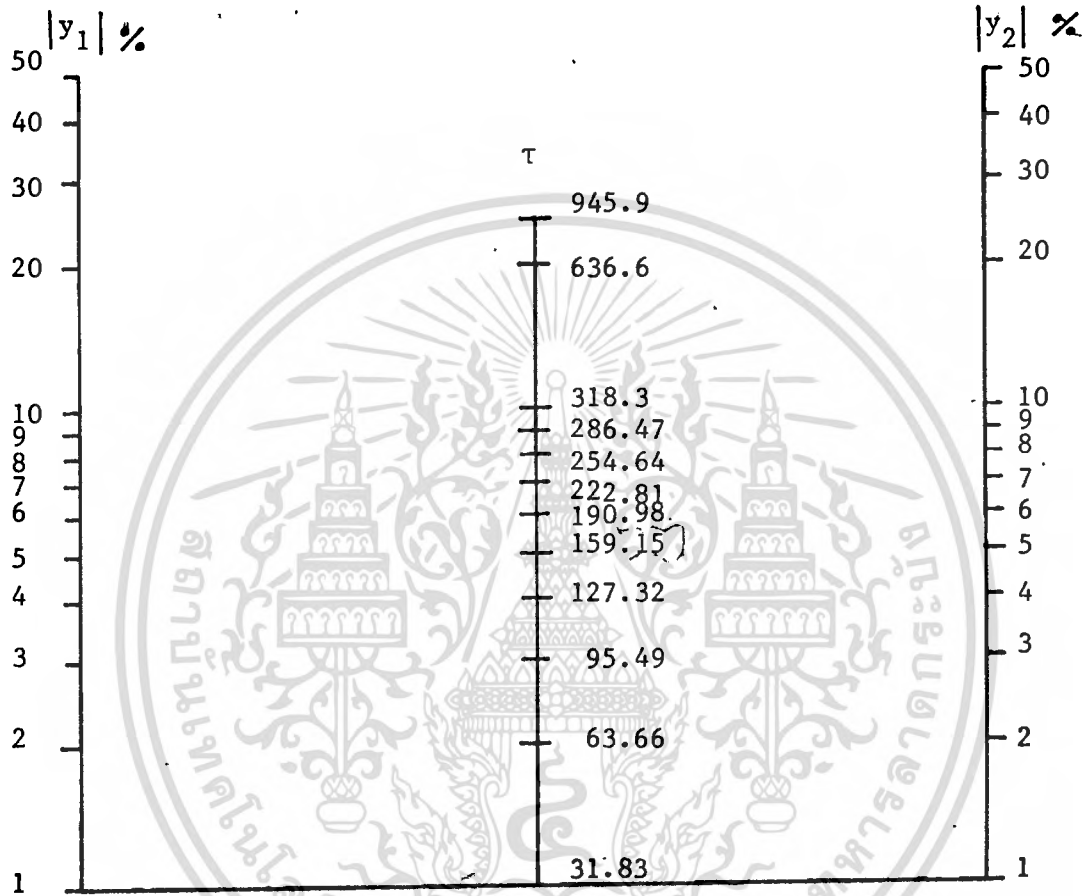
3.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงสูตรสำเร็จในการหาความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย และซีเล็ ซึ่งมีทั้งสูตรที่หาค่าได้โดยตรง และเป็นสูตรที่หาค่าโดยประมาณ ด้วยการพิจารณาค่ายอดของ เอ็นริโบลด้านล่างของเบสไลน์ ก็สามารถคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบได้พร้อมกันนี้ได้สร้าง โนโมแกรมของความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบขึ้น เพื่อความสะดวกรวดเร็วในการวัด

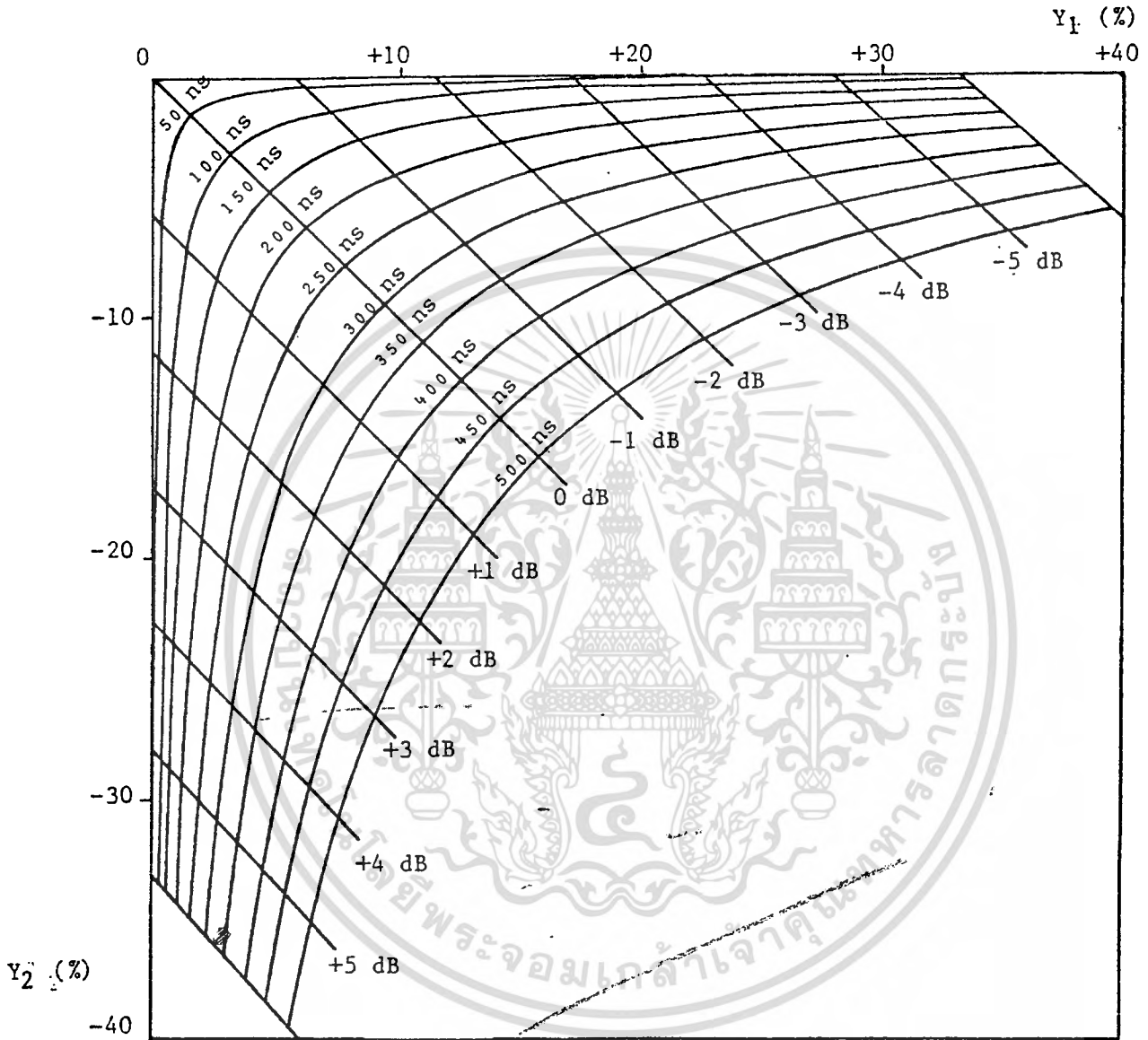


รูปที่ 3.6 โนโมกราฟแสดงความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย อย่างเดียว

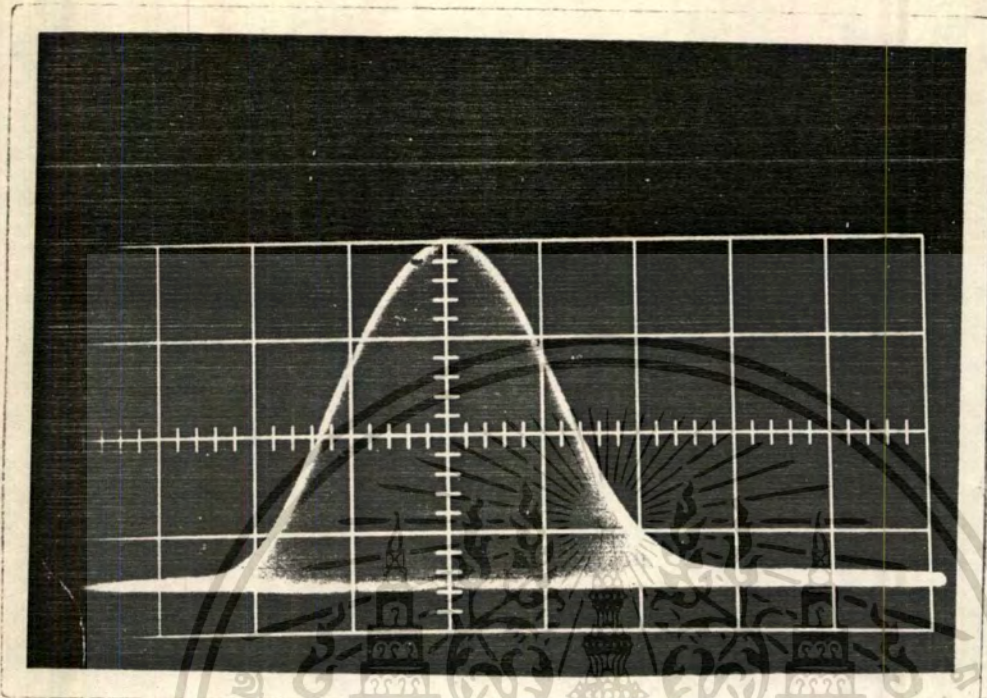
20T PULSE



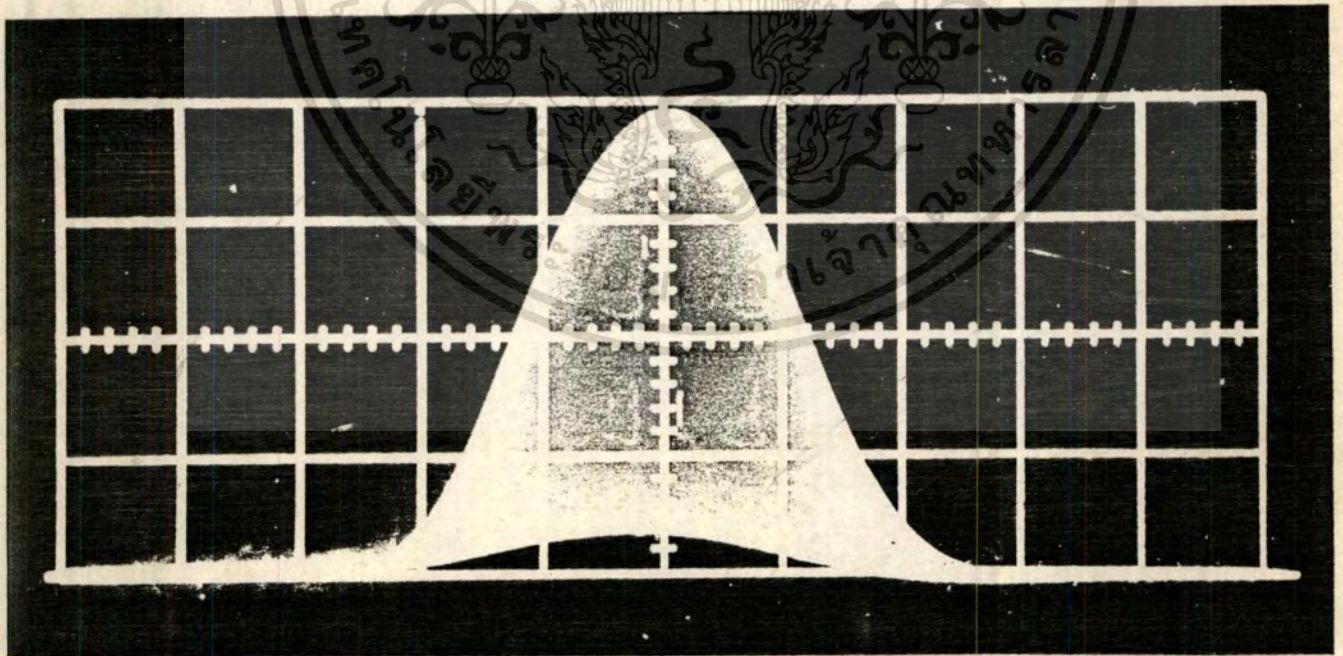
รูปที่ 3.7 โนโมกราฟแสดงความผิดเพี้ยนของดีเลย์เพียงอย่างเดียว



รูปที่ 3.8 โนโมกราฟแสดงความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและดีเลย์สำหรับฟิลซ์แบบ 20T
 ๗ h.a.d 2 μ s ในระบบ 625/50



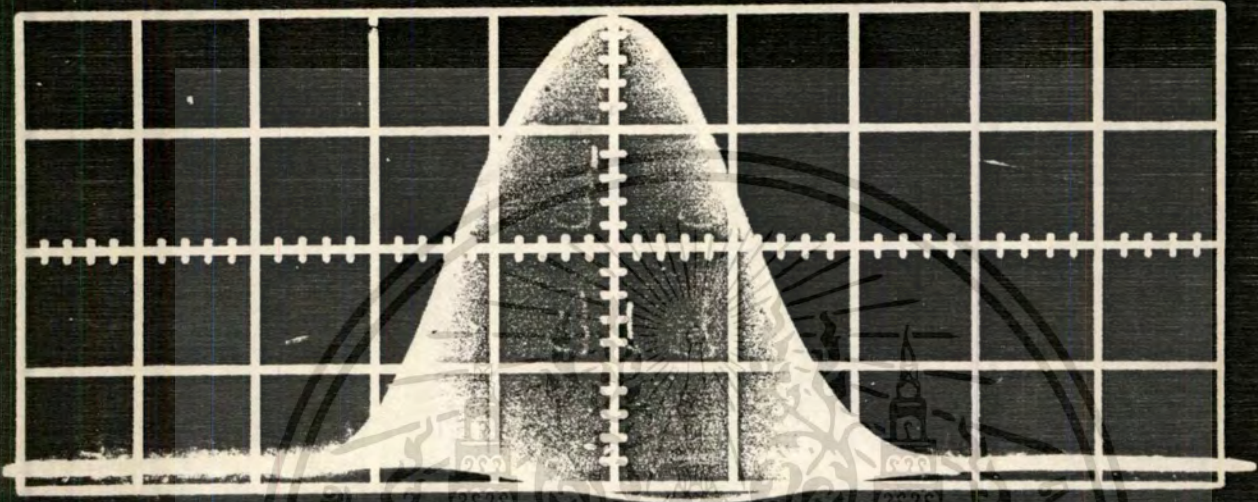
รูปที่ 3.9 ลักษณะของม็อดจูลเลข 20T พัลซ์กรณีที่ไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น



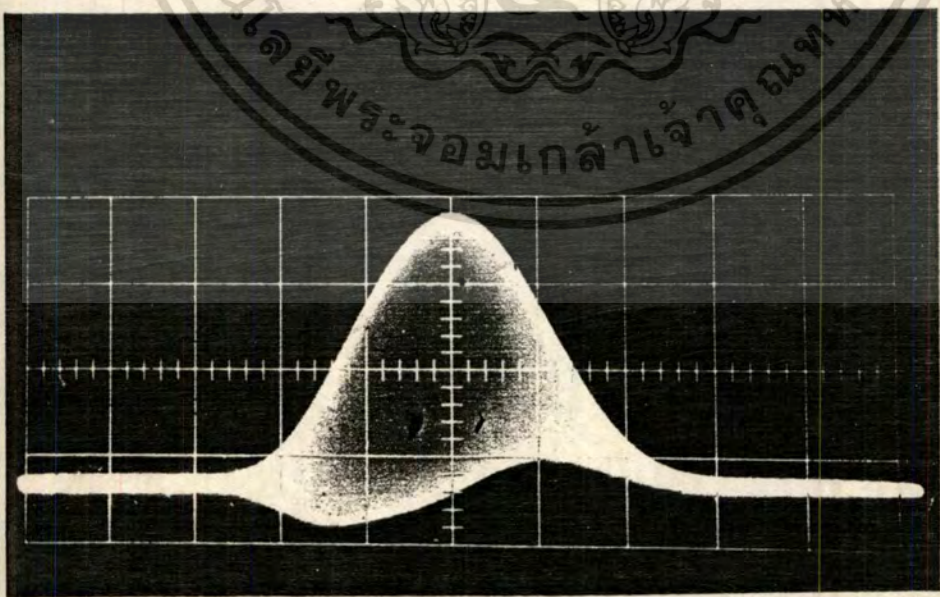
รูปที่ 3.10 ลักษณะของม็อดจูลเลข 20T พัลซ์ กรณีที่มีความผิดเพี้ยนของอัตราขยายอย่างเดียว

ซึ่งเป็น โลเกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

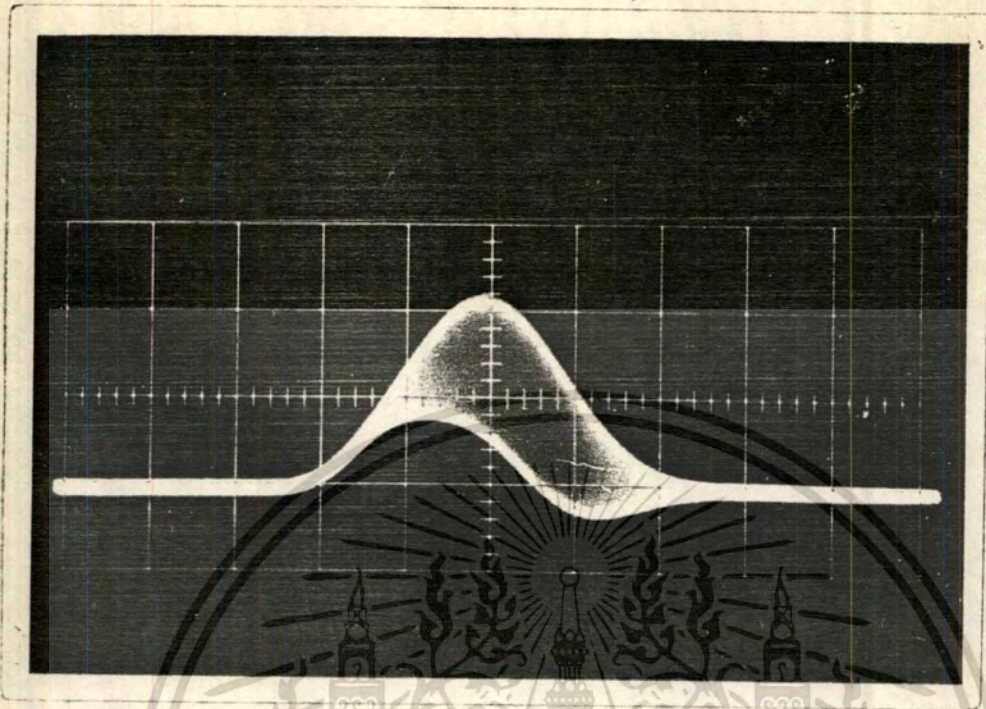


รูปที่ 3.11 ลักษณะของมือคดูเลข 20T พัลซ์กรณที่มีความผิดเพี้ยนของติเฉลี่ยเพียงอย่างเดียว

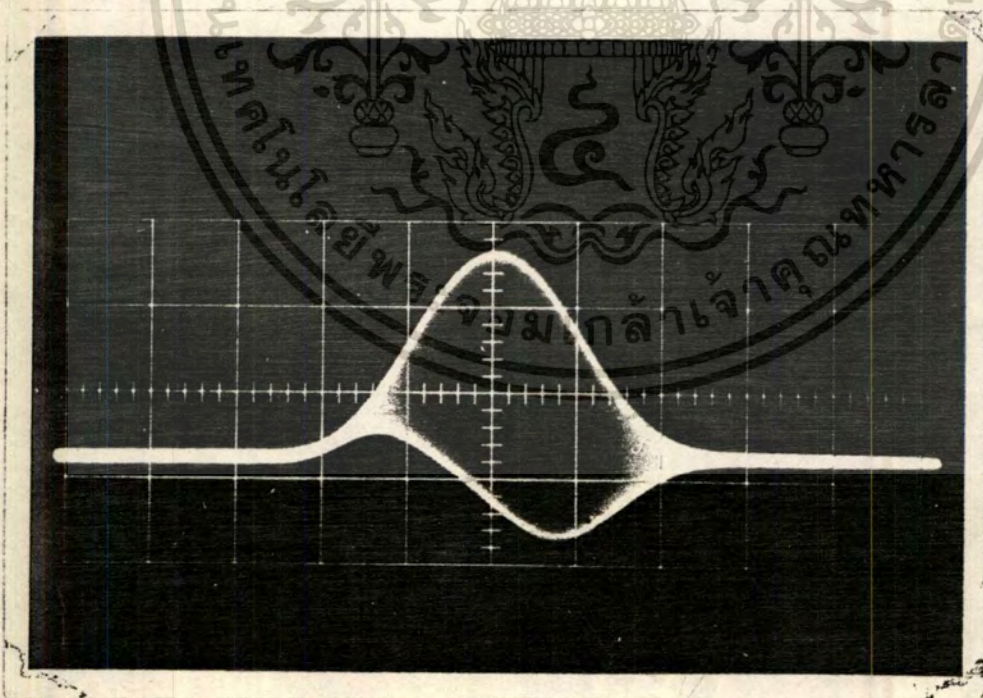


รูปที่ 3.12 ลักษณะของมือคดูเลข 20T พัลซ์กรณที่มีความผิดเพี้ยนทั้งสองอย่างซึ่ง เป็นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นและตีพิมพ์โดยศูนย์บริการวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 ลักษณะของความผิดเพี้ยนแบบโลเกน และติเลย์



รูปที่ 3.14 ลักษณะของความผิดเพี้ยนแบบไฮเกน และติเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วิธีการใหม่ในการวัดโครมิแนนซ์ ลูมิแนนซ์ อินอีควอลิตี้ เมื่อความผิดเพี้ยนมีค่าน้อยมาก

(New Method on the Measurement of Low Distortions of the Chrominance to Luminance Inequality)

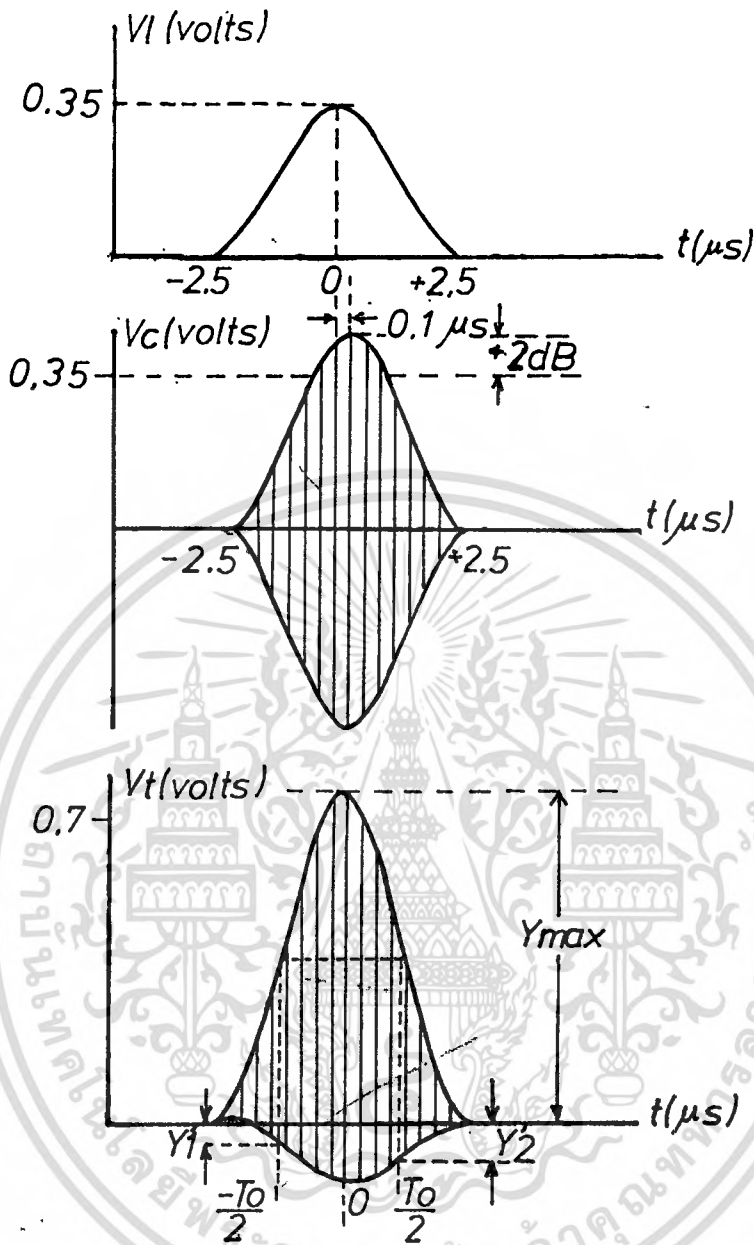
4.1 บทนำ [3,11]

สืบเนื่องมาจากบทที่ ๓ ผู้เขียนได้แสดงวิธีการวัดและคำนวณความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ ซึ่งสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนทั้งสองแบบสามารถคำนวณค่าได้ทั้งค่าจริง และค่าประมาณ โดยพิจารณาจากค่ายอด (baseline peaks) ทั้งสองของเอ็นวีโลปด้านล่างจากฐานของพัลส์ก็สามารถคำนวณความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย และดีเลย์ได้ จากผลการคำนวณนี้สามารถนำไปสร้างโนโมกราฟได้ ดังรูปที่ 3.8

เป็นที่น่าสังเกตว่าโนโมกราฟในรูปที่ 3.8 ไม่สามารถวัดค่าของความผิดเพี้ยนได้ถ้าค่าของเอ็นวีโลปด้านล่าง ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าน้อยมาก และในช่วงนี้เป็นการยากสำหรับการวัดค่าความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ ที่แน่นอนเนื่องจากเส้นโค้งของดีเลย์ที่คงที่อยู่ใกล้กับแกนทั้งสองมาก จากเหตุผลข้างบนนี้ นำไปสู่วิธีการใหม่ในการวัดค่าความผิดเพี้ยนซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

4.2 ทฤษฎีและการหาสูตรสำเร็จ

วิธีการคำนวณและวิธีการสร้างโนโมกราฟของ มอดคูลเลข $20T$ พัลส์ (Modulated $20T$ pulse) สำหรับการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ ในกรณีที่ฐานของพัลส์ Y_1 Y_2 มีค่าน้อยมาก พิจารณาได้จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่า Y_1 และ Y_2 ที่ได้ไม่สามารถนำไปใช้กับวิธีการในบทที่ 3 ได้ ดังนั้นจึงกำหนดค่า Y_1 และ Y_2 ใหม่ให้มีคือให้จุดศูนย์กลางของมอดคูลเลข $20T$ พัลส์ อยู่ตรง Y_{max} กำหนดให้ Y_1' และ Y_2' เป็นค่าที่อยู่ห่างจุดศูนย์กลางไปเป็นระยะ $-\frac{T_0}{2}$ และ $+\frac{T_0}{2}$ ตามลำดับ โดยไม่คำนึงว่า Y_1' และ Y_2' จะเป็นค่ายอดของเอ็นวีโลปด้านล่างหรือไม่



รูปที่ 4.1 แสดงความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและคิเลย์ กรณีที่ Y_1 หรือ Y_2 มีค่าน้อยมาก วิธีการหาความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและคิเลย์ทำได้โดยการแทนสมการ (3-1) ลงใน (3-2) และ (3-3) ตามลำดับจะได้ดังนี้

$$U(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} + \frac{A}{4} + \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} \quad (4-1)$$

$$I(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} - \frac{A}{4} - \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} \quad (4-2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่า $U(t)$, $\ell(t)$ และ $\frac{+T}{2}$ จากรูป 4.1 ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ที่ } t = 0 \quad U(0) &= Y_{\max} = \frac{1}{2} + \frac{A}{4} + \frac{A}{4} \cos \frac{\pi T}{T_0} \\ &\cong \frac{1+A}{2} \quad \left(\frac{T}{T_0} \ll 1 \right) \end{aligned} \quad (4-3)$$

แทนค่า $t = -\frac{T}{2}$ ลงใน (4-2) จะได้ $Y'_1 = \ell\left(-\frac{T}{2}\right)$ ดังนี้

$$Y'_1 = \frac{1}{4} - \frac{A}{4} - \frac{A}{4} \sin \frac{\pi T}{T_0} \quad (4-4)$$

Y'_1 normalized ด้วย Y_{\max}

$$\frac{Y'_1}{Y_{\max}} = \frac{1}{1+A} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{A}{2} + \frac{A}{2} \sin \frac{\pi T}{T_0} \right\} \quad (4-5)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$\frac{Y'_2}{Y_{\max}} = \frac{1}{1+A} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{A}{2} - \frac{A}{2} \sin \frac{\pi T}{T_0} \right\} \quad (4-6)$$

สมการ (4-5) บวกกับ (4-6) แล้วจัดเสียใหม่จะได้ความผิดเพี้ยนของอัตราขยายดังนี้

$$A = \frac{1 - \left[\frac{Y'_1}{Y_{\max}} + \frac{Y'_2}{Y_{\max}} \right]}{1 + \left[\frac{Y'_1}{Y_{\max}} + \frac{Y'_2}{Y_{\max}} \right]} \quad (4-7)$$

ในทำนองเดียวกันนำสมการ (4-5) ลบด้วย (4-6) จะได้ความผิดเพี้ยนทางดีเลย์ ดังนี้

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \sin^{-1} 2 \left[\frac{Y'_1}{Y_{\max}} - \frac{Y'_2}{Y_{\max}} \right] \quad (\tau \ll 1) \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2T_0}{\pi} \frac{\frac{Y'_1}{Y_{\max}} - \frac{Y'_2}{Y_{\max}}}{1 - \frac{Y'_1}{Y_{\max}} - \frac{Y'_2}{Y_{\max}}} \quad \left(\frac{T}{T_0} \ll 1 \right) \quad (4-8) \end{aligned}$$

4.3 เทคนิคในการสร้างโนโมกราฟ

$$\text{จากสมการที่(4-7) จะได้ } \frac{Y_1'}{Y_{\max}} = \frac{1-A}{1+A} \left| \frac{Y_2'}{Y_{\max}} = 0 \right. \text{ และ } \frac{Y_2'}{Y_{\max}} = \frac{1-A}{1+A} \left| \frac{Y_1'}{Y_{\max}} = 0 \right. \quad (4.9)$$

จากสมการข้างบนนี้จะให้ความผิดพลาดของอัตราขยาย (A)

$$\text{จากสมการ (4.8) จะได้ } \frac{Y_1'}{Y_{\max}} = \frac{\tau_x}{2T_o + \tau_x} \left| \frac{Y_2'}{Y_{\max}} = 0 \right. \text{ และ } \frac{Y_2'}{Y_{\max}} = \frac{\tau_x}{-2T_o + \tau_x} \left| \frac{Y_1'}{Y_{\max}} = 0 \right. \quad (4.10)$$

จากสมการข้างบนนี้เป็นการแสดงความผิดพลาดของดีเลย์

จากที่กล่าวมาข้างบนนี้ไปเขียนโนโมกราฟแสดงการวัดความผิดพลาดของอัตราขยายและดีเลย์ได้ดังรูปที่ 4.2 กรณีความผิดพลาดแสดงผลการทดลองดังรูปที่ 4.3

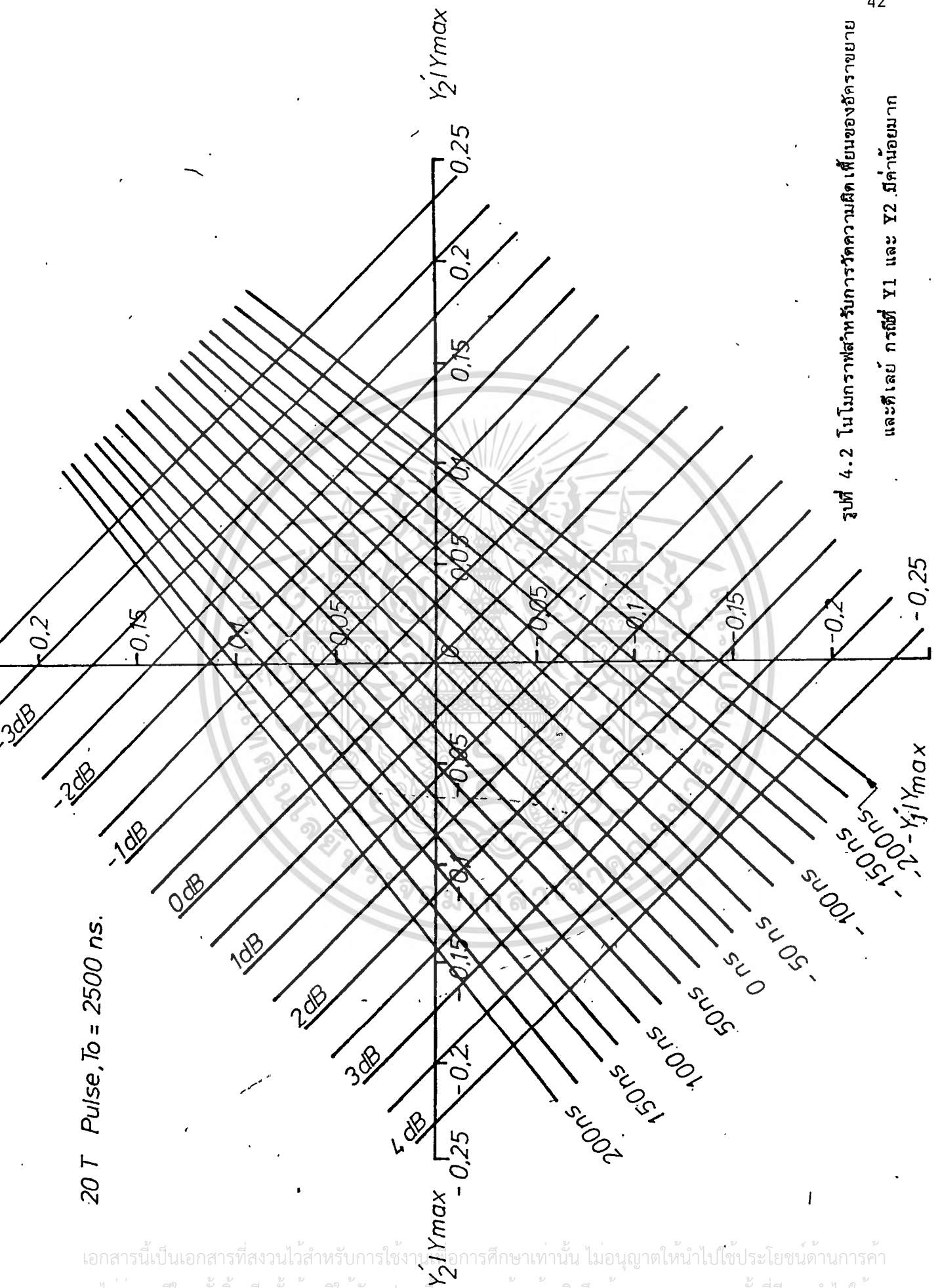
4.4 ผลการทดลอง

กรณีที่เกิดความผิดพลาดของอัตราขยาย และดีเลย์ที่ Y_1 และ Y_2 มีค่าน้อยมากแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

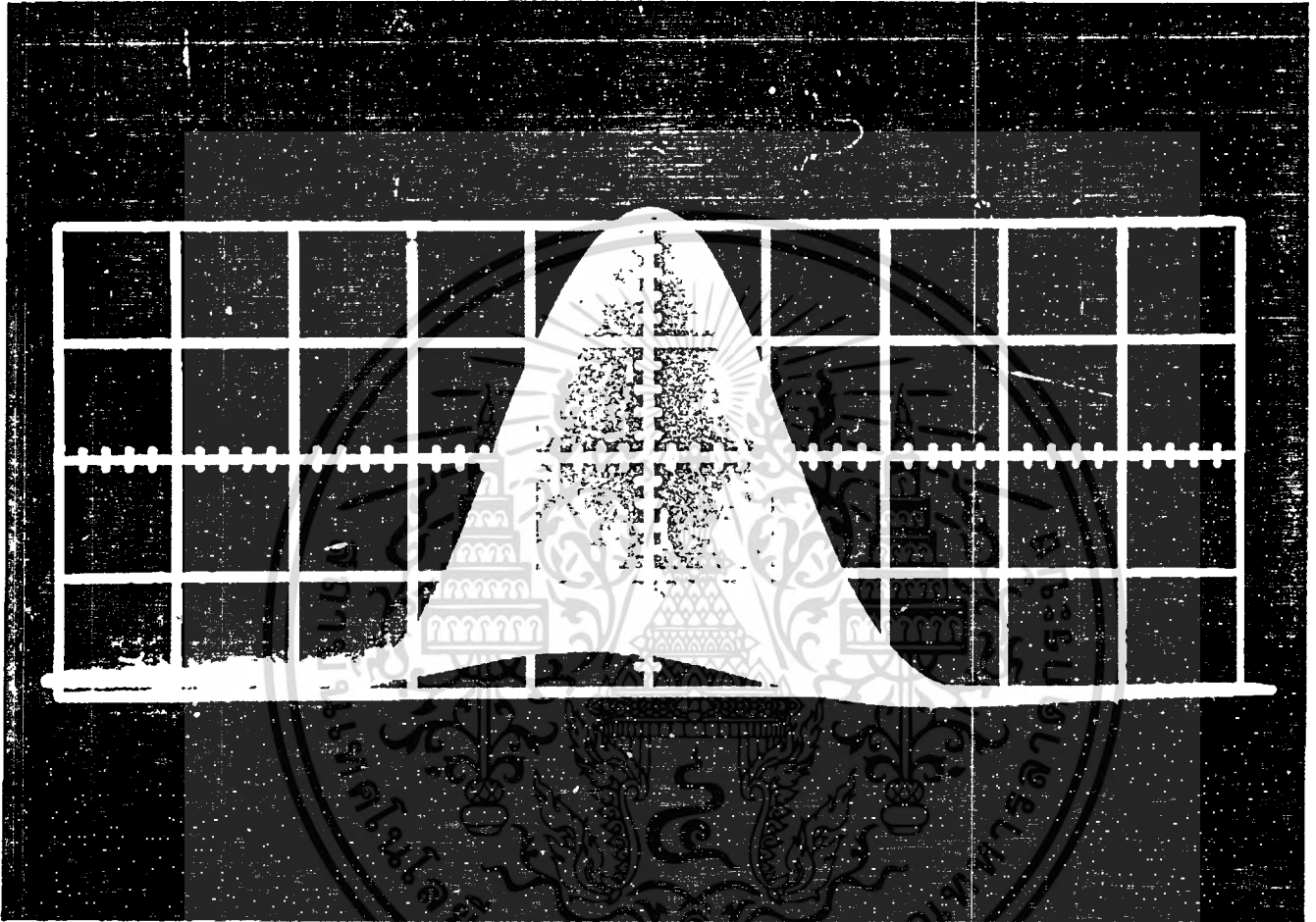
4.5 บทสรุป

โนโมกราฟที่ได้สร้างขึ้นนี้ ทำให้ง่ายและสะดวกต่อการวัดความผิดพลาดของอัตราขยายและดีเลย์ซึ่งจะได้ค่าที่แน่นอนตามต้องการ ในกรณีที่ค่า $\frac{Y_1}{Y_{\max}}$ และ $\frac{Y_2}{Y_{\max}}$ มีค่าน้อยมากเราไม่สามารถวัดค่าที่แน่นอนได้จากบทที่ 3 ฉะนั้นโนโมกราฟใหม่จึงได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้วัดค่าความผิดพลาดเล็กน้อย โดยใช้สมการ (4.9) และ (4.10) ตามลำดับ

20 T Pulse, $T_0 = 2500$ ns.



รูปที่ 4.2 โบนโมกราฟสำหรับการวัดความผิดเพี้ยนของฮัครายขยาย และตัวเลขกริดที่ Y1 และ Y2 มีค่าน้อยมาก



รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะของความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย และคิเลย์กรณที่ Y_1 และ Y_2 มีค่าน้อยมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

หลักการแก้ความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและดีเลย์ของสัญญาณโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์

(Equalization of Chrominance-Luminance Amplitude and Delay Inequalities)

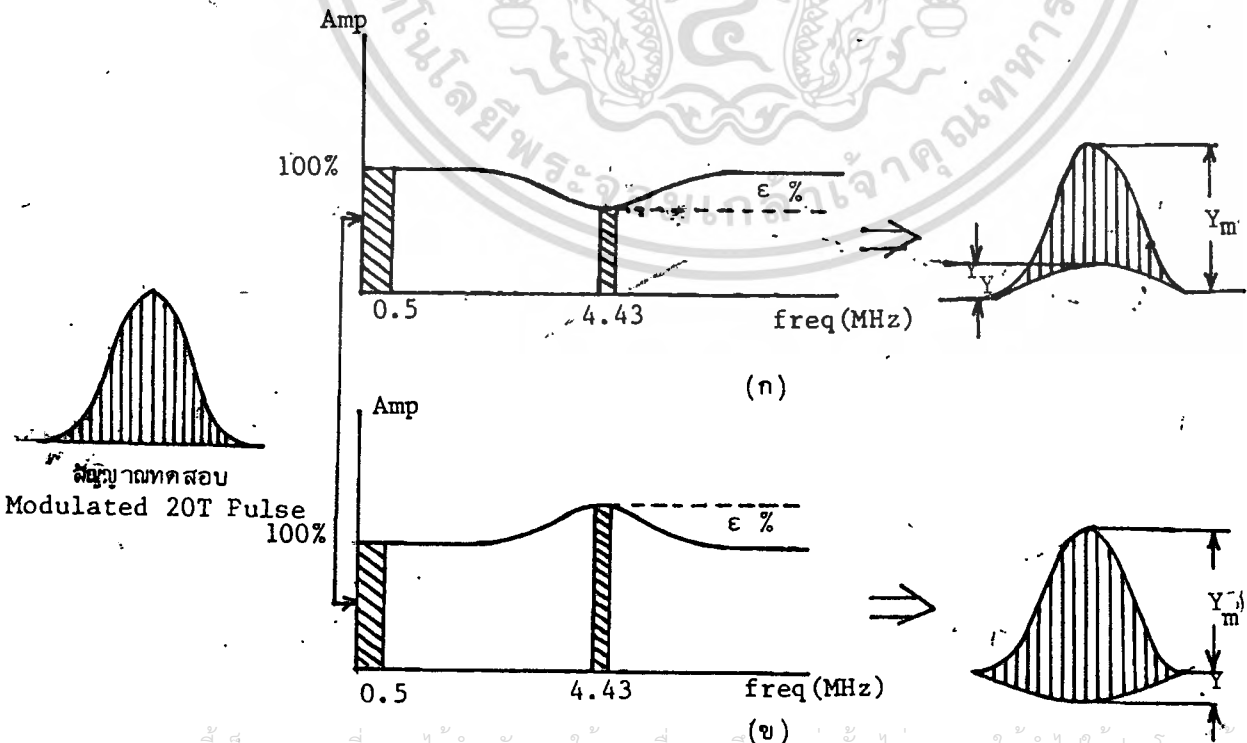
5.1 บทนำ

ในระบบโทรทัศนส์การส่งสัญญาณภาพจากที่หนึ่งไปยังที่หนึ่งที่มีระยะทางไกลๆ โดยใช้สายส่งภาพ (Video Cable) หรือสัญญาณที่ถูกส่งผ่านระบบการส่ง (Transmission System) จะมีปัญหาเกี่ยวกับผลตอบสนองของความถี่ (Frequency Response) ของสัญญาณภาพคือที่ความถี่สูง ขนาดของสัญญาณอาจจะเปลี่ยนแปลงหรือสัญญาณอาจจะเกิดการล่าช้า (Delay) ขึ้นดังนั้นที่ปลายทางด้านรับจะเกิดผลตอบสนองที่ไม่คงที่ (Non Flat Response) ขึ้นซึ่งผลดังกล่าวจะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปจากเดิม โดยความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นเราสามารถวัดได้โดยใช้สัญญาณมีอดดูเลข 20T โคไซน์กำลังสองพัลส์ ซึ่งได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 และบทที่ 4

5.2 ความผิดเพี้ยนของขนาดของโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์

(Chrominance-Luminance Amplitude Inequality)

ผลตอบสนองของขนาดกับความถี่ อาจมีคุณสมบัติเป็นได้ทั้งความผิดเพี้ยนแบบ Low Gain และ High Gain ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ก และ 5.1ข เมื่อสัญญาณที่ทดสอบเป็นมีอดดูเลข 20T พัลส์



รูปที่ 5.1 ความผิดเพี้ยนของขนาด (ก) ความผิดเพี้ยนแบบ Low Gain (ข) ความผิดเพี้ยนแบบ High Gain

ความผิดเพี้ยนเนื่องจากขนาดสามารถคำนวณได้จาก

$$\epsilon = 1 - \frac{V_c}{V_1} = 1 - \frac{[1 - Y/Y_m]}{[1 + Y/Y_m]} \dots\dots\dots (5-1).$$

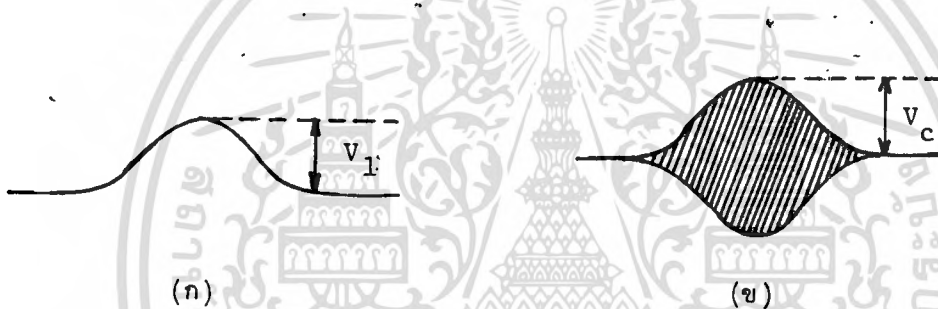
โดยที่ ϵ = ความผิดเพี้ยนของขนาดของโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์

V_c = ขนาดของสัญญาณโครมิแนนซ์

V_1 = ขนาดของสัญญาณลูมิแนนซ์

Y = เป็นค่าสูงสุดของฐานของพัลส์

Y_m = ค่ายอดสูงสุดของมือคดเลข 20T พัลส์

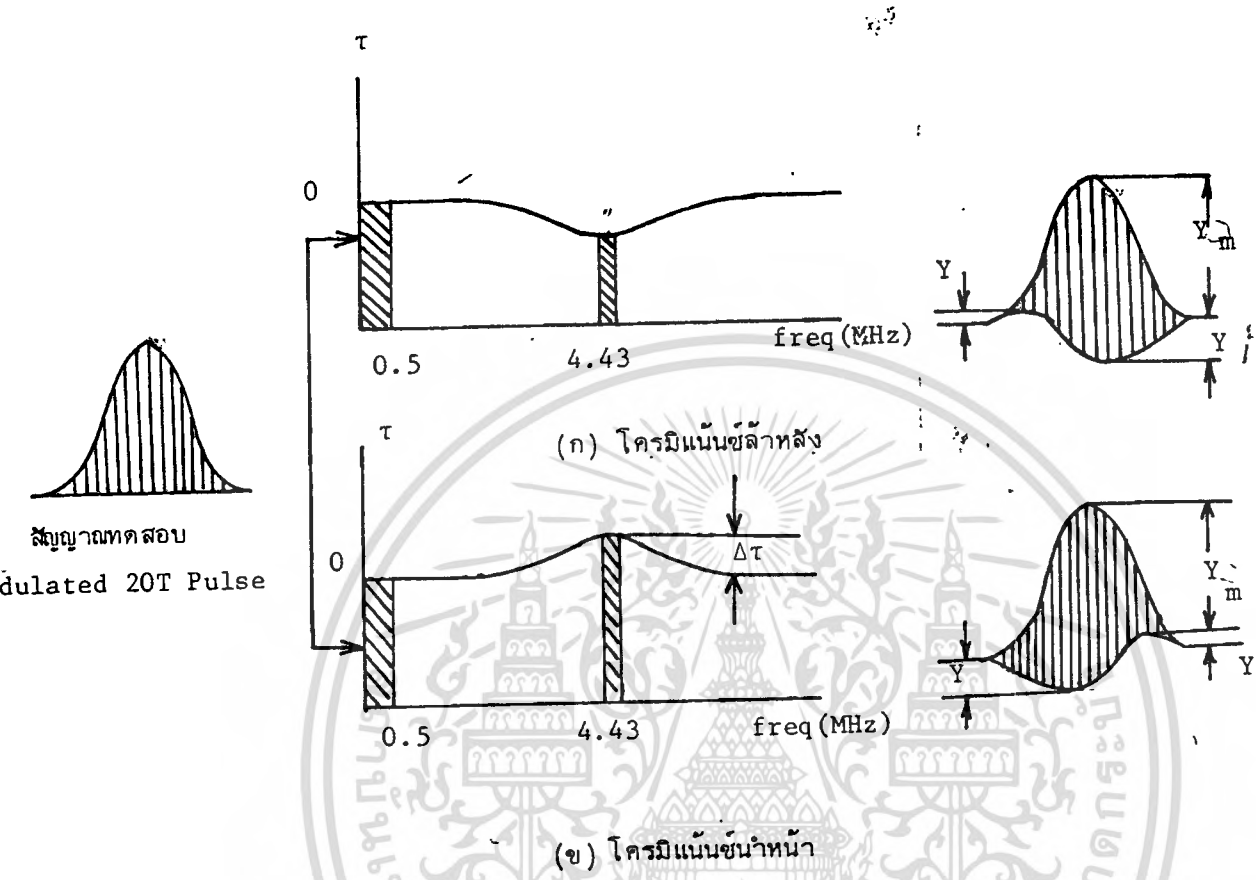


รูปที่ 5.2 (ก) สัญญาณลูมิแนนซ์ (ข) สัญญาณโครมิแนนซ์

5.3 ความผิดเพี้ยนทางค่านีเลย์ของโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์

(Chrominance - Luminance Delay Inequality)

ในกรณีที่ระบบทดสอบมีความผิดเพี้ยนทางค่านีเลย์ ซึ่งอาจมีคุณสมบัตินำหน้า (Chrominance lead) หรือล่าช้า (Chrominance Lag) ดังแสดงในรูปที่(5.3 ข) และ(5.3 ก) ตามลำดับ



รูปที่ 5.3 ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากดีเลย์

ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากดีเลย์กับความถี่ สามารถคำนวณได้โดยใช้สูตร

$$\Delta\tau = \frac{40T}{\pi} \tan^{-1} \frac{Y}{Y_m} \quad (5-2)$$

โดยที่ $\Delta\tau$ = ความผิดเพี้ยนของดีเลย์ (ns)

T = ฮาฟ แอมปริจูด ดูเลชั่น ของ $\sim T$ พัลส์ 100 ns

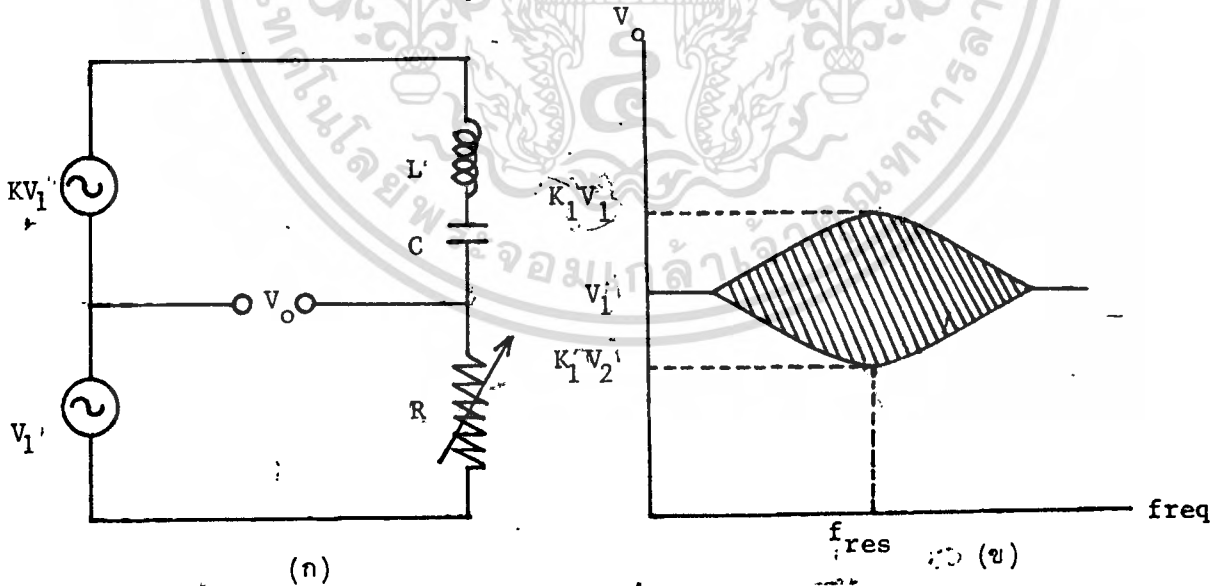
เพื่อที่จะชดเชยความผิดเพี้ยนที่เกิดจากอัตราขยายและดีเลย์ ที่เปลี่ยนแปลงไปในช่วงความถี่ที่ 4.43 MHz (Color region) นี้ เราจึงใช้วงจรที่เรียกว่าอีควอลไลเซอร์ (Equalizer) เข้ามาช่วยแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี (Chrominance Signal) ทั้งอัตราขยายและกรู๊ปดีเลย์ ซึ่งการอีควอลไลซ์นี้จะทำให้ได้ทั้ง Amplitude และ Delay Frequency Characteristic คงที่ (flat) ทุกความถี่โดยเฉพาะที่ 4.43 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การออกแบบ

จากวงจรรูปที่ 5.4 เป็นแนวความคิดริเริ่มได้ว่ากรณีที่โวลเตจกระตุ้นทั้งสองเป็น V_1, KV_1 และขนาดของ V_0 จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ขณะที่ค่ารีเอคแตนซ์ เปลี่ยนแปลงไประหว่าง 0 และ ∞ ขนาดของ V_0 จะเปลี่ยนแปลงไประหว่างขนาดของโวลเตจทั้งสองคือ V_1 และ KV_1 กำหนดให้ K เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงไปตามต้องการโดยที่อัตราขยายอาจเป็น $+dB$ หรือ $-dB$ ก็ได้ ซึ่งวงจรอาจมีการเปลี่ยนแปลงเฟสที่ซับซ้อน แต่ก็สะดวกกับการพิจารณาจากรีเอคแตนซ์ทั้งสองที่เลือกมาที่บริเวณ ณ. ความถี่ resonance วงจรที่ใช้ คือตัวอินดักแตนซ์อนุกรมกับคาแพซิแตนซ์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สร้างโวลเตจ KV_1 และตัวสร้างโวลเตจ V_1 ดังรูป (5.4) ผลตอบสนองของอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงไปโดยการปรับอัตราขยายให้มีค่ามากที่สุด ณ. บริเวณความถี่ resonance

วงจร resonant ที่ต่อกันแบบอนุกรม ดังรูป 5.4 ก ค่าสูงสุดของกริฟต์เฉลี่ยเป็นอัตราส่วนกับค่าอินดักแตนซ์ และไม่ขึ้นกับค่าของคาแพซิเตอร์ ที่ความถี่ resonance เมื่อเปลี่ยนค่าคาแพซิเตอร์ จะไม่ทำให้กริฟต์เฉลี่ยเปลี่ยนไปด้วย



รูปที่ 5.4 (ก) วงจรอิควอไลเซอร์

(ข) ผลตอบสนองของอัตราขยาย

การวิเคราะห์วงจรอิควอไลเซอร์ในรูป 5.4 ก สามารถแสดงค่าอัตราขยายได้ ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{S^2 LC - KSRC + 1}{S^2 LC + SRC + 1} \quad (5-3)$$

$$\left| \frac{V_0}{V_1} \right| = \frac{[(1 - W^2 LC)^2 + (KWRC)^2]^{\frac{1}{2}}}{[(1 - W^2 LC)^2 + (WRC)^2]^{\frac{1}{2}}}$$

หรือเขียนใหม่ได้ว่า

$$\left| \frac{V_0}{V_1} \right|_{dB} = 10 \log \left[\frac{K^2 + Q^2}{f_s^2} \frac{(f_s^2 - 1)^2}{1 + \frac{Q^2}{f_s^2} (f_s^2 - 1)^2} \right] \quad (5-4)$$

และกรูททีเดย์ สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$T_g = \frac{1}{2\pi Q f_s} \left[\frac{K(f_s^2 + 1)}{K^2 f_s^2 / Q^2 + (f_s^2 - 1)^2} + \frac{(f_s^2 + 1)}{f_s^2 / Q^2 + (f_s^2 - 1)^2} \right] \quad (5-5)$$

โดยที่ $f_s = \frac{f}{f_0}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ และ $Q = \omega_0 \frac{L}{R} = 2\pi f_0 \frac{L}{R}$

จากสมการที่ (5-3) จะเห็นได้ว่าวงจรทำหน้าที่เป็น all pass เมื่อโวลเตจกระตุ่น (Voltage Source) ในรูป 5.4 ก มีขนาดเท่ากันซึ่งแสดงว่า $k=1$ และผลตอบสนองของขนาดกับความถี่จะคงที่ตลอด เมื่อค่า K เปลี่ยนแปลงไปโดยที่ถ้า $k < 1$ หรือ $k > 1$ จะทำให้เกิดการสูญเสีย (Loss) หรืออัตราขยาย (gain) ตามลำดับที่ความถี่ resonant (f_0)

ค่าแฟคเตอร์ K ในสมการ (5-5) แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยาย $gain = \frac{V_0}{V_1}$ และกรูททีเดย์ T_g ฉะนั้นถ้าทำให้ค่า K เปลี่ยนไปจะมีผลทำให้กรูททีเดย์เปลี่ยนแปลงไปได้ ในขอบเขตที่จำกัด ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดของกรูททีเดย์จะเกิดขึ้นที่บริเวณความถี่ resonant

$$(T_g)_{resonant} = \frac{(1+1)}{k} \frac{2L}{R} \quad (5-6)$$

ซึ่งในกรณีที่ $K=1$ ค่าของกรูฟตีเลย สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่า R

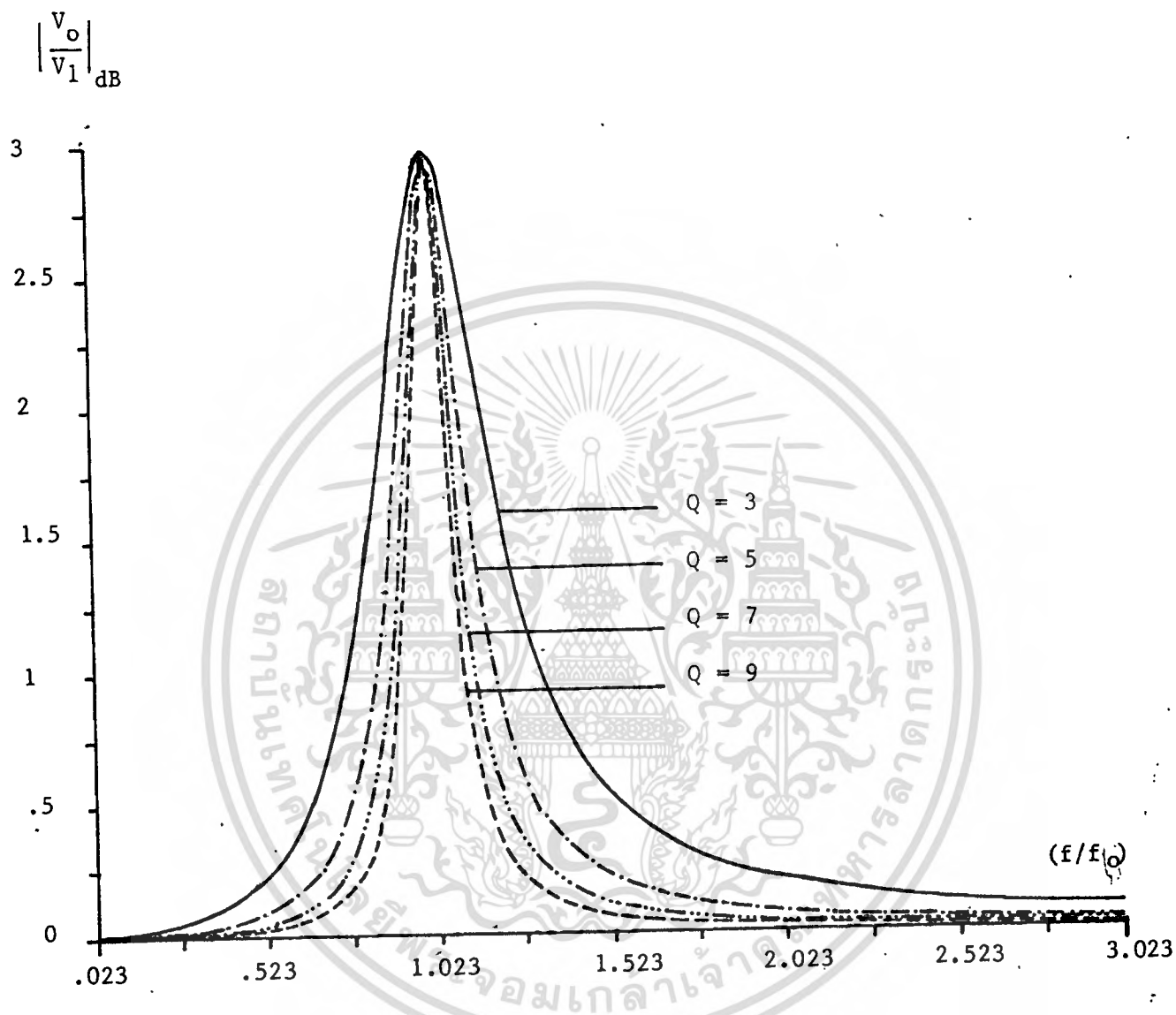
5.5 ผลการออกแบบ

ผลตอบสนองของอัตราการขยายกับความถี่ พิจารณาได้จากสมการ (5-4) ดังแสดงในรูปที่ 5.5 กรณีที่กำหนดให้ค่า $k=1.41$ คงที่ ค่า Q เปลี่ยนแปลงจาก 3,5,7,9 ตามลำดับเราจะได้อัตราการขยายทางด้านบวก และรูปที่ 5.6 แสดงการขยายทางด้านลบ เมื่อกำหนดให้ $k=0.71$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงจาก 3,5,7,9 ตามลำดับส่วนรูปที่ (5.7) และ (5.8) แสดงอัตราการขยายเมื่อ $Q=5$ คงที่ด้วยการเปลี่ยนค่า K ตามลำดับ

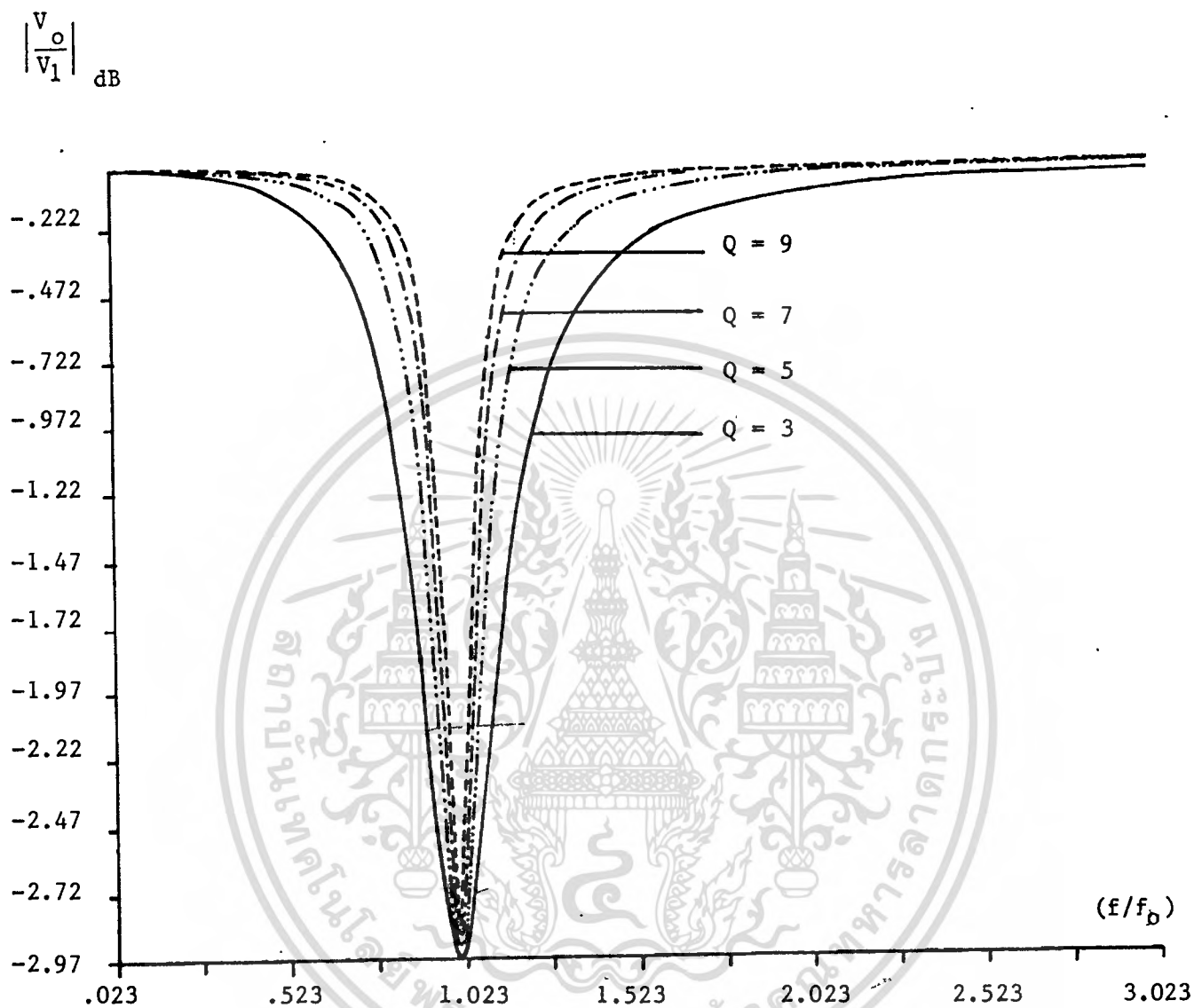
ผลตอบสนองของกรูฟตีเลยกับความถี่ พิจารณาได้จากสมการ (5-5) ซึ่งผลที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.9 กรณีที่กำหนดให้ค่า $k=1.41$ คงที่ ค่า Q เปลี่ยนแปลงจาก 3,5,7 และ 9 ตามลำดับ และรูปที่ 5.10 แสดงกรูฟตีเลย เมื่อกำหนดให้ $k=0.71$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงจาก 3,5,7 และ 9 ตามลำดับ รูปที่ 5.11 กรณีที่กำหนดให้ค่า Q คงที่ ส่วนค่า K เปลี่ยนแปลงจาก 1.2,1.4,1.6 และ 2 ตามลำดับ

5.6 บทสรุป

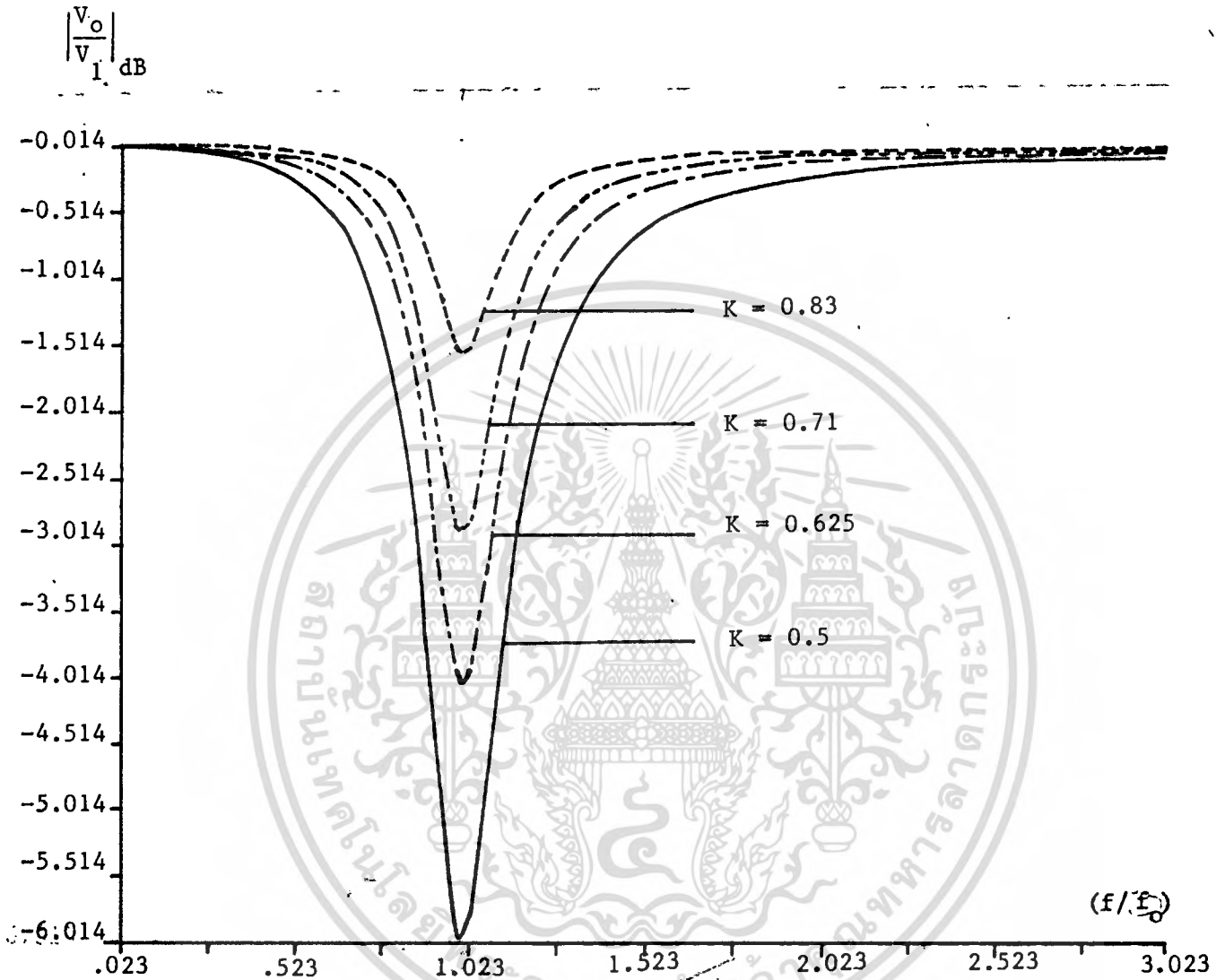
จากทฤษฎีเรเริ่มดังกล่าวเราสามารถนำไปสร้างวงจร (ทางด้าน hard ware) ได้ซึ่งวงจรจากทฤษฎีดังกล่าวสามารถใช้เป็น Universal Equalizer เพราะเราสามารถที่จะปรับทั้งอัตราการขยายและกรูฟตีเลย พร้อมๆ กันไปได้



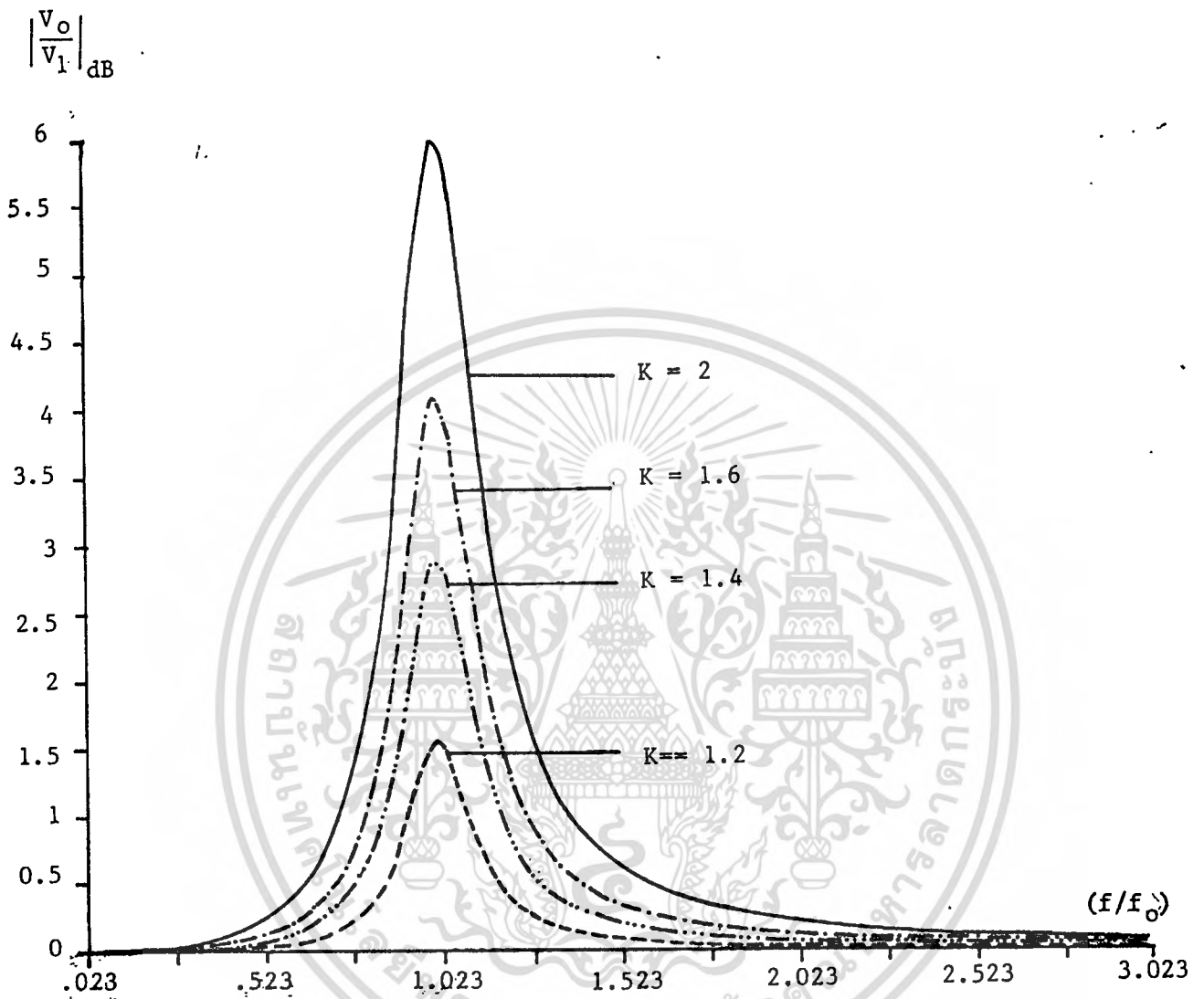
รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของอัตราขยาย กรณีที่กำหนดให้ค่า $K = 1.41$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงไปเป็น 3, 5, 7 และ 9



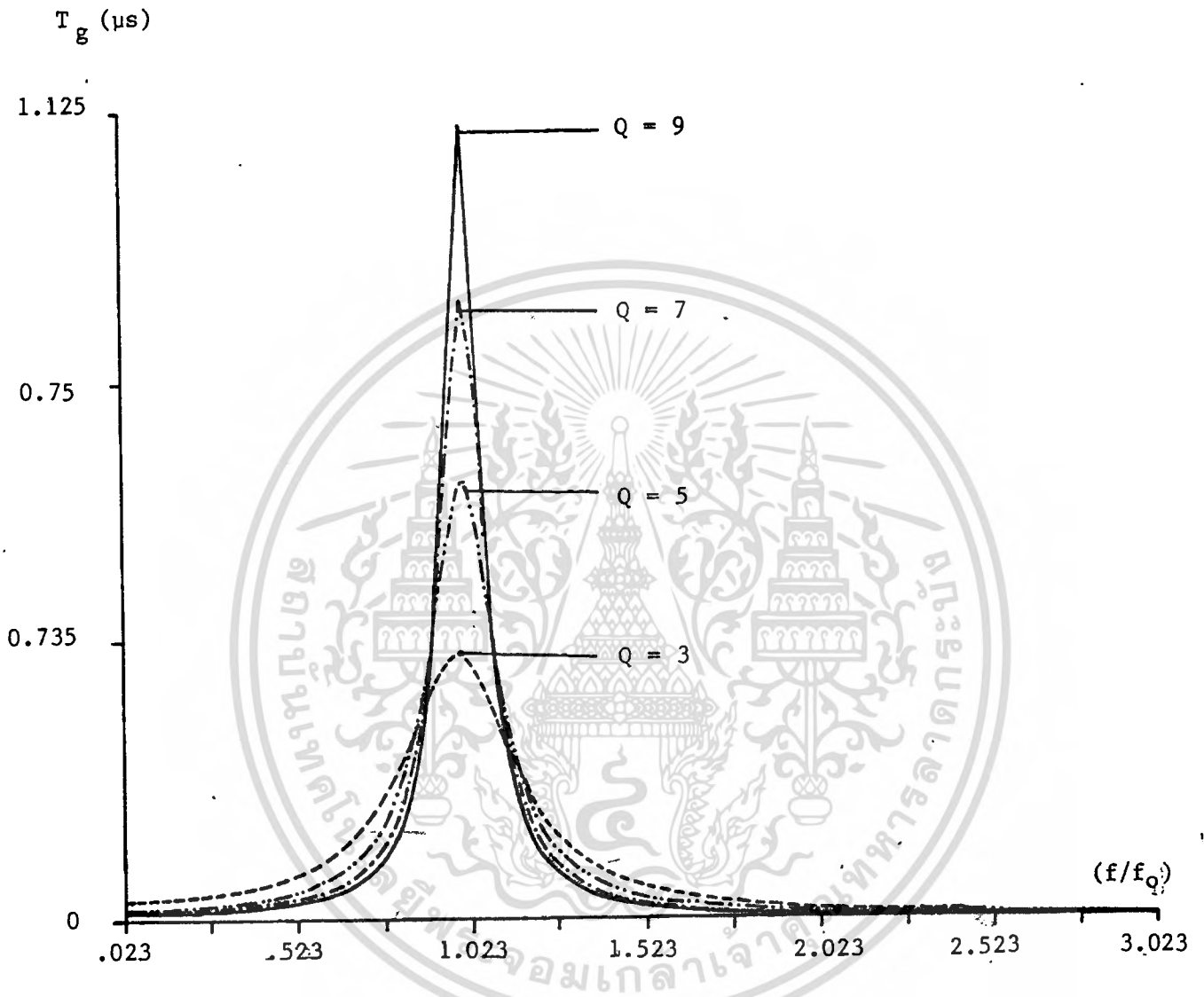
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของอัตราขยาย กรณีที่กำหนดค่า $K = 0.71$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงไปเป็น 3, 5, 7 และ 9



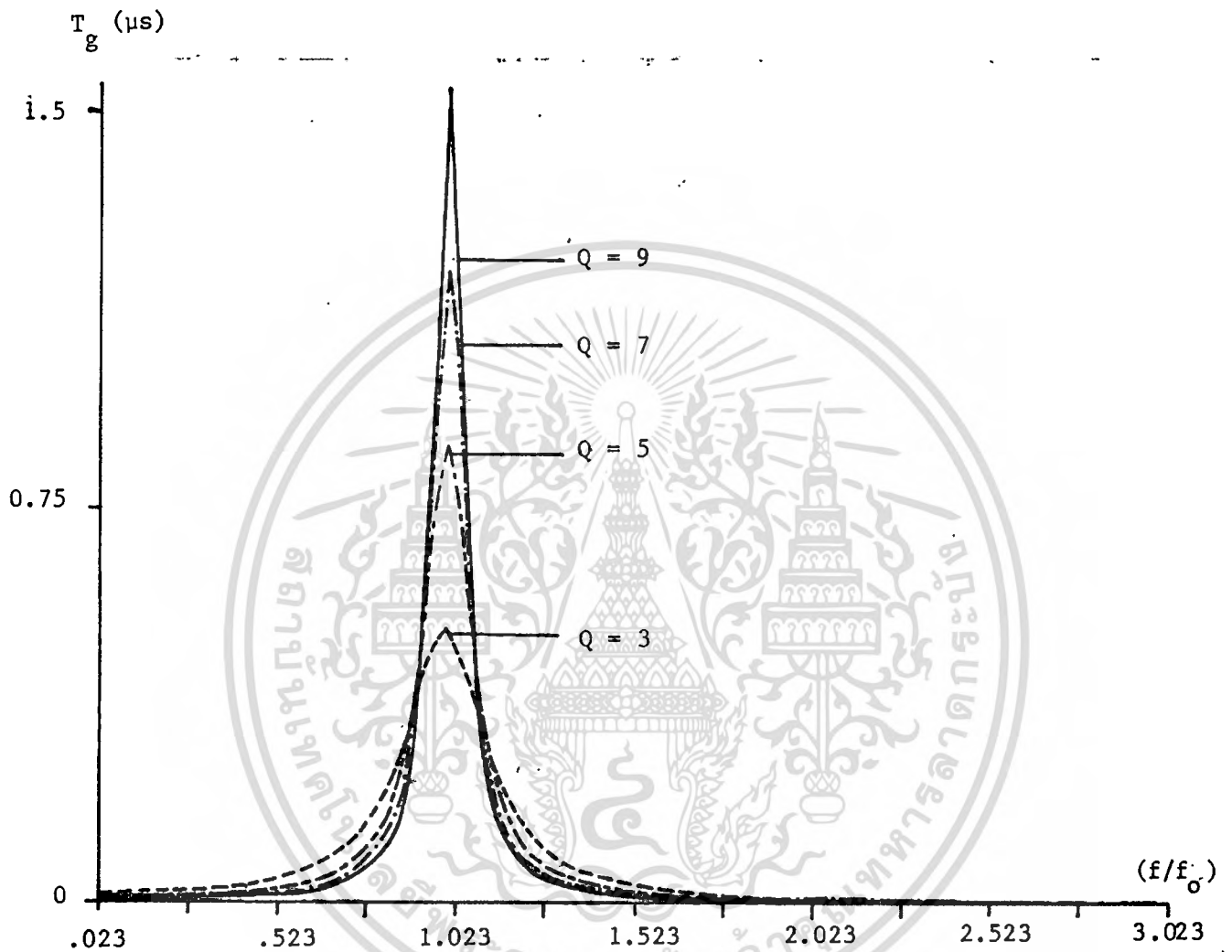
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองของอัตราขยาย กรณีที่กำหนดให้ $Q = 5$ คงที่ ส่วนค่า K เปลี่ยนแปลงไป เป็น 0.5, 0.625, 0.71, 0.83



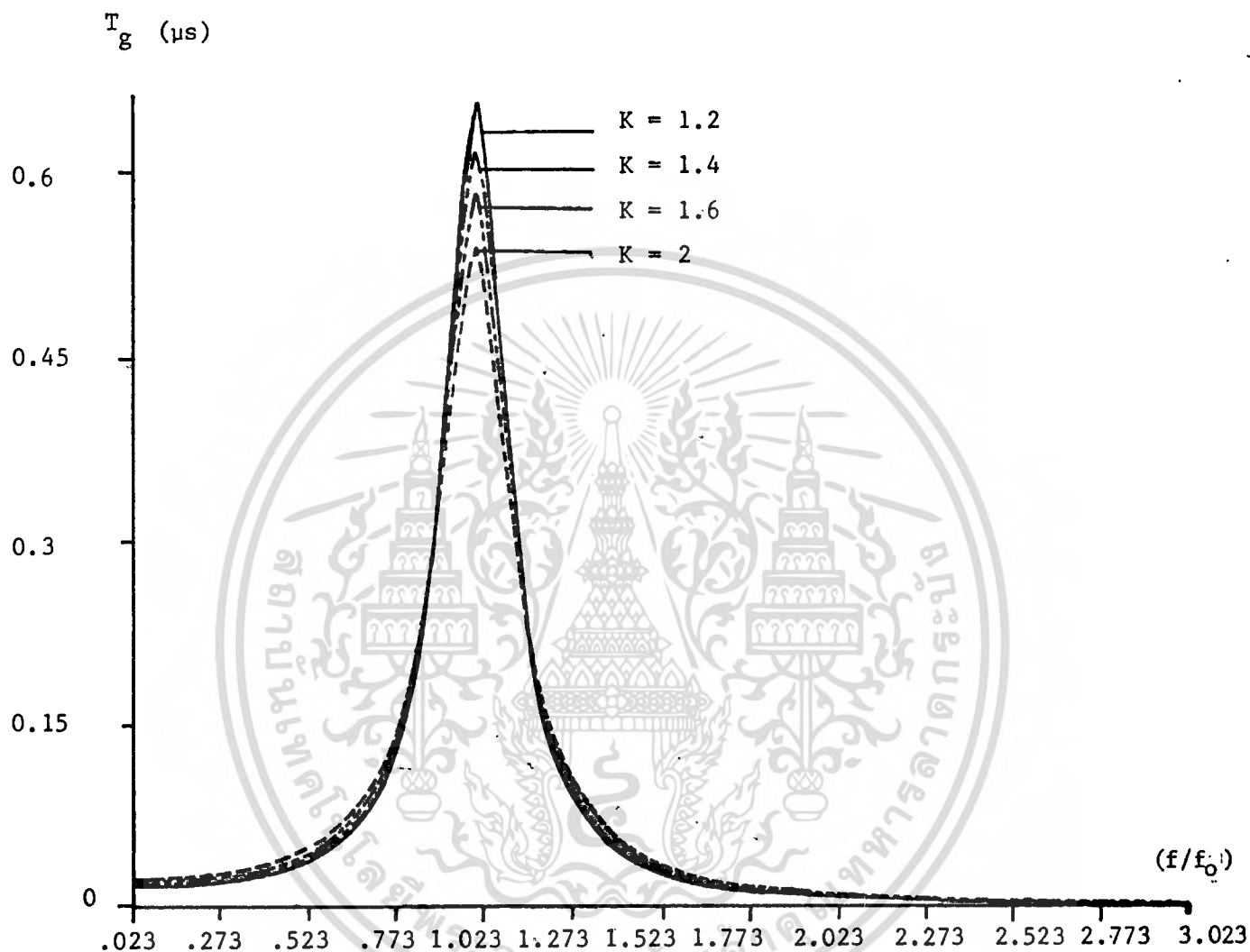
รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองของอัตราขยาย กรณีที่กำหนดค่าให้ $Q = 5$ คงที่ ส่วนค่า K เปลี่ยนแปลงไป เป็น 2, 1.6, 1.4 , และ 1.2



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ กรณีที่กำหนดให้ค่า $K = 1.41$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงไปเป็น 3, 5, 7 และ 9



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของกริฟตีเลย์ กรณีที่กำหนดให้ค่า $K = 0.71$ คงที่ ส่วนค่า Q เปลี่ยนแปลงไป เป็น 3, 5, 7 และ 9



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ กรณีที่กำหนดให้ $Q=5$ คงที่ ส่วนค่า K เปลี่ยนแปลงไป เป็น 1.2, 1.4, 1.6, 2 ตามลำดับ

บทที่ 6

การออกแบบวงจรชดเชยที่ย่านความถี่สูงโดยการใช้โคไซน์-กำลังสองพัลส์

(On Design of High Frequency Compensated Circuit by the use of Cosine-Squared Pulse)

6.1 บทนำ [8,15,17]

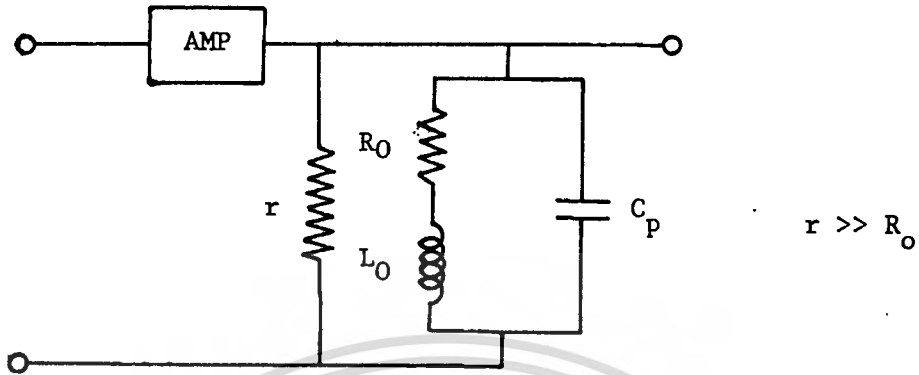
เนื่องจากยังไม่มีบทความที่เขียนถึงรายละเอียดเกี่ยวกับการวิเคราะห์วงจรชดเชยในย่านความถี่สูงโดยใช้โคไซน์-กำลังสองพัลส์ ฉะนั้นในบทนี้จะชี้ให้เห็นถึงผลการทดสอบที่ดีที่สุดของวงจรชดเชยในย่านความถี่ 5 MHz โดยการป้อนโคไซน์-กำลังสองพัลส์เข้าที่อินพุต(input)ของวงจรมายาวสัญญาณภาพ และส่ง เกตุสัญญาณทางเอาพุต(output)ได้จากออสซิลโลสโคป ซึ่งเอาพุตที่ได้มีรูปร่างใกล้เคียงกับอินพุตมากที่สุด

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรชดเชยอย่างง่ายในย่านความถี่สูงโดยพิจารณาทั้งขอบข่ายของเวลา(Time Domain)และขอบข่ายของความถี่(Frequency Domain)ส่วนสัญญาณทางด้านเอาพุตของวงจรได้สร้างสูตรสำเร็จขึ้นมาแล้วเลือกสัญญาณที่ดีที่สุด จากผลอันนี้จะทำให้ทราบค่าอินดักแตนซ์(L) คาปาซิแตนซ์(C) และความต้านทาน(R)ของวงจรชดเชยจากกราฟที่คำนวณค่าแล้ว ซึ่งจะได้วงจรของการชดเชยของพัลส์แอมป์ไพไรเออร์แบบประหัด

วงจรชดเชยในการขยายสัญญาณภาพในย่านความถี่สูงโดยใช้อินดักแตนซ์ต่ออนุกรมกับโหลดรีซิสแตนซ์ (Load resistance) จะทราบค่าได้ต้องพิจารณาจากช่วงเวลาของสัญญาณ(Signal Duration, t_0)ในการทดสอบโดยปกติใช้พัลส์โคไซน์-กำลังสองแบบ T และ 2T ในระบบ 525 เส้น 4MHz channel T มีค่า 125 ns ในระบบ 625 เส้น 5MHz channel T มีค่า 100 ns

6.2 ผลตอบสนองของวงจรชดเชยในขอบข่ายของความถี่

การคำนวณผลตอบสนองของโคไซน์-กำลังสองพัลส์ ซึ่งจากรูปที่ 6.1 อิมพีแดนซ์ของวงจรขนาน RC กับค่าอินดักแตนซ์ชดเชย ที่ต่ออนุกรมกับโหลดรีซิสแตนซ์จะให้ผลตอบสนองทางความถี่ขึ้นทั้งขนาดและเฟรม-ทีเลย์(Amplitude and Time Delay) ดังแสดงตามสูตรดังนี้



รูปที่ 6.1 วงจรตอบสนองการชดเชย

พิจารณาจากวงจร shunt peaking เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่และเฟสกับความถี่ได้สำหรับค่าของการชดเชยต่างๆกัน สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่พิจารณาได้คือ

$$A(p) = E_o \left[\frac{P}{\frac{P^2}{\omega_m^2} + \frac{1}{\omega_m} \left(\frac{R_o}{L} \right) P + \frac{R_o}{L}} + \frac{R_o}{L_o} \cdot \frac{1}{\frac{P^2}{\omega_m^2} + \frac{1}{\omega_m} \left(\frac{R_o}{L_o} \right) P + \frac{R_o}{L_o}} \right] \quad (6-1)$$

แทนค่า $P = j\omega$ ลงในสมการ (6-1) จะได้

$$\left| \frac{A(j\omega)}{E_o} \right| = \left[\frac{B^2 \omega_m^2 + \omega^2}{(B\omega_m - \frac{\omega^2}{\omega_m})^2 + B^2 \omega^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6-2)$$

กำหนดให้ $u = \frac{\omega}{\omega_m}$, $\omega_m = \frac{1}{R_o C_p} = 2\pi f_m$ และพารามิเตอร์ชดเชย $B = \left(\frac{R_o}{L_o} \right) \frac{1}{\omega_m}$ สมการ (6-2) จะกลายเป็น

$$\left| \frac{A(j\omega)}{E_o} \right| = \frac{1}{B} \left[\frac{1 + \left(\frac{1}{B} u \right)^2}{\left(\frac{1}{B} u \right)^4 + \left(\frac{1}{B} u \right)^2 - \frac{2u^2}{B^3} + \left(\frac{1}{B} \right)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6-3)$$

ดังนั้นสมการ (6-3) จะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|A(u)| = \frac{1}{B} \left[\frac{1 + \left(\frac{1}{B}u\right)^2}{\left\{\left(\frac{1}{B}u + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{4}{B}-1}\right)^2 + \frac{1}{4}\right\} \left\{\left(\frac{1}{B}u - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{4}{B}-1}\right)^2 + \frac{1}{4}\right\}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6-4)$$

สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟสกับความถี่จากสมการ (6-2) คือ

$$\begin{aligned} \tan^{-1}\theta &= \tan^{-1} \left[\frac{B\omega}{\frac{\omega_m^2 - \frac{1}{B}\omega^2}{\frac{1}{B}\omega_m}} \right] \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{2}{B} \frac{\omega}{\omega_m} + \sqrt{\frac{4}{B}-1} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2}{B} \frac{\omega}{\omega_m} - \sqrt{\frac{4}{B}-1} \right) \end{aligned}$$

Normalized Time Delay $T_d(u)$ สัมพันธ์กับ phase angle θ ดังนี้

$$T_d(u) = \frac{1}{2\pi} \frac{\theta(u)}{u} \quad (6-5)$$

ซึ่ง phase shift $\theta(u)$ กำหนดได้ดังนี้

$$\theta(u) = \tan^{-1}\left(\frac{1}{B}u\right) - \tan^{-1}\left(\frac{2}{B}u + \sqrt{\frac{4}{B}-1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{2}{B}u - \sqrt{\frac{4}{B}-1}\right) \quad (6-6)$$

ผลตอบสนองของอัตราขยายกับความถี่ และ โทมต์เฉลี่ยกับความถี่ดังแสดงในสมการที่ (6-4) และ (6-5) ซึ่งนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 6.2 และ 6.3 ตามลำดับด้วยการเปลี่ยนค่า B กับความถี่ในรูปของ u ค่ายอดของ relative gain คือ

$$A_p(u) = \frac{1}{B} \left[\frac{1}{2\sqrt{1/B((1/B)+2)} - 2/B - 1} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6-7)$$

จากสมการ (6-7) จะพบว่าค่ายอด(peak)จะเกิดขึ้นเมื่อ $B \leq 2.415$

6.3 ลักษณะของเอาพุทของโคไซน์-กำลังสองพัลซ์เมื่อมีการชดเชยในความถี่สูง

การออกแบบวงจรผลตอบสนองของการชดเชยในความถี่สูงซึ่งจะพบเสมอในระบบการส่งและในระบบโทรทัศนส์ทั้งเช่นวงจรขยายสัญญาณภาพ หรือวงจรขยายในย่านกว้าง การใช้โคไซน์-กำลังสองพัลซ์จะให้ผลการทดสอบที่ดีกว่าพัลซ์สี่เหลี่ยม และมีความไวต่อความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ ดังนั้นโคไซน์-กำลังสองพัลซ์จึงถูกนำมาทดสอบอยู่เสมอ

จากสมการ (6-4) ผลตอบสนองของขอบข่ายของเวลาของวงจรชดเชยเป็นยูนิทไวท เดจกำหนดได้ดังนี้

$$A(t) = 1 + \frac{2-B}{B\sqrt{(4/B)-1}} \epsilon^{-\pi BM(t/\tau_0)} \sin \sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi BM(t/\tau_0) - \epsilon^{-\pi BM(t/\tau_0)} \cos \sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi BM(t/\tau_0) \quad (6-8)$$

ซึ่ง $M = f_m \times \tau_0$ และ τ_0 เป็นช่วงเวลาของหนึ่งพัลซ์

ถ้า $f_1(t)$ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณโคไซน์-กำลังสองพัลซ์ที่ไม่มีการผิดเพี้ยนและ $f_0(t)$ เป็นฟังก์ชันของเอาพุทที่ผิดเพี้ยนไปกำหนดได้ดังนี้

$$\begin{aligned} f_0(t) &= \frac{d}{dt} \int_0^t A(\tau) f_1(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^t A'(\tau) f_1(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (6-9)$$

สมการ (6-9) คือความผิดเพี้ยนของเอาพุทของพัลซ์โคไซน์-กำลังสองแบบ 2T และการชดเชยในความถี่สูงสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$A(t) = 1 + a\epsilon^{-\psi t} \sin(Lt) - \epsilon^{-\psi t} \cos(Lt)$$

$$\text{ซึ่ง } a = \frac{2-B}{B\sqrt{(4/B)-1}}, \quad \psi = \pi B f_m, \quad L = \sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi B f_m \quad (6-10)$$

แทนค่าสมการข้างบนนี้ลงในสมการ (6-9) เอ้าหุทของผลไซน์กำลังสองจะได้

$$f_o(t) = \int_0^t \{1+a\epsilon^{-\psi\tau} \sin(L\tau) - \epsilon^{-\psi\tau} \cos(L\tau)\} \sin^2(\omega t - \omega\tau) d\tau \quad (6-11)$$

$$t < \tau_o, \quad f_{o1}(t) = E_o \left[\frac{(aL+\psi)}{2} \left\{ \frac{L \sin Lt \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos Lt \epsilon^{-\psi t} + \psi}{L^2 + \psi^2} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{(L-a\psi)}{2} \left\{ \frac{-\sin Lt \epsilon^{-\psi t} - L \cos Lt \epsilon^{-\psi t} + L}{\psi^2 + L^2} \right\} \right. \\ \left. - \frac{(aL+\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(L-2\omega) \sin(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t + \psi}}{\psi^2 + (L-2\omega)^2} \right\} \right. \\ \left. - \frac{(aL+\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(L+2\omega) \sin(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t + \psi}}{\psi^2 + (L+2\omega)^2} \right\} \right. \\ \left. - \frac{(L+a\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (L-2\omega) \cos(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t + (L-2\omega)}}{\psi^2 + (L-2\omega)^2} \right\} \right. \\ \left. - \frac{(L-a\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (L+2\omega) \cos(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t + (L+2\omega)}}{L^2 + (L+2\omega)^2} \right\} \right. \\ \left. - \frac{(aL+\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (L-2\omega) \cos(L+2\omega) t \epsilon^{-\psi t + (L+2\omega)}}{L^2 + (L+2\omega)^2} \right\} \right. \\ \left. + \frac{(aL+\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (L-2\omega) \cos(L-2\omega) t \epsilon^{-\psi t + (L-2\omega)}}{L^2 + (L-2\omega)^2} \right\} \right]$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{(L-a\psi)\sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(L-2\omega)\sin(L-2\omega)t\epsilon^{-\psi t} - \cos(L+2\omega)t\epsilon^{-\psi t} + \psi}{L^2 + (L-2\omega)^2} \right\} \\
& +\frac{(L-a\psi)\sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(L+2\omega)\sin(L+2\omega)t\epsilon^{-\psi t} - \psi\cos(L+2\omega)t\epsilon^{-\psi t} + \psi}{L^2 + (L+2\omega)^2} \right\} \quad (6-11a)
\end{aligned}$$

$$\text{สำหรับ } t > \tau_0, \quad f_{02}(t) = f_{01}(t) - f_{01}(t - \tau) \quad (6-11b)$$

ผลการคำนวณจากสมการ (6-11a) และ (6-11b) จะได้เอาพุทของโคไซน์กำลังสองพัลซ์ดังรูปที่(6-4)

6.4 ผลการทดลอง

ในทางปฏิบัติ กำหนดให้ B และ M มีค่าดังนี้

$$M = \frac{\tau_0}{2\pi R_0 C_p} = f_m \times \tau_0 \quad (6-12)$$

$$B = \frac{C_p}{L_0} R_0^2 = \frac{1}{\omega_m} \left(\frac{R_0}{L_0} \right)$$

ดังนั้นโพลคริสเตียนซ์ (R_0) และค่าอินดักเตอร์ชดเชย (L_0) โดย R_0 และ L_0 อยู่ในเทอมของ M และ B ดังนี้

$$R_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_p} \left(\frac{\tau_0}{M} \right) \quad (6-13)$$

$$L_0 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{R_0}{B} \right) \left(\frac{\tau_0}{M} \right)$$

โดยที่ R_0 = โพลคริสเตียนซ์ (k Ω)

C_p = ค่าพหิตันรวมทั้งหมด (PF)

τ_0 = ช่วงเวลาของหนึ่งพัลซ์ (มธ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_o = \text{อินดักแตนซ์ชดเชย (mH)}$$

เพื่อความสะดวกจึงได้คำนวณค่าจากสมการ (6-13) และสร้างเป็นกราฟขึ้นดังรูปที่ (6-5) และรูปที่ (6-6)ตามลำดับ จากเส้นกราฟเหล่านี้จะเห็นได้ว่าการขยายของวงจรรอยู่ในย่านกว้าง ซึ่งคุณสมบัติของกราฟเป็นเส้นตรงตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ ดังตัวอย่างต่อไปนี้ โดยสมมติให้ $B=2$ จากสมการ(6-13) ค่าของ R_o และ L_o สามารถคำนวณได้ $B=2$, $L_o = \frac{R_o}{4\pi\left(\frac{M}{T_o}\right) f_m}$ โดยแบนวิธถูก กำหนดโดย $\frac{M}{T_o}$ ซึ่งเท่ากับ

การทดสอบในย่านความถี่สูงของการชดเชยความผิดเพี้ยน เมื่อช่วงเวลาของพัลส์ไซน์ กำลังสองแบบ 2T มีค่า $T_o = 0.4 \mu s, M=2, C_p = 21.088PF$, และ Bandwidth, $f_m = \frac{M}{T_o} = 5MHz$ (ระบบ PAL G) ดังนั้นการชดเชยอินดักแตนซ์ L_o และรีซิสแตนซ์ R_o จากการทดลองกำหนดไว้ในตาราง 6-1 ดังนี้

B	1	2	2.415	3
$R_o(k)$	1.51	1.51	1.51	1.51
$L_o(mH)$	0.04806	0.0242	0.0199	0.01602
K_{2T}	2.736 %	0.464 %	0.180 %	1.068 %

ผลตอบสนองของสัญญาณเข้าทุกของพัลส์ไซน์กำลังสองแบบ 2T มีลักษณะที่เสียรูปไปจากเดิมอาจ จะแสดงให้เห็นได้ด้วยค่า quality rating factor "K" ซึ่งแสดงในตารางที่ 6-1 และผลจากการคำนวณ ในสมการ 6-11a และ 6-11b ถูก plot ดังแสดงในรูป (6-4) จะพบว่าความผิดเพี้ยนในย่านความถี่สูงได้ ถูกชดเชยโดยนำค่า $M=2$ และ $B=2.415$ จากค่าเหล่านี้จะทำให้ได้อัตราขยายมีค่าคงที่ในย่านความถี่ กว้างที่สุด

เมื่อ Rating Factor K_{2T} มีค่าน้อยที่สุดจะได้เข้าทุกใกล้เคียงกับอินพุตมากที่สุด กรณี B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่า < 2.415 จะเกิด damped oscillations ขึ้นที่เอาพหุคูณและจะมี overshoot เสมอ

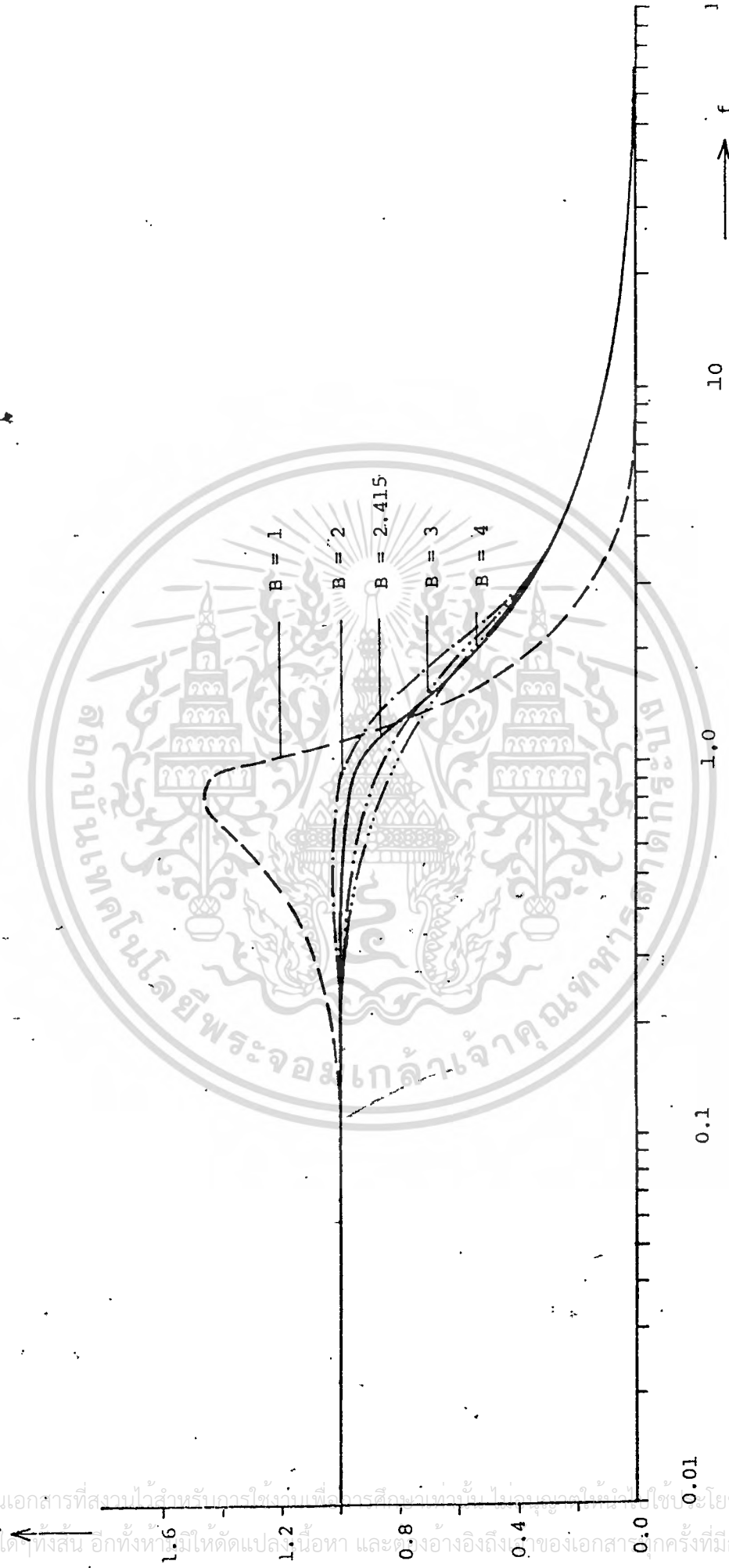
6.5 บทสรุป

ในการวิเคราะห์ส่วนประกอบของค่าที่กำหนดไว้ในสมการ (6-12) ทั้งสองค่าจะชี้ให้เห็นว่าค่าที่ต่ำที่สุดของการซัดเซยคือ $B=2.415$ และกรณีที่ B มีค่าน้อยกว่านี้ จะทำให้ผลตอบสนองของไซน์ กำลังสอง เกิด overshoot

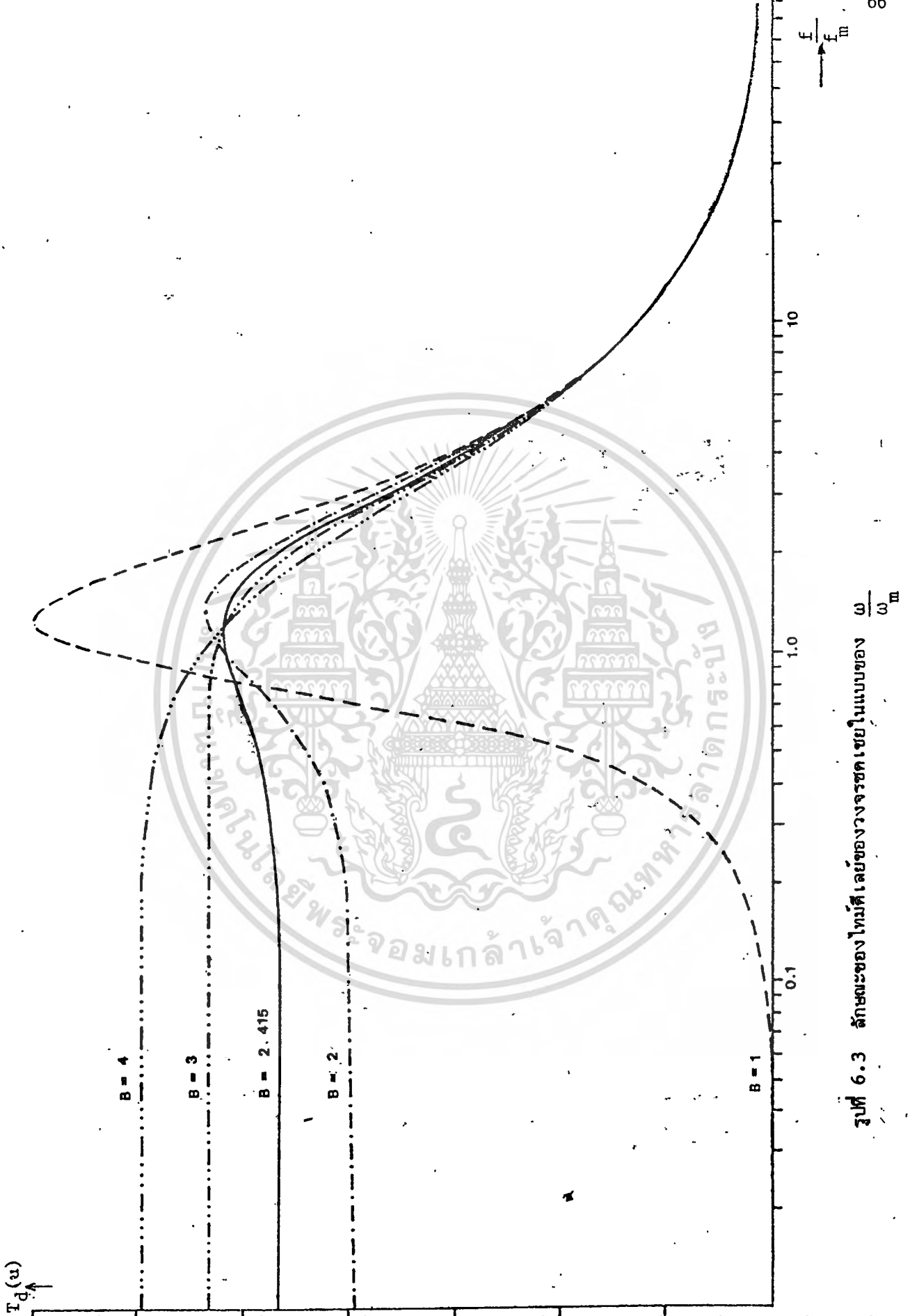
การทดลองและข้อมูลต่าง ๆ ในบทนี้ใกล้เคียงกับการคำนวณมาก จากผลเหล่านี้สามารถนำไปออกแบบวงจรการซัดเซยในย่านความถี่สูงซึ่งผลของวงจรมายาวจะมีค่าที่ต่ำที่สุด



$A_p(w)$

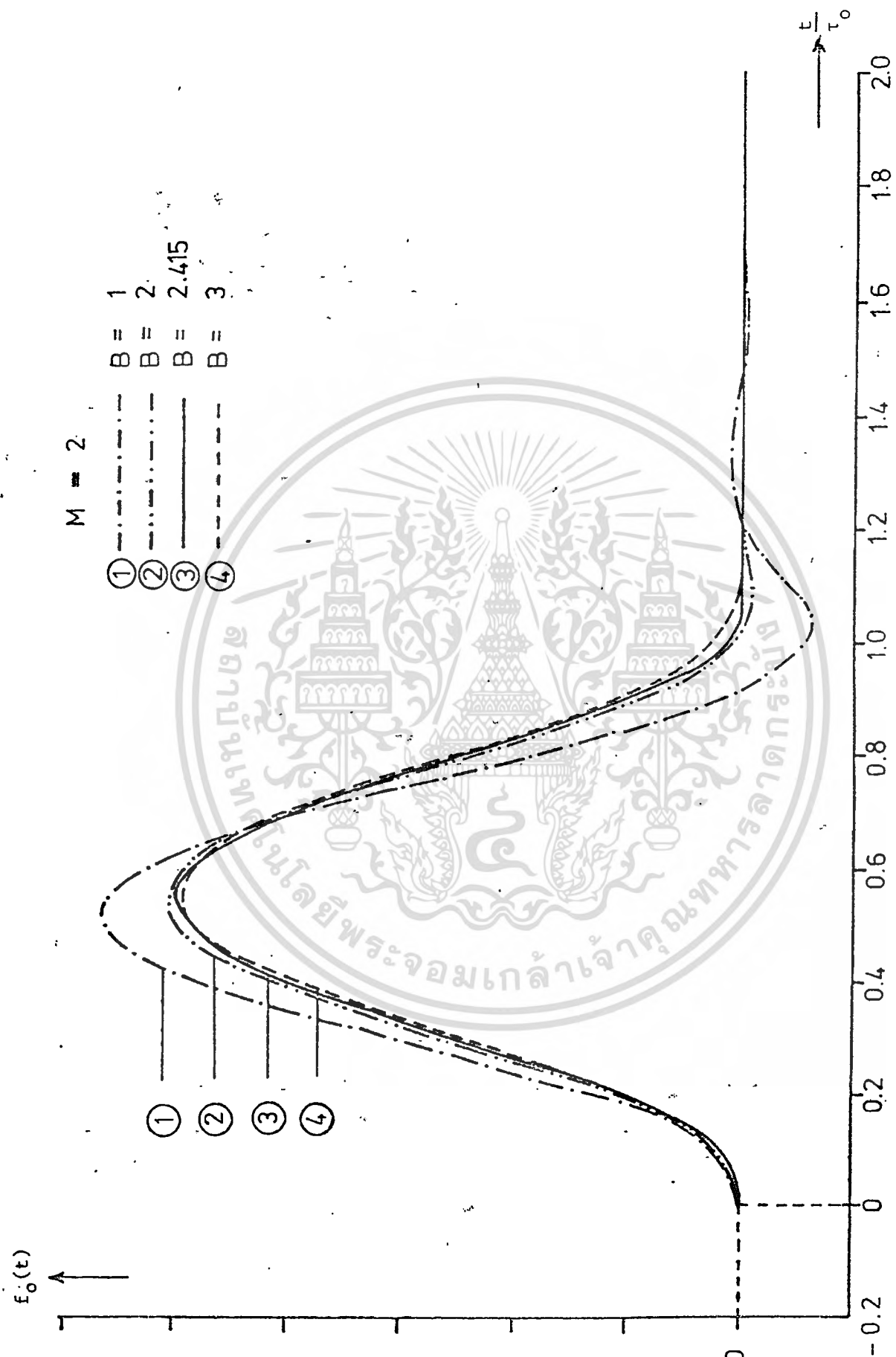


รูปที่ 6.2 ผลการชดเชยต่างๆ ของอัตราการขยายในความเร็วสูง

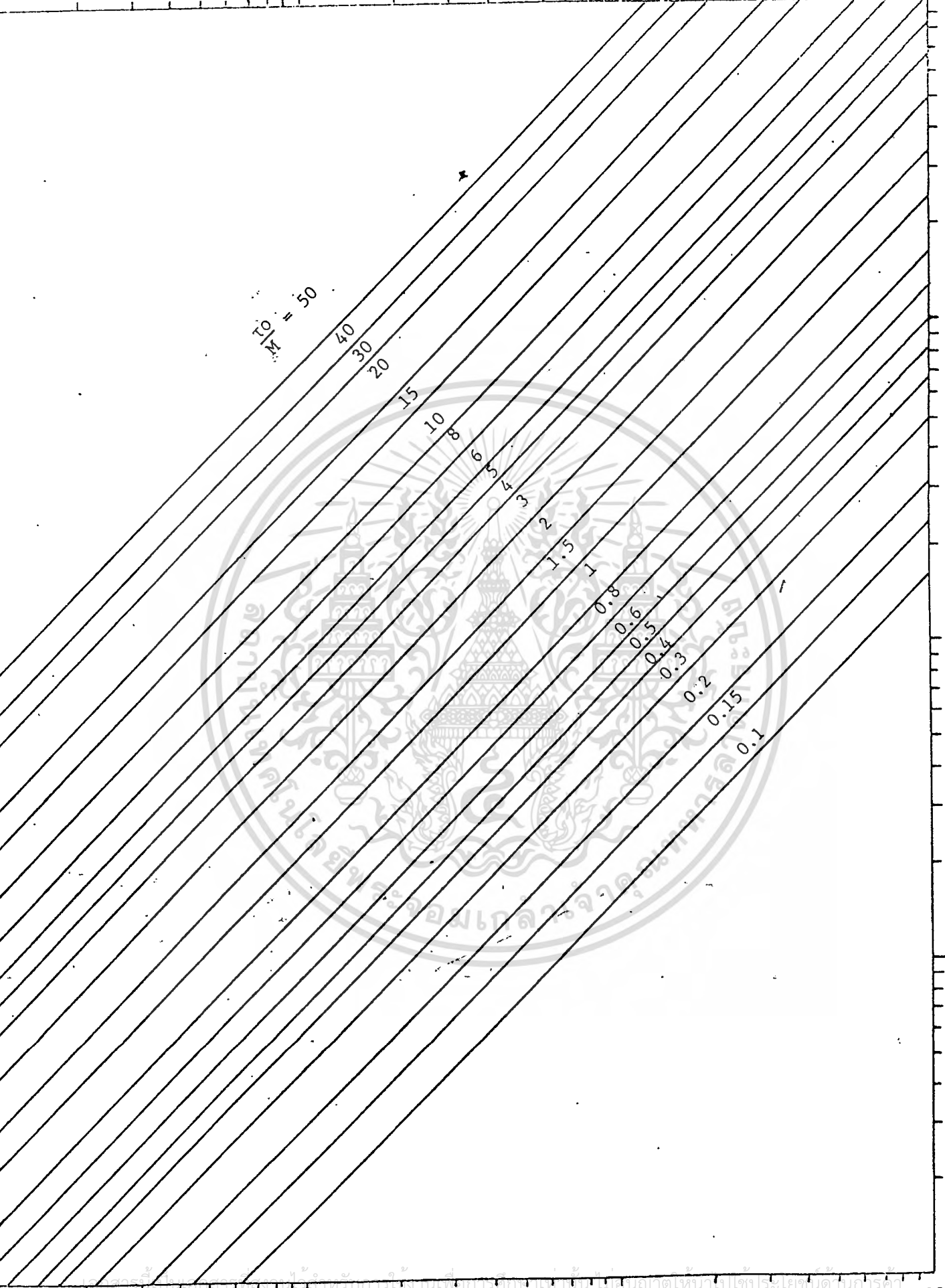


รูปที่ 6.3 ลักษณะของโหนดที่เลขของวงจรถดเซย์ในแบบของ $\frac{\omega}{\omega_m}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณืเตุๆทังสิ้น อักทงห้มมีให้ด... แปลงเนื้อหา และต้ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 แสดงลักษณะของโคไซน์-กำลังสองที่ลดขนาด, $2T$ ซึ่งเป็นผลจากการคำนวณด้วยสมการ (6.11a) และ (6.11b) ตามลำดับ



$T_0/M = 50$

40
30
20

15

10

8

6

5

4

3

2

1.5

1

0.8

0.6

0.5

0.4

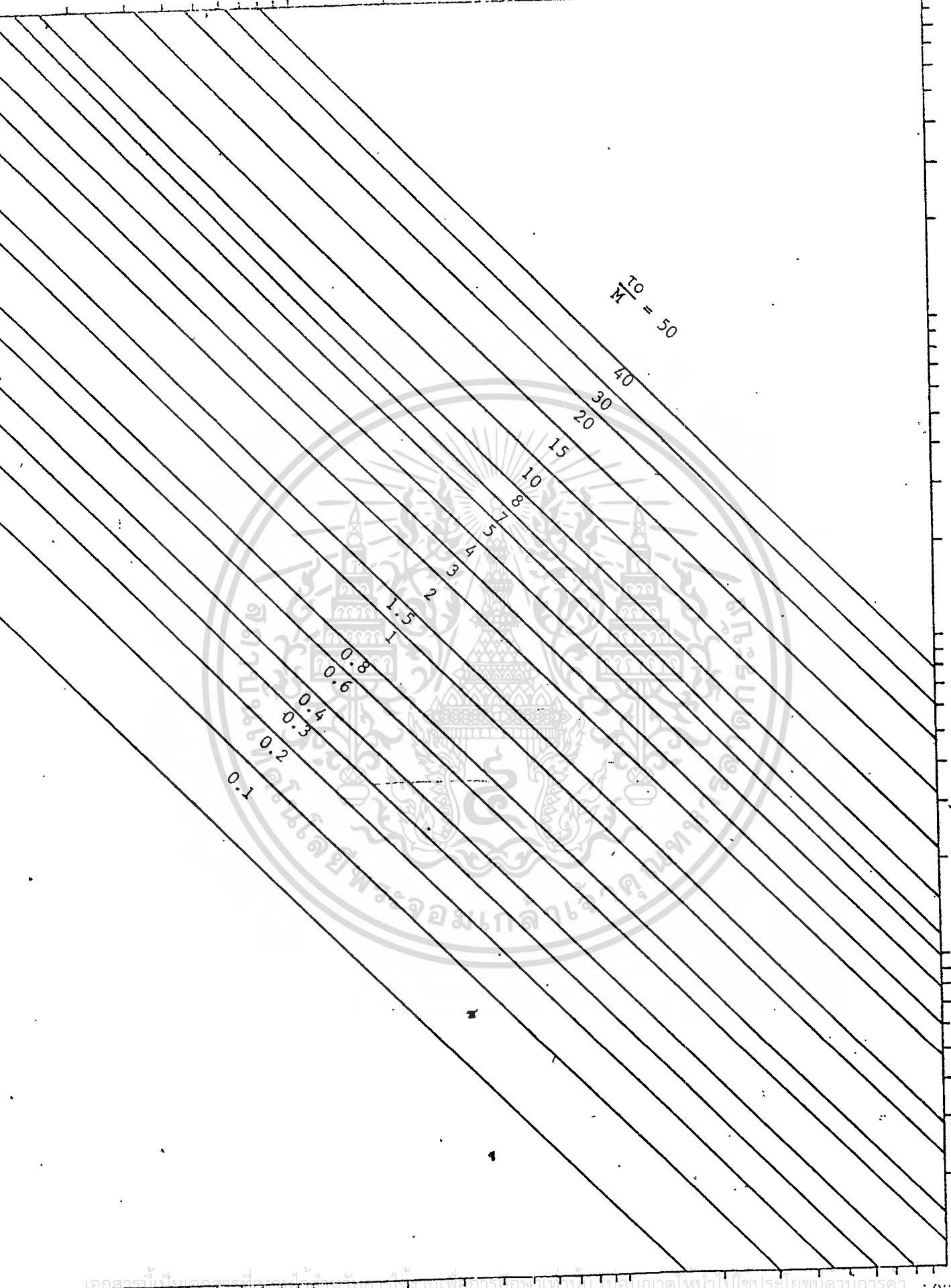
0.3

0.2

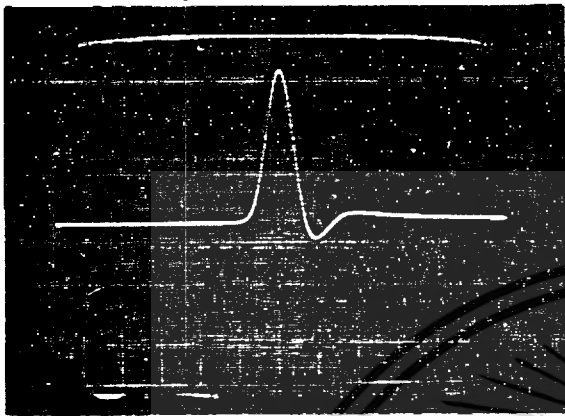
0.15

0.1

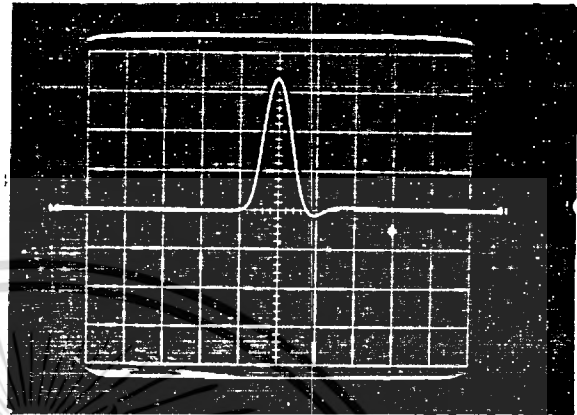
รูปที่ 6.5 กราฟแสดงค่าของ R_0 และ L_0 R_c/B ($pc:K\Omega$) \rightarrow



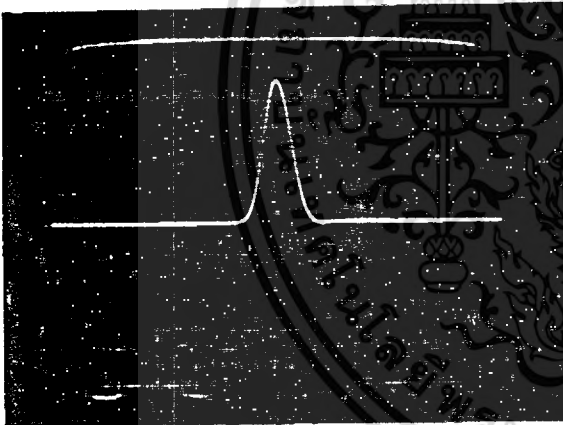
รูปที่ 6.6 กราฟแสดงค่าของ C_n และ R_n C_p (PF) \rightarrow เลขของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



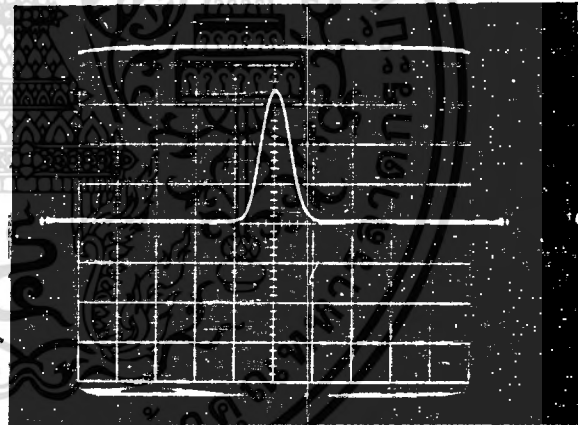
ก



ข



ค



ง

รูปที่ 6.7 ลักษณะของฟิลต์ โคไซน์-กำลังสอง แบบ 2T เมื่อ (ก) $B=1$, $M=2$, (ข) $B=2$, $M=2$

(ค) $B=2.415$, $M=2$, (ง) $B=3$, $M=2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุป

บทที่ 1 กล่าวถึงปัญหาที่มาของวิทยานิพนธ์ ดังเช่น ปัญหาที่เกิดขึ้นสำหรับการส่งสัญญาณภาพในย่านความถี่สูง พร้อมกันนี้ได้กล่าวถึงเทคนิคริเริ่มในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ บทที่ 2 กล่าวถึงภูมิหลังของโคไซน์-ก่าสังสองพัลซ์ ศณิตศาสตร์ที่ใช้และข้อดีของโคไซน์-ก่าสังสองพัลซ์ พร้อมกันนี้ยังได้แสดงวิธีการสร้างสัญญาณโคไซน์-ก่าสังสองพัลซ์ด้วยวิธีเชิงประมาณของฟูเรียร์ บทที่ 3 แสดงการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์โดยพิจารณาจากอีลลิปติกไลสโคป คำนวณค่าของความผิดเพี้ยนทั้งสองได้จากสูตรสำเร็จที่หามาได้หรืออาจวัดจากโนโมกราฟซึ่งแสดงไว้ตอนท้ายของบทก็ได้ บทที่ 4 แสดงวิธีการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย และดีเลย์แบบใหม่ ซึ่งความผิดเพี้ยนนี้มีค่าน้อยมาก ถ้าใช้วิธีของบทที่ 3 ไม่สามารถอ่านค่ายอดที่ฐานของพัลซ์ได้ จึงได้สร้างสูตรสำเร็จ และโนโมกราฟสำหรับกรณีที่มีความผิดเพี้ยนน้อยมากขึ้นมาใหม่เพื่อความสะดวกในการวัด บทที่ 5 กล่าวถึงวิธีการแก้ความผิดเพี้ยนโดยใช้อีควอไลเซอร์ที่สามารถปรับค่าได้ทั้งอัตราขยายและดีเลย์ไปพร้อมๆกัน บทที่ 6 กล่าวถึงการออกแบบวงจรชดเชยในย่านความถี่สูงโดยพิจารณาทั้งขอบข่ายของเวลา และขอบข่ายของความถี่ ซึ่งจะให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุดสำหรับแต่ละกรณี

แนวทางสำหรับทำวิจัยต่อจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

จากวิธีการแก้ความผิดเพี้ยนโดยใช้อีควอไลเซอร์ที่สามารถปรับค่าได้ทั้งอัตราขยายและดีเลย์ไปพร้อมๆกัน เป็นความคิดริเริ่มที่สามารถนำไปสร้างวงจรทางด้าน hard ware ได้เป็น Universal Equalizer และอาจจะนำเอาสัญญาณมอดูเลต 12.5T พัลซ์มาเป็นพัลซ์ทดสอบในการวัดหาความผิดเพี้ยนของอัตราขยายและดีเลย์ได้เช่นเดียวกัน

บทความและหนังสืออ้างอิง

- 1 W.E. Thomson, "Network with Maximally-Flat Delay" , Wireless Engineer, 29, pp 256, October, 1952.
- 2 E.A. Guillemin, "Synthesis of Passive Network", Wiley, 1977.
- 3 C.W. Rhodes, "The 12.5T Modulated Sine-Squared Pulse for NTSC", IEEE Trans. on Broadcasting Vol. BC-15, No.1, pp.8-17, March, 1972.
- 4 I.F. Macdiarmid, "Waveform Distortion in Television Links", Proc. British I.E.E., Vol.99, part III A, Apr, 1952.
- 5 P.Wolf, "Modification of the Pulse and Bar Test Signal Reference to Application in Color Television", Journal of the SMPTE, Vol.75, pp.15-19, January, 1966.
- 6 M. Strieby, "A Fourier Method for Time Domain Synthesis", Symposium on Modern Network Synthesis, Polytechnic Institute of Brooklyn, April 13-15, 1955.
- 7 C.A. Siocos, "Chrominance-to-Luminance Ratio and Timing Measurements in Color Television", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC.-14, No.1, pp.1-4, March, 1968.
- 8 C.A. Siocos, "The Response of Circuits to Sine-Squared Pulses Influence of Cutoff", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-17, No.1, pp.19-28, March, 1971.
- 9 C.A. Siocos, "The Color Signal from of Sine-Squared Testing in Television A Technical Note", Journal of the SMPTE, Vol. 76, pp.1216-1217, December, 1967.
- 10 G. Rosman, "Interpretation of the Waveform of Luminance-Chrominance Pulse Signal", Electronics Letters, Vol.3, No.3, pp.128, March, 1967.
- 11 R.E. Mallon, A.D. Williams, "Testing of Television Transmission Channels with Vertical Internal Test Signal", Journal of the SMPTE, Vol.77, No.8, pp. 789-793, August, 1968.
- 12 P.D. Amato, "Study of the Effect of Various impairments on the 20T Pulse", E.B.U. Tech 3099-E, pp.3-12, March, 1973.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 13 "Use Standard on Video Signal Transmission Measurement of Linear Waveform Distortion", pp. 23-26, IEEE Std 511-1974.
- 14 HANS SCHMID,"Measurement of Television Picture Impairments Caused by Linear Distortions", Journal of the SMPTE, Vol.77,pp.215-220, March, 1968.
- 15 HANS SCHMID," How to Determine the 2T Pulse K Factor of TV Facilities without the Aid of an Oscilloscope Graticule" IEEE Trans.on Broadcasting, Vol.BC-15 No.1, pp.12-14, March, 1969.
- 16 L.E. WEAVER," Television Measurement Techniques", IEE Monograph, Series 9, London, Peter Peregrinus, 1976, ch.6, pp.170-180.
- 17 Nagai, K., and Ikeda, T., 1950, On Design Theory of Pulse Amplifier Science Reports of Research Institute of Tohoku University(Japan).,1,21.
- 18 RCA REVIEW," Television System Analysis", June, 1960.
- 19 D.A. Gray,E.Rumpelt,and M.K. Ward,"Variable Group Delay and Attenuation Equalizer for Telephone Circuits" The Telecommunication Journal of Australia, pp. 255-259, October, 1971.
- 20 KENDALL L.SU," Time-Domain Synthesis of Linear Networks", Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall(1971).
- 21 AREND KASTELEIN," A New Sine-Squared Pulse and Bar Shaping Network", IEEE Trans.on Broadcasting, Vol.BC-16, No.4, December, 1970.
- 22 W.E. Thomson," The Synthesis of a Network to have a Sine-Squared Impulse Response", Proc. IEE(London), Vol.99,1952.

ภาคผนวกที่ 1

ข้อ เปรียบเทียบผลการคำนวณระหว่างวิธีฟูเรียร์กับทอมสัน

ผลการคำนวณจากสมการที่ (2-35) และ (2-37) จะได้ว่าวิธีการของฟูเรียร์นั้นให้ค่าประมาณที่ใกล้เคียงกับโคไซน์-กำลังสองพัลซ์ตามอุดมคติ โดย $A_5(t)$ ให้ค่าผิดพลาดสูงสุดเพียง 15% และ $A_7(t)$ ให้ค่าผิดพลาดสูงสุดเพียง 0.6% และการเปลี่ยนแปลงจากการ ringing ก็น้อยมากเมื่อเทียบกับวิธีของทอมสัน ซึ่งมีทรานซ์เฟอ์ฟังก์ชัน ดังต่อไปนี้

$$F_n(P) = \frac{N(P)}{D(P)} = \frac{1+a_2P^2+a_4P^4}{\sum_{r=0}^n \frac{2^r C_{2n}^r}{C_{1r}} \cdot \frac{P^r}{r!}}$$

กรณี $n = 5$ จะได้

$$F_5(P) = \frac{945(1+0.0379971P^2)}{945+945P+420P^2+105P^3+15P^4+P^5} \quad (1)$$

สำหรับคำตอบของยูนิทิมพัลซ์ของสมการ (1) คือ

$$A_5(t) = 1 - 8.612e^{-3.646739t} + 7.9373e^{-3.51956t} \cos 1.74266t - 5.929e^{-3.351956t} \sin 1.74266t - 0.3252799e^{-2.324674t} \cos 3.571023t + 1.337426e^{-2.324674t} \sin 3.571023t \quad (2)$$

$$A_5(t) \Big|_{\max} = 0.54 \text{ ซึ่งมีค่าผิดพลาดสูงสุด } 46 \%$$

$$A_7(t) = 1 - 28.92e^{-4.971786t} - 25.43e^{-4.75829t} \sin 1.739286t + 29.75358e^{-4.75829t} \cos 1.738286t + 10.97756e^{-4.0701392t} \sin 3.517174t - 1.278e^{-4.070139t} \cos 3.517174t - 0.605273e^{-2.6856769t} \sin 5.420694t - 0.556e^{-2.6856t} \cos 5.420694t$$

$$A_7(t) \Big|_{\max} = 1.032 \text{ ซึ่งมีค่าผิดพลาดสูงสุด } 3.2 \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 2

2.1 คณิตศาสตร์ที่นำมาใช้ในการหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของอัตราการขยายที่แน่นอน

พิจารณาจาก เอ็นริโกลด์้านบนและด้านล่างดังนี้

$$U(t) = f(t) + Af(t-T) \quad (1)$$

$$l(t) = f(t) - Af(t-T) \quad (2)$$

ฟังก์ชันของ เบสแบนคือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{2T_0} & 0 < t < T_0 \\ 0 & t > T_0 \end{cases} \quad (3)$$

หาค่า เอ็นริโกลด์้านล่างได้โดยการแทนค่าฟังก์ชันของ เบสแบนลงในสมการ (2) จะได้

$$l(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \frac{\cos \pi t}{T_0} - \frac{A}{4} - \frac{A}{4} \frac{\cos \pi(t-T)}{T_0} \quad (4)$$

1st derivative สมการที่ (4) จะได้

$$\frac{d}{dt} l(t) = l'(t) = -\frac{1}{4} \frac{\pi}{T_0} \frac{\sin \pi t}{T_0} + \frac{A}{4} \frac{\pi}{T_0} \frac{\sin \pi(t-T)}{T_0} = 0 \quad (5)$$

จากสมการ(5)จะได้ $\sin \frac{\pi t}{T_0} = A \sin \frac{\pi(t-T)}{T_0}$ (6)

จากสมการ (6) จะได้

$$\sin^2 \frac{\pi t}{T_0} - 2A \frac{\sin \pi t}{T_0} \frac{\sin \pi(t-T)}{T_0} + A^2 \sin^2 \frac{\pi(t-T)}{T_0} = 0 \quad (7)$$

จากสมการ (4) กำหนดให้ $\cos \frac{\pi t}{T_0} - A \cos \frac{\pi(t-T)}{T_0} = Y_a$ (8)

ยกกำลังสองทั้งสองข้างของ (8) จะได้

$$\cos^2 \frac{\pi t}{T_0} - 2A \frac{\cos \pi t}{T_0} \frac{\cos \pi(t-T)}{T_0} + A^2 \cos^2 \frac{\pi(t-T)}{T_0} = Y_a^2 \quad (9)$$

นำสมการ (7) + (9) จะได้

$$Y_a = \pm (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi t}{T_0})^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสังเกตได้ว่าเบสไลน์ $1(t)$ จะมีค่ายอด 2 ค่าคือ Y_1 และ Y_2 ซึ่งแต่ละค่ามีเครื่องหมายตรงกันข้ามคือ

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{1}{4} \left[1 - A + (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right] \\ Y_2 &= \frac{1}{4} \left[1 - A - (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถหาค่าเอ็นวิโลปด้านบนได้ดังนี้

$$U(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} + \frac{A}{4} + \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} \quad (12)$$

$$U'(t) = \frac{\sin \pi t}{T_0} + A \frac{\sin \pi(t-\tau)}{T_0} = 0 \quad (13)$$

สมการ (13) ยกกำลังสองจะได้

$$\sin^2 \frac{\pi t}{T_0} + 2A \sin \frac{\pi t}{T_0} \sin \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} + A^2 \sin^2 \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = 0 \quad (14)$$

สมการ (12) จะได้

$$\cos \frac{\pi t}{T_0} + A \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = Y_b \quad (15)$$

สมการ (15) ยกกำลังสองทั้งสองข้างจะได้

$$\cos^2 \frac{\pi t}{T_0} + 2A \cos \frac{\pi t}{T_0} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} + A^2 \cos^2 \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = Y_b^2 \quad (16)$$

สมการ (14) บวกกับสมการ (16) จะได้

$$Y_b = \frac{1}{4} (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}$$

ค่าของ Y_b ที่ได้ทำให้เราทราบว่าเอ็นวิโลปด้านบนจะมีค่ามากที่สุด (Y_{\max}) เมื่อ Y_b เป็นบวก

$$\therefore Y_{\max} = \frac{1}{4} \left[1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right] \quad (17)$$

ในการวัดเพื่อให้ได้ค่าที่แน่นอนของค่ายอด Y_1 และ Y_2 ควรจะวัดเทียบกับขนาดของพัลซ์ที่สูงสุด Y_{\max} โดยนำสมการที่ (17) ไปหารสมการ (11) ดังนี้

$$y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}} = \frac{1 - A + (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}}{1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}} \quad (18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_2 = \frac{Y_1}{Y_{\max}} = \frac{1 - A - (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}}{1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}} \quad (19)$$

สมการ (18) บวกกับสมการ (19) จะได้

$$y_1 + y_2 = \frac{1 - 2A}{1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}} \quad (20)$$

สมการ (18) คูณด้วย สมการ (19) จะได้

$$y_1 y_2 = \frac{2A(\cos \frac{\pi \tau}{T_0} - 1)}{\left[1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}\right]^2} \quad (21)$$

สมการ (20) บวกสมการ (21) จะได้

$$y_1 + y_2 + y_1 y_2 = \frac{1 - 2A}{1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}} + \frac{2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0} - 2A}{1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}} \quad (22)$$

เพื่อความสะดวกกำหนดให้ $b = (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}}$ แทนในสมการข้างบนจะได้

$$y_1 + y_2 + y_1 y_2 = \frac{1 - 2A + (1 + A + b) [2A \cos(\pi \tau / T_0) - 2A]}{2(1 + A + b)} \quad (22)$$

1- สมการ (22) ทั้งสองข้างจะได้

$$1 - (y_1 + y_2 + y_1 y_2) = \frac{4A}{1 + A + b} \quad (23)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$1 + y_1 + y_2 - y_1 y_2 = \frac{4}{1 + A + b} \quad (24)$$

สมการ (23) ทหารด้วยสมการ (24)

$$\therefore A = \frac{1-(y_1+y_2+y_1y_2)}{1+(y_1+y_2-y_1y_2)} \quad (25)$$

สมการ (25) เป็นสูตรสำเร็จในการหาความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย ที่ให้ค่าแน่นอน

2.2 การหาสูตรสำเร็จของความผิดเพี้ยนของดีเลย์

สืบเนื่องมาจากหัวข้อ 2.1 ทำให้สามารถหาความผิดเพี้ยนของดีเลย์ได้ คือ สมการ (23) คู่กับสมการ (24) จะได้

$$\frac{[1-(y_1+y_2+y_1y_2)] [1+(y_1+y_2-y_1y_2)]}{(1+A+b)^2} = \frac{16A}{(1+A+b)^2} \quad (26)$$

สมการ (21) คูณด้วย (8) จะได้

$$8y_1y_2 = \frac{16A(\cos \frac{\pi\tau}{T_0} - 1)}{(1+A+b)^2} \quad (27)$$

สมการ (27) ทหารด้วยสมการ (26) จะได้

$$1 + \frac{8y_1y_2}{[1-(y_1+y_2+y_1y_2)] [1+(y_1+y_2-y_1y_2)]} = \cos \frac{\pi\tau}{T_0}$$

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1y_2}{\{1-(y_1+y_2+y_1y_2)\} \{1+(y_1+y_2-y_1y_2)\}} \right] \quad (28)$$

สมการ (28) เป็นสูตรสำเร็จที่ใช้ในการหาความผิดเพี้ยนของดีเลย์โดยพิจารณาจากค่ายอดของเบสไลน์

ภาคผนวกที่ 3

โปรแกรมของบทที่ 6

แสดงโปรแกรมของผลจากการคำนวณหาสัญญาณเข้าหูของวงจรในขอบข่ายของเวลาดังแสดง
 ในรูปที่ (6.4) โดยการเปลี่ยนค่า B พลซึที่ได้แต่ละรูปจากสมการ (6.11a) และ (6.11b) .เนื่องจากสมการ
 มีค่ายุ่งยากมาก เพื่อความสะดวกผู้เขียนจะแสดงโปรแกรมเฉพาะสมการ (6.11a) เท่านั้น ส่วนสมการ(6.11b)
 อาจใช้โปรแกรมจากสมการ (6.11a) เพียงแต่แทนค่า (Ka-To) ซึ่งก็คือ (t-To) แทนค่า Ka ในสมการ
 (6.11a) และค่า K เริ่มจาก 500 ถึง 1000 ก็จะได้ค่าตามสมการ (6.11b) ดังต้องการ

โปรแกรมสำหรับสมการ (6.11 a) คือ

```

10  OPTION BASE 1
11  PRINTER IS 16
20  READ To
30  Ib = 2.415
40  Mb = 2
50  PRINT "Ib= "; Ib; TAB(20); "Mb= "; Mb
60  PRINT TAB(20); "TIME": TAB(40); "FT"
70  FOR K = 0 TO 1000 STEP 20
80  Kb = K
90  Ka = Kb/10000000000
100 P = PI*Mb*Ib/ To
101 H = SQR(4/Ib-1)*3.1416*Mb*Ib/To
110 Ah = (2-Ib)*3.1416*Mb/To
120 Ap = (2-Ib)/SQR(4/Ib-1)*3.1416*Mb/To
130 G = EXP(-1*P*Ka)
140 B = H-Ap
150 C = Ah + P
160 D = 2*PI/To
170 E = H-D
180 F = H+D
190 Bu 1 = 2*(P*P+H*H)
200 Bu 2 = 4*(P*P+F*F)
210 Bu 3 = 4*(P*P+E*E)
220 F1 = B*(-1*SIN(H*Ka)*P*G-H*COS(H*Ka)*G+H)/Bu1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูที่เข้าอบรมเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

230 F2 = C*(H*SIN(H*Ka)*G-P*COS(H*Ka)*G+P)/Bu1
240 F3 = B*COS(D*Ka)*(-1*P*SIN(F*Ka)*G-F*COS(F*Ka)*G+F)/Bu2
250 F4 = B*COS(D*Ka)*(-1*P*SIN(E*Ka)*G-E*COS(E*Ka)*G+E)/Bu3
260 F5 = C*COS(D*Ka)*(E*SIN(E*Ka)*G-P*COS(E*Ka)*G+P)/Bu3
270 F6 = C*COS(D*Ka)*(F*SIN(F*Ka)*G-P*COS(F*Ka)*G+P)/Bu2
280 F7 = B*SIN(D+Ka)*(E*SIN(E*Ka)*G-P*COS(E*Ka)*G+P)/Bu3
290 F8 = B*SIN(D*Ka)*(F*SIN(F*Ka)*G-P*COS(F*Ka)*G+P)/Bu2
300 F9 = C*SIN(D*Ka)*(-1*P*SIN(F*Ka)*G-F*COS(F*Ka)*G+F)/Bu2
310 F10= C*SIN(D*Ka)*(-1*P*SIN(E*Ka)*G-E*COS(E*Ka)*G+E)/Bu3
320 Ft = F1+F2-F3-F4-F5-F6-F7+F8-F9+F10
330 C = Ka/To
340 PRINT Kb;TAB(20);C;TAB(40);Ft
350 NEXT K
355 PRINT Kb;TAB(20);C;TAB(40);Ft
370 DATA 500E-9
380 END

```

ผลการวิจัยที่ได้นำไปพิมพ์ในวารสารนานาชาติ

1. K. Janchitrapongvej and J. Moungsrijuntr, " The Measurement of Luminance Chrominance Gain and Delay Distortion by Modulated Sine-Squared Pulse", Submitted to IEEE Tran.on Instrument and Measurement, U.S.A.
2. K. Janchitrapongvej and J. Moungsrijuntr, " On Design of High Frequency Compensated Circuit by The Use of Sine-Squared Pulse", Submitted to International Journal of Electronics, England.

ผลการวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ภายในประเทศ

1. การวัดสัญญาณผิดเพี้ยนเชิงเส้นโดยใช้โคไซน์-กำลังสองพัลส์ (Measurement of Linear Waveform Distortion by Cosine-Squared Pulse), การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 1 เล่ม 1 ของภาควิชาชีพวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ณ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร-ลาดกระบัง 29-30 มิ.ย 2521.
2. วิธีการใหม่ในการวัดโครมิแนนซ์-ลูมิแนนซ์ อินอควอลิตี้ เมื่อมีความผิดเพี้ยนน้อยมาก (A New Method on the Measurement of Low Distortions of the Chrominance to Luminance Inequality) การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 2 เล่ม 1 ของภาควิชาชีพวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา ณ. คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 5*6. ก.ค 2522.

ON DESIGN OF HIGH FREQUENCY COMPENSATED CIRCUIT BY THE USE OF SINE-SQUARED PULSE

K. JANCHITRAPONGVEJ, M.Eng.

J. MOUNGSRIJUNTR, B.Eng.

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang Campus
Ladkrabang, Bangkok

THAILAND

Abstract

In this paper, we discussed the method of designing a simple high frequency compensated circuit. The design procedure of high frequency compensated circuit is considered both in time domain and frequency domain. The use of a sine-squared pulse is applied to the input terminal of the compensated video amplifier circuit is considered. Equations for the output wave shape are derived. From calculated results of the output wave shape, the value of inductance, capacitance and resistance of the compensated circuit are determined along with graphs to facilitate use. These elements are fixed economically.

1. Introduction

It is suitable to insert an inductance in series with the load resistance to compensate the characteristic of the high frequency band used in video amplifier and these values of compensating inductance and the admissible load resistance are determined to agree with the test signal duration τ_0 . In the actual testing of video amplifiers, the T and 2T sine-squared pulses are commonly used in monochrome television. For the 4 MHz channel of the 525-line system, where T is equal to 125 ns. In system G 625-line with 5 MHz channel, a 100 ns value for T is chosen.

A few papers have been written dealing with the sine-squared pulse analysis of high frequency compensated circuit. The purpose of this paper is to point out the optimum results of sine-squared pulse test on the high frequency compensated circuit of 5 MHz frequency band in which a sine-squared pulse is applied to the input of the compensated amplifier and the output waveform is observed on an oscilloscope, where the output waveshape which has an almost similar to the input or as nearly "sine-squared" as possible for optimum performance.

2. Frequency domain response of compensated circuit

We shall discuss briefly the simple methods for the calculation of the response to a sine-squared pulse of Fig 1. The impedance of the network make up of a parallel RC with a compensating inductance in series with load resistance to improve the frequency response where the amplitude and time delay are given by the following formulas.

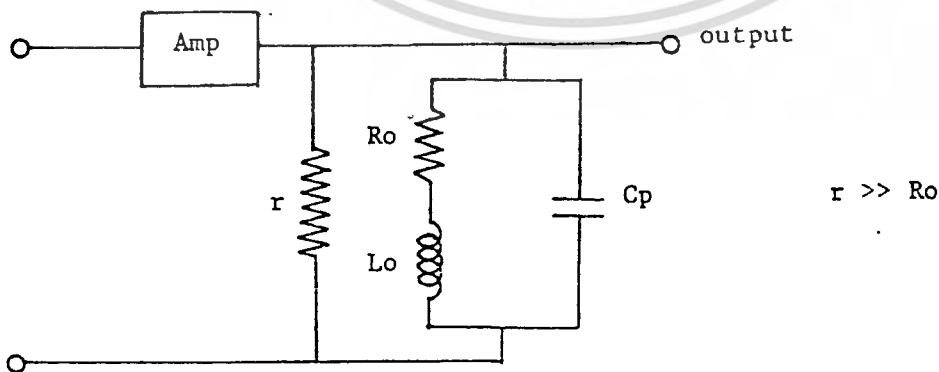


Fig 1. Compensated response circuit

$$|A(u)| = \frac{1}{B} \left\{ \frac{1 + \left(\frac{1}{B}U\right)^2}{\left\{ \left(\frac{1}{B}U + \frac{1}{2}\sqrt{(4/B)-1}\right) + \frac{1}{4} \right\} \left\{ \left(\frac{1}{B}U - \frac{1}{2}\sqrt{(4/B)-1}\right) + \frac{1}{4} \right\}} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

where $u = \frac{\omega}{\omega_m}$ and $\omega_m = \frac{1}{RoCp} = 2\pi fm$

and the compensation parameter $B = \left(\frac{Ro}{Lo}\right) \frac{1}{\omega_m}$

Now the normalized time delay $Td(u)$ is related to phase angle θ by

$$Td(u) = \frac{1}{2\pi} \frac{\theta(u)}{u} \quad (2)$$

where the phase shift $\theta(u)$ is given by

$$\theta(u) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{B}U\right) - \tan^{-1} \left(\frac{2}{B}U + \sqrt{(4/B)-1}\right) - \tan^{-1} \left(\frac{2}{B}U - \sqrt{(4/B)-1}\right) \quad (3)$$

The variation of relative gain and time delay frequency response is given by equations (1) and (2) have been plotted in Fig 2. and Fig 3. respectively.

The peak value of the relative gain is easily found as:

$$Ap(u) = \frac{1}{B} \left\{ \frac{1}{2\sqrt{1/B((1/B)+2)} - 2/B - 1} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

from equation (4), a peak only occurs for $B \leq 2.415$

3. Output waveform of sine-squared pulse with high frequency compensation

The design of a high frequency compensated response circuit which is frequently used in transmission systems and in television systems such as video amplifier or wide band amplifier. The use of the sine-squared pulse is more realistic test than does a square wave, and has greater conspicuous sensitivity to gain and delay distortion, and therefore will be used here for the further experiment.

From equation(1). The time domain response of compensated circuit to a unit voltage is given by

$$A(t) = 1 + \frac{2-B}{B\sqrt{(4/B)-1}} \epsilon^{-\pi BM(\frac{t}{\tau_0})} \sin\sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi BM(t/\tau_0) - \epsilon^{-\pi BM(\frac{t}{\tau_0})} \cos\sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi BM(t/\tau_0) \quad (5)$$

where $M = fm\tau_0$

and τ_0 be the duration time of a pulse.

If $f_i(t)$ is the distortionless waveform of sine-squared shape the distorted output waveshape $f_o(t)$ is given as follows:

$$f_o(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t A(\tau) f_i(t-\tau) d\tau = \int_0^t A'(\tau) f_i(t-\tau) d\tau \quad (6)$$

From equation(6). The output distortion of 2T sine-squared pulse and its compensation in high frequency can be calculated as follows.

Putting $A(t) = 1 + a\epsilon^{-\psi t} \sin(lt) - \epsilon^{-\psi t} \cos(lt)$ (7)

where $a = \frac{2-B}{B\sqrt{(4/B)-1}}$, $\psi = \pi Bfm$, $l = \sqrt{(4/B)-1} \cdot \pi Bfm$

Substitute these value into eqn(6) the output of sine-squared pulses yields.

$$f_o(t) = \int_0^t \{ [1 + a\epsilon^{-\psi\tau} \sin(l\tau) - \epsilon^{-\psi\tau} \cos(l\tau)] \sin^2(\omega t - \omega\tau) \} d\tau \quad (8)$$

$$t < \tau_0, \quad f_{o1}(t) = E_0 \left[\frac{(a+l+\psi)}{2} \left\{ \frac{l \sin l t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos l t \epsilon^{-\psi t} + \psi}{l^2 + \psi^2} \right\} \right.$$

$$\left. + \frac{(l-a\psi)}{2} \left\{ \frac{-\sin l t \epsilon^{-\psi t} - l \cos l t \epsilon^{-\psi t} + l}{\psi^2 + l^2} \right\} \right]$$

$$\begin{aligned}
& \frac{-(a_1+\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(1-2\omega) \sin(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + \psi}{\psi^2 + (1-2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{-(a_1+\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(1+2\omega) \sin(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + \psi}{\psi^2 + (1+2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{-(1+a_1\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (1-2\omega) \cos(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + (1-2\omega)}{\psi^2 + (1-2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{-(1-a_1\psi) \cos 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (1+2\omega) \cos(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + (1+2\omega)}{\psi^2 + (1+2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{-(a_1+\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (1+2\omega) \cos(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + (1+2\omega)}{1^2 + (1+2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{+(a_1+\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{-\psi \sin(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - (1-2\omega) \cos(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + (1-2\omega)}{1^2 + (1-2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{-(1-a_1\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(1-2\omega) \sin(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(1-2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + \psi}{1^2 + (1-2\omega)^2} \right\} \\
& \frac{+(1-a_1\psi) \sin 2\omega t}{4} \left\{ \frac{(1+2\omega) \sin(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} - \psi \cos(1+2\omega) t \epsilon^{-\psi t} + \psi}{1^2 + (1+2\omega)^2} \right\} \quad \text{----- (9a)}
\end{aligned}$$

for $t > \tau_0$

$$f_{o_2}(t) = f_{o_1}(t) - f_{o_1}(t-\tau) \quad \text{----- (9b)}$$

The results of calculations by equations (9a), and (9b). The output waveform of sine-squared pulses are shown in Fig 4 .

4. Experimental results

In practical cases, when B and M parameters are given as

$$M = \frac{\tau_0}{2\pi R_o C_p} = f_m \times \tau_0 \quad (10)$$

$$B = \frac{C_p}{L_o} R_o^2 = \frac{1}{\omega_m} \left(\frac{R_o}{L_o} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

then the load resistance R_o and the compensating inductance L_o in term of M and B are given by

$$R_o = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{C_p} \left(\frac{\tau_o}{M}\right) \quad (11)$$

$$L_o = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{R_o}{B}\right) \left(\frac{\tau_o}{M}\right)$$

- where R_o = Load resistance ($K\Omega$)
 C_p = Total stray capacitance (PF)
 τ_o = Duration of pulse (μs)
 L_o = Compensating inductance (mH)

For facilitating calculation of formulas (11), graphs can be easily constructed as show in Fig.5 and Fig,6 respectively. From these curves the wideband amplifier which has the flat characteristic up to certain frequency and the cut off above it. We take the value of $(M.C_p)$ of $\frac{M}{\tau_o}$ as cut off frequency (f_m). For example if $B = 2$ the R_o and L_o can be calculated, $B = 2.L = \frac{R_o}{4\pi \left(\frac{M}{\tau_o}\right)}$

The test of compensation for high frequency distortion with the duration time of 2T sine-squared pulse width $\tau_o = 0.4 \mu s, M = 2, C_p = 21.088$ PF, and cut-off frequency $f_m = \frac{M}{\tau_o} = 5$ MHz (the PAL G system) then the experimental compensating inductance L_o and resistance R_o are given in table 1.

B	1	2	2.415	3
R_o (k Ω)	1.51	1.51	1.51	1.51
L_o (mH)	0.04806	0.0242	0.0199	0.01692
K_{2T}	2.736 %	0.464 %	0.180 %	1.068 %

Table 1.

The deformation of the output waveform of 2T sine-squared pulse response may be expressed by mean of a quality rating factor "K". The illustration of pulse shape distortions and calculated results is shown in fig(4). It has been found that the high frequency distortion has been compensated by taking $M = 2$ and $B = 2.415$ for this value the gain remains flat over the largest frequency range.

The K_{2T} rating factor is minimum. We see that the output is almost similar to input waveshape. When B is smaller than 2.415, damped oscillations occur at the output voltage, and hence there is always some overshoot. This overshoot is the result of transient oscillations of the amplifier.

5. Conclusions

In the analysis two parameters are used as defined by the eqn.(10). We therefore observe that the optimum value of compensated parameter B is found to be 2.415 lower values of B are accompanied by overshoots in the sine-squared pulse response.

Experiments and their data in this paper are almost coincide with our calculations. From there results, we can design a high frequency compensated circuit which has the optimum amplifier response.

Acknowledgment

The authors wish to express their thanks to Professor Tatsuo Ikeda of Tokai University and Dr. P. Thajchayapong of King Mongkut's Institute of Technology (Ladkrabang Campus) for helpful discussions and valuable suggestions.

References

- Nagai,K.,and Ikeda,T.,1950,On Design Theory of Pulse Amplifier Science Reports of Research Institute of Tohoku University(Japan).,1,21.
- Siocos,C.A.,1971,I.E.E.E. Trans Broadcast.,17,1.
- Schmid,H.,1969,I.E.E.E. Trans Broadcast.,15,1.
- I.E.E.E,Std.,1974,Use Standard on Video Signal-Transmission Measurement of Linear Waveform Distortion.
- Weaver,L.E.,I.E.E. Monograph Series 9.,Television Measurement Techniques.



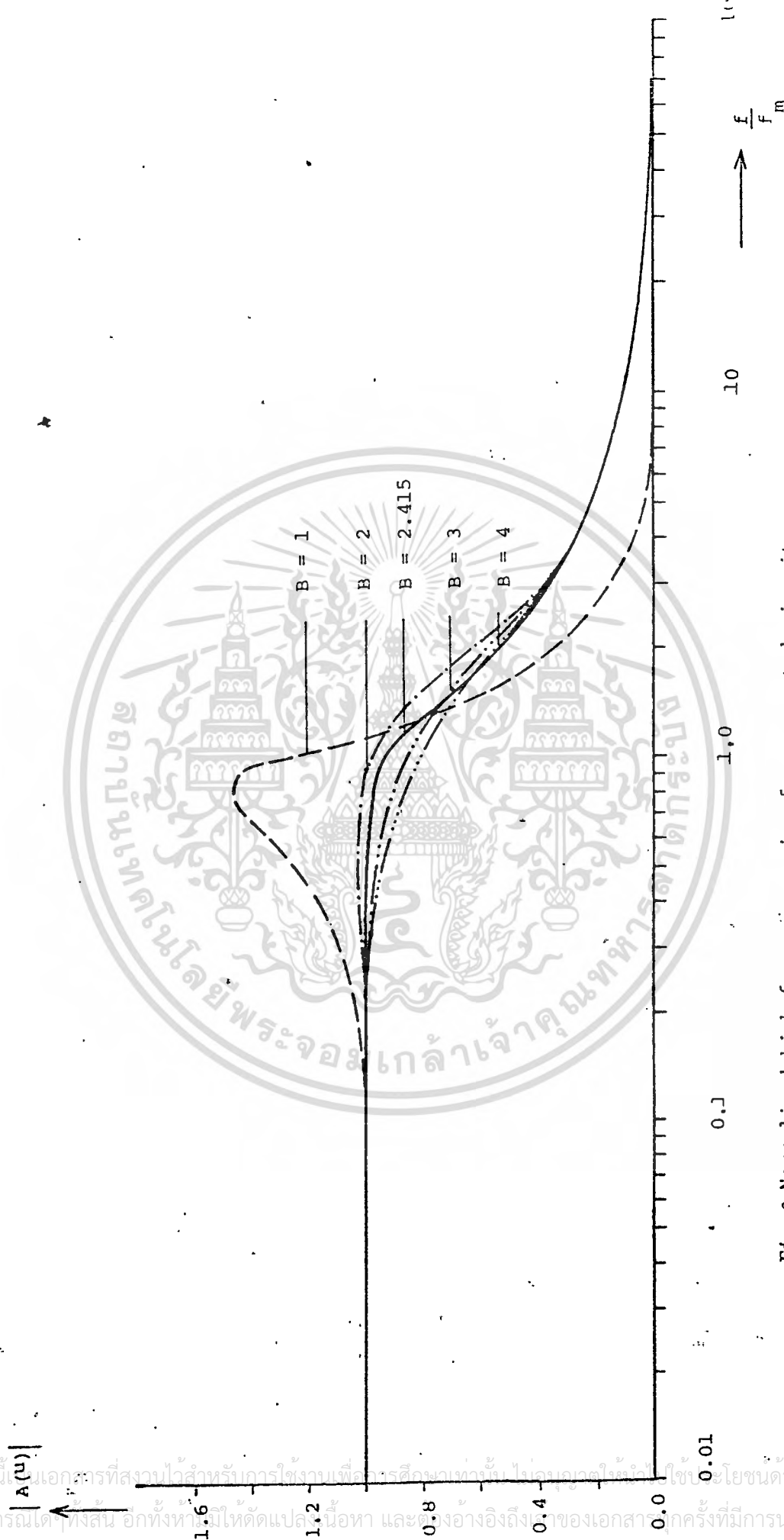


Fig. 2 Normalized high frequency gain of compensated circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้เฉพาะกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

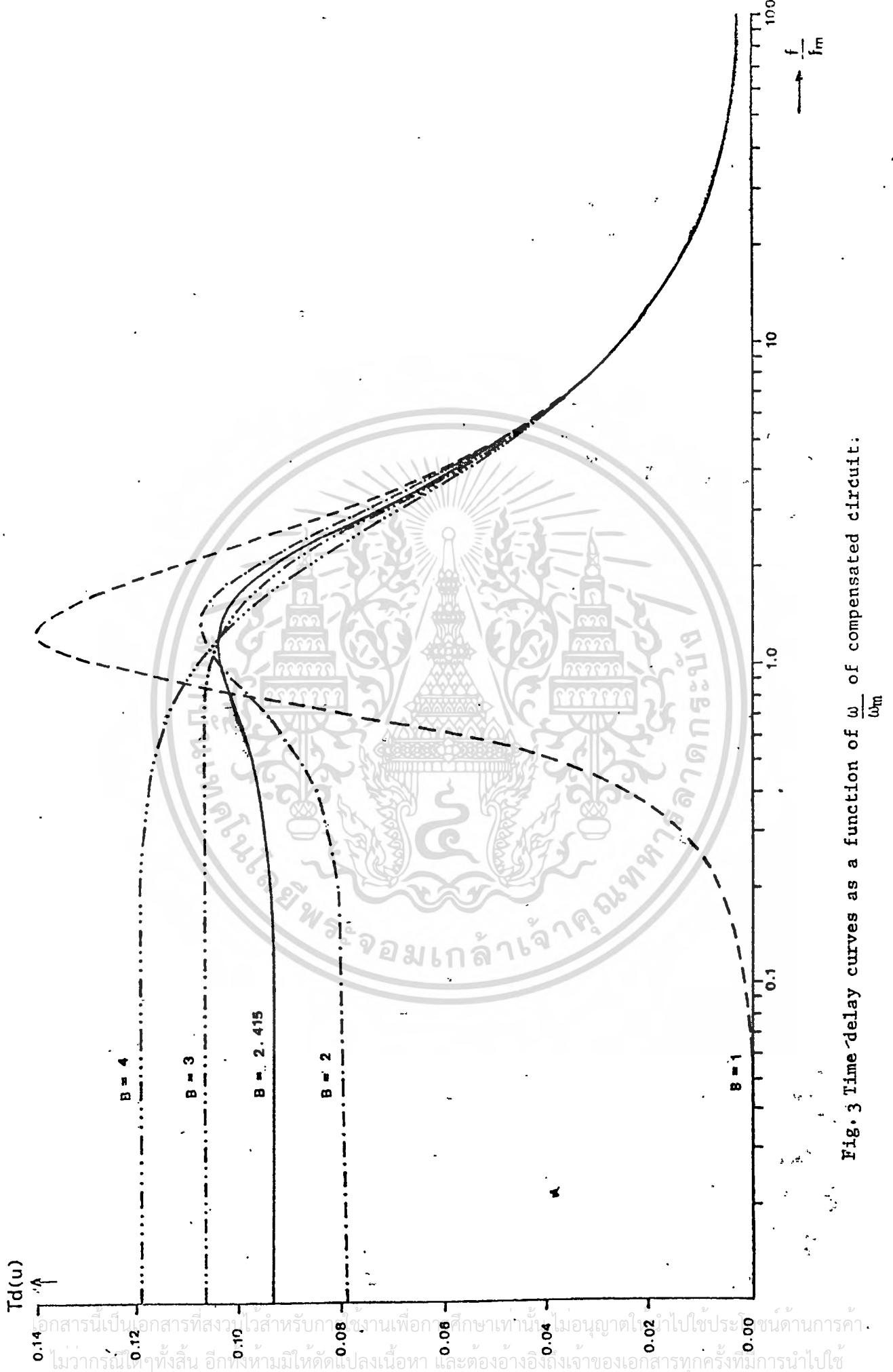


Fig. 3 Time delay curves as a function of $\frac{\omega}{\omega_m}$ of compensated circuit:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

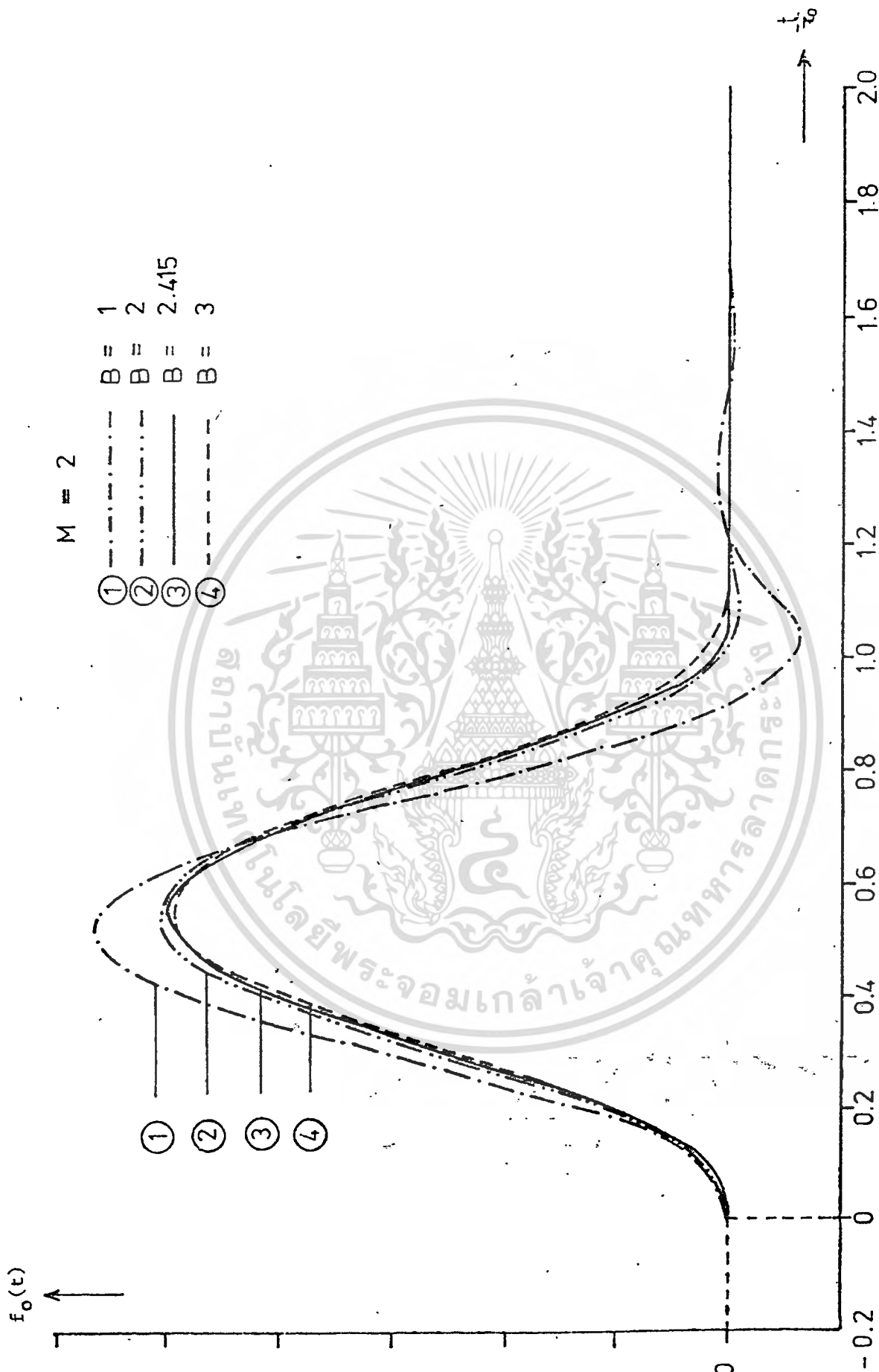
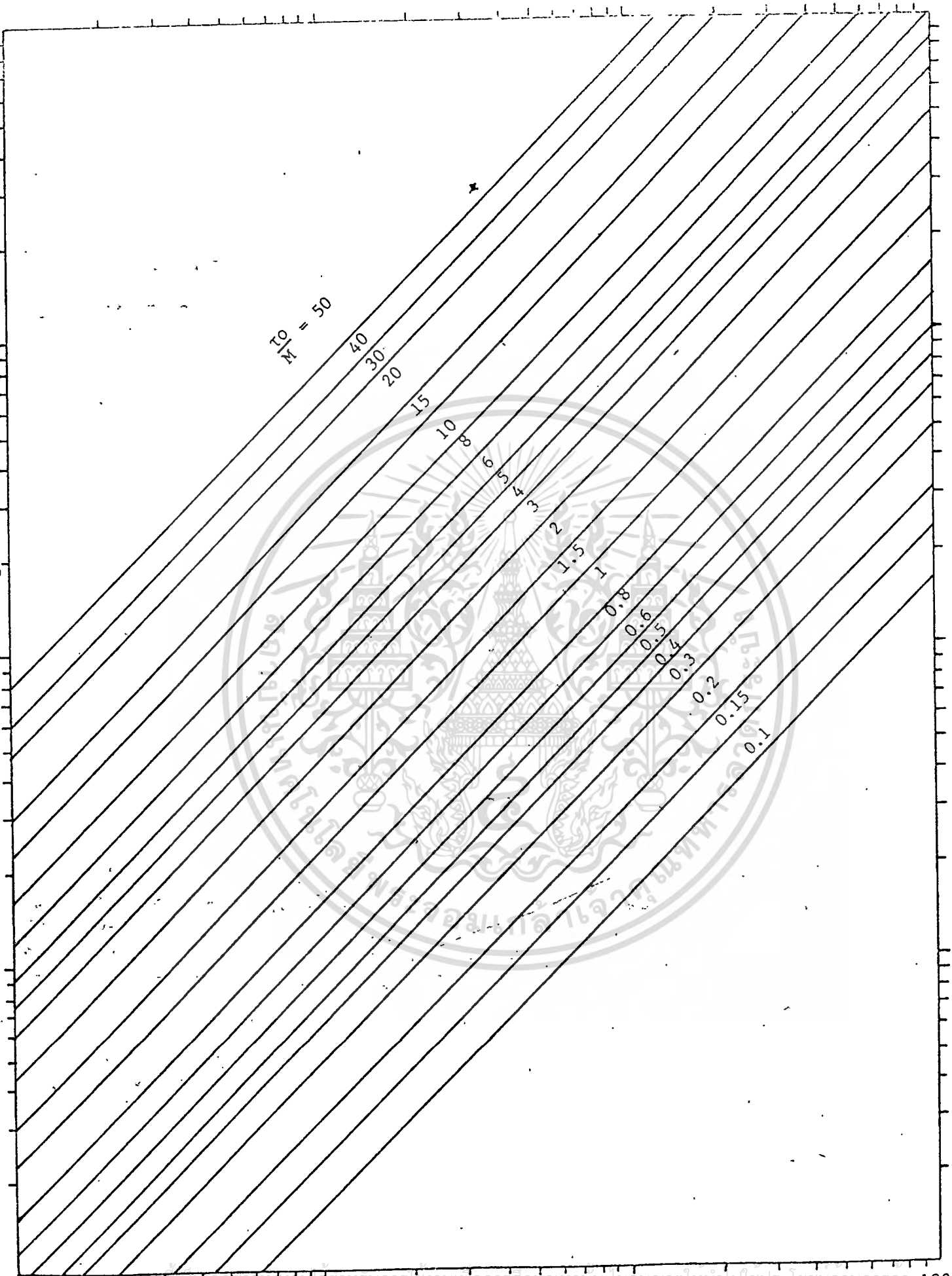


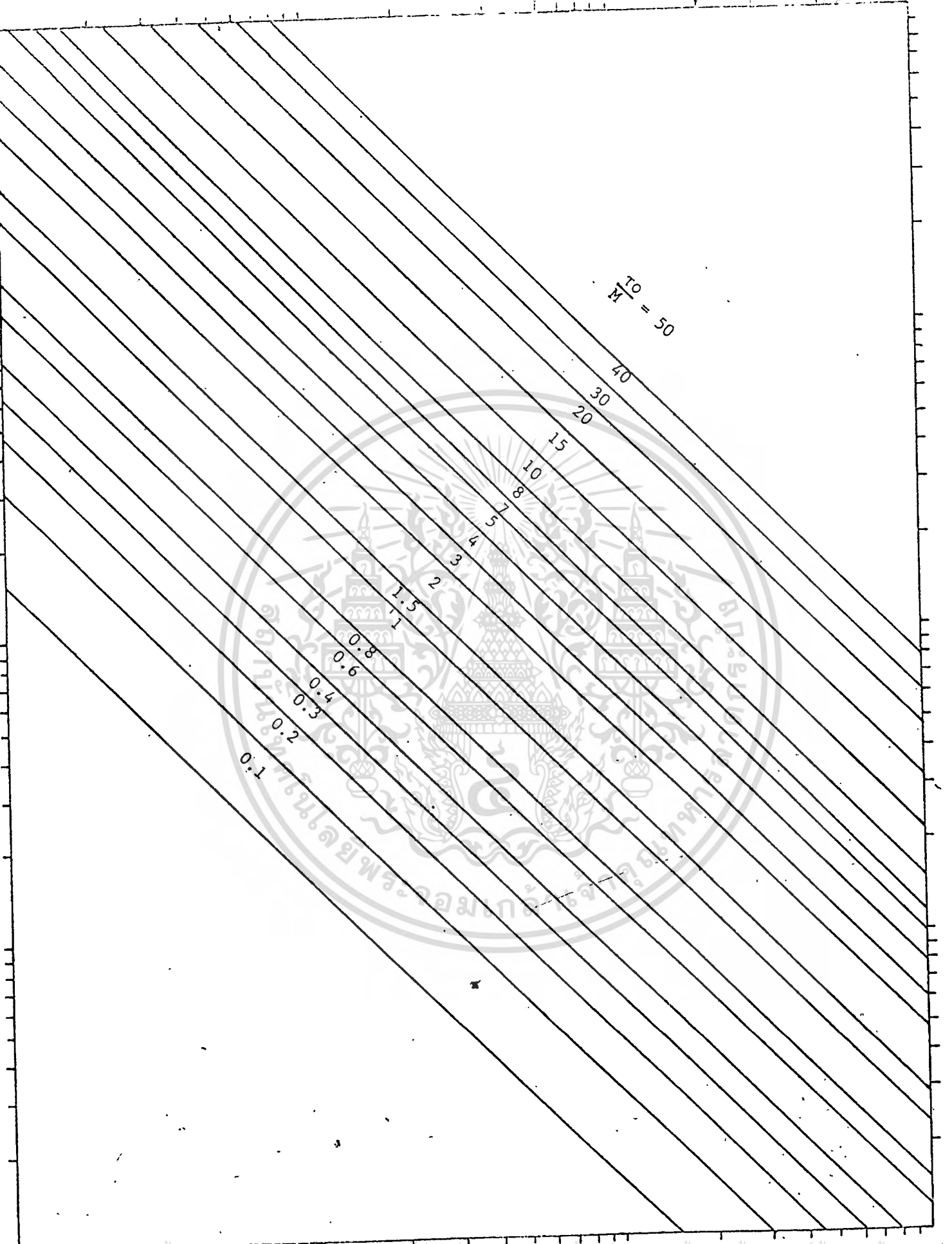
Fig.4 The output waveform of 2T sine-squared pulse, results of calculations by formulas (9a) and (9b) respectively

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 100

Fig. 5 ไม่วารณัติโดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข หรือทำซ้ำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ Re/B และ $(Ro:Kc)$ →



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ผู้ใช้ทั้งหมดยกเว้นผู้ที่มีอำนาจสั่งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 5

C_p (PF) \rightarrow

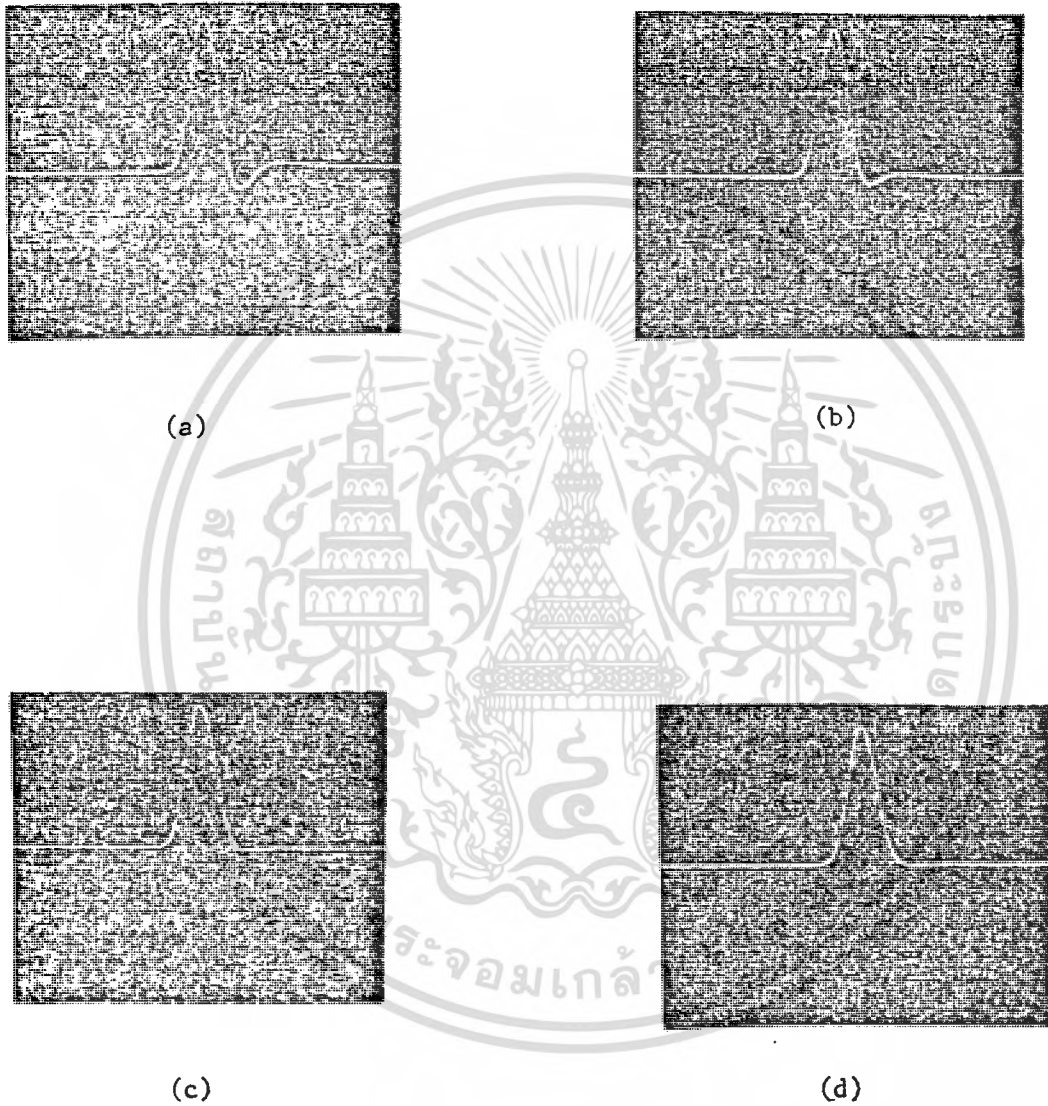


Fig.7 Oscillograms of output waveforms measured at 0.2 V/cm and $0.2 \text{ } \mu\text{s/cm}$ respectively (a) When $B=1, M=2$ (b) When $B=2, M=2$ (c) When $B=2.415, M=2$ (d) When $B=3, M=2$

THE MEASUREMENT OF LUMINANCE-CHROMINANCE GAIN AND DELAY DISTORTION BY
MODULATED SINE-SQUARED PULSE

ABSTRACT

In this paper, a tutorial review on the method of calculation the linear distortion of gain and delay inequalities of a luminance to chrominance modulated $20T$ sine-squared pulse are extensively analysed.

A direct solution is presented both exact expression and the approximations expression with the given values of the two baseline peaks and the gain inequality (A) and the delay inequality (τ) being related. The modulated $20T$ sine-squared pulse distortion due to deviations of the amplitude and delay characteristic in color frequency range are investigated.

K. JANCHITRAPONGVEJ, M.Eng.

J. MOUNGSRIJUNTR, B.Eng.

Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang Campus
Ladkrabang, Bangkok
THAILAND

1. INTRODUCTION

A very important test signal for the measurement of linear distortion in the areas of envelope delay and gain distortion, the \sin^2 pulse is sensitive to both distortions.

In the measurement of gain and delay, inequalities. It is necessary to use the composite signal consisting of an unmodulated \sin^2 pulse adding with modulated \sin^2 pulse at 3.58 MHz frequency for NTSC system. A 2.5 μ s value for h.a.d. was given and the PAL system with color subcarrier 4.43 MHz. The h.a.d. is 2.0 μ s

The purpose of this paper is to simplify the explicit expression relating gain(A) and delay(τ) given by Siocos[1], Rosman[2], and P.Wolf[3] who used the exact expressions and approximate expressions to measure these distortions. In the case of distorted transmission, observations by using oscilloscope this lower baseline are sufficient to determine the two distortions both gain distortion and delay distortion.

2. COMPUTATION OF THE LINEAR CHROMINANCE DISTORTION

Principle symbols:-

$f(t)$: Baseband of \sin^2 pulse

$U(t)$: Upper envelope of \sin^2 pulse

$l(t)$: Lower envelop of \sin^2 pulse

$Y1$ & $Y2$: Baseline amplitude of the lower envelope of \sin^2 pulse

A : Gain inequality of the modulated \sin^2 pulse (Chrominance signal with respect to Luminance signal)

τ : Delay inequalities, the chrominance is delay with respect to Luminance.

Siocos [1] and Rosman [2] suggested a very useful method for the interpretation of the deformation of 20T pulse both gain and delay inequalities. The method of calculation is as follow. From Fig.1 the upper and lower envelope which are respectively

$$U(t) = f(t) + Af(t-\tau) \quad (1)$$

$$l(t) = f(t) - Af(t-\tau) \quad (2)$$

where the baseband is

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi t}{2T_0} \\
 &= \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} \quad |t| \leq T_0 \quad (3) \\
 &= 0 \quad \text{otherwise}
 \end{aligned}$$

where T_0 : half amplitude duration of pulse, in case of NTSC 20T pulse is 2.5 μ s
 The lower envelope is found to be

$$l(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{\pi t}{T_0} - \frac{A}{4} \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} - \frac{A}{4} \quad (4)$$

The baseline peak can be found by equating the first derivative of eqn. (4) to zero yields

$$\sin \frac{\pi t}{T_0} - A \sin \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = 0 \quad (5)$$

from eqn. (4) Let

$$\cos \frac{\pi t}{T_0} - A \cos \frac{\pi(t-\tau)}{T_0} = Y_a \quad (6)$$

the value of Y_a in function of A and τ can be found by squaring eqn. (5) plus squaring of eqn. (6) then

$$Y_a = \pm \left(1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

The two value of baseline $l(t)$ then becomes

$$Y_1 = \frac{1}{4} \left[1 - A + (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right] \quad (8)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4} \left[1 - A - (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right]$$

Similarly the maximum amplitude of the upper envelope is found to be

$$Y_{\max} = \frac{1}{4} \left[1 + A + (1 + A^2 + 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \right] \quad (9)$$

The peak to peak deformation of the baseline is found to be

$$l_{p-p} = Y_1 - Y_2 = \frac{1}{2} (1 + A^2 - 2A \cos \frac{\pi \tau}{T_0})^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For the accurate measurement the peak to peak of the baseline Y1 and Y2 should be measure with respect to the pulse amplitude Ym as follow,

$$\text{let } y_1 = \frac{Y1}{Ym} = \frac{1-A+(1+A^2-2A \cos \frac{\pi\tau}{To})^{\frac{1}{2}}}{1+A+(1+A^2+2A \cos \frac{\pi\tau}{To})^{\frac{1}{2}}} \quad (11)$$

$$y_2 = \frac{Y2}{Ym} = \frac{1-A-(1+A^2-2A \cos \frac{\pi\tau}{To})^{\frac{1}{2}}}{1+A+(1+A^2+2A \cos \frac{\pi\tau}{To})^{\frac{1}{2}}} \quad (12)$$

from eqn(11) & eqn(12) the gain inequality can be found as

$$A = \frac{1 - \left[\frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} + \frac{Y1Y2}{Y_{max}^2} \right]}{1 + \left[\frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} - \frac{Y1Y2}{Y_{max}^2} \right]} \quad (13)$$

Where equation (13) is the accurated solution of gain distortion. Next, the delay inequality can be calculated from the deformation of the baseline as follow.

$$\left[1 - \left\{ \frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} + \frac{Y1Y2}{Y_m^2} \right\} \right] \left[1 + \left\{ \frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} - \frac{Y1Y2}{Y_m^2} \right\} \right] = \frac{16A}{(1+A+Ya)^2} \quad (14)$$

$$\text{where } Ya = \left\{ 1+A^2+2A \cos \frac{\pi\tau}{To} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\text{then } \tau = \frac{To}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8Y1Y2/Y_m^2}{\left\{ 1 - \left(\frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} + \frac{Y1Y2}{Y_m^2} \right) \right\} \left\{ 1 + \left(\frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} - \frac{Y1Y2}{Y_m^2} \right) \right\}} \right] \quad (15)$$

$$\text{or } \tau \approx \frac{2To}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{4Y1Y2/Y_m^2}{1 - \left(\frac{Y1}{Ym} + \frac{Y2}{Ym} \right)^2} \right] \quad (16)$$

Here Y1 and Y2 are the two peaks of the distorted pulse baseline they are normalized by division the output pulse height. The eqn.(13) and eqn.(15) was proposed by Siocos[1]. Note that Y1 and Y2 are algebraic and of opposite sign to one other by convention Y1 is the earlier peaks and Y2 the later peaks of the baseline.

สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a). Distortion Cause by Gain Difference only

(Condition) If Y_1 or Y_2 is zero then these is no delay occurred eqn.(15) becomes

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1}(1) = 0$$

and eqn.(13) becomes

$$A = \frac{1 - \frac{Y}{Y_m}}{1 + \frac{Y}{Y_m}} \quad (17)$$

Where Y may be positive or negative due to the amplitude relationship distortion as in figure 2. From eqn.(17) the amount of gain error ϵ can be simplified as

$$\epsilon = 1 - A = \frac{2Y/Y_m}{1 + Y/Y_m} \quad (18)$$

If $1 \gg Y/Y_m$ then $\epsilon \approx 2Y/Y_m$

Where $2Y/Y_m$ is sometimes called relative chrominance level(RCL).

(b). When $Y_1 = -Y_2$ or Vice-Versa. There is no gain distortion, where the baseline of sine wave are symmetry.

from eqn.(13) the gain distortion becomes $A = 1$ or 0 dB

and

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 - \frac{8(Y/Y_m)^2}{\left\{ 1 + \left(\frac{Y}{Y_m} \right)^2 \right\}^2} \right] \quad (19)$$

eqn.(19) can be simplified by trigonometrical method then

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{2Y/Y_m}{\left\{ 1 - (Y/Y_m)^2 \right\}^2} = \frac{4T_0}{\pi} \tan^{-1} \frac{Y}{Y_m} \quad (20)$$

It has been shown that when $Y_1 = -Y_2$ or vice-versa. It follow that $A = 1$ thus two equal (but opposite) peaks signify the presence of delay inequality only.

(c). In general case when gain and delay inequalities are present simultaneously then the positive and negative peaks have different values.

In the case of small distortions. It is possible to derive the both forms of distortions which are respectively.

$$A \approx \frac{\left[1 - \frac{Y_1}{Y_m} + \frac{Y_2}{Y_m} \right]}{\left[1 + \frac{Y_1}{Y_m} + \frac{Y_2}{Y_m} \right]} \quad (21)$$

for $(Y_1/Y_m + Y_2/Y_m)^2 \ll 1$ eqn.(15) yields,

$$\tau \approx \frac{T_o}{\pi} \cos^{-1} (1 + 8Y_1Y_2/Y_m^2) \quad (22)$$

$$\approx \frac{2T_o}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{(-4Y_1Y_2/Y_m^2)} \quad (22)$$

$$\approx \frac{4T_o}{\pi} \sqrt{-Y_1Y_2/Y_m^2} \quad (23)$$

The above formula can be applied without great error if Y_1/Y_m or Y_2/Y_m is not greater than 10 %.

(d). The relative approximation of the peak to peak amplitude and delay inequalities of the modulated sine-squared pulse. The approximately measurement of the gain inequality (A) and delay inequality (τ) between the luminance to chrominance of the circuit under test is possible if the distortion is not so large.

from eqn.(18) and fig. 4(a) let $y_g = \frac{Y_g}{Y_m} = \frac{1}{2}(1-A)$ (24)

from eqn.(20) and fig. 4(b) $y_d = \frac{Y_d}{Y_m} = \tan \frac{\pi\tau}{2T_o}$ (25)

The deformation of the baseline may be calculated by using the relation of eqn.(24) and (25) and the use of eqn.(10) and the peak amplitude is the difference between two amplitude y_1 and y_2 when normalised to the unity pulse amplitude Y_{max} .

$$y_1 - y_2 = y_{gd} = \frac{1}{2} \sqrt{(1+A)^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_o}} \quad (26)$$

$$y_{gd}^2 = \left(\frac{\epsilon}{2}\right)^2 + \frac{(y_d)^2}{1+(y_d)^2} (1-\epsilon) \quad (27)$$

or $y_{gd}^2 = \left(\frac{\epsilon}{2}\right)^2 + (1-\epsilon) \sin^2 \frac{\pi\tau}{2T_o}$ (28)

3. CONSTRUCTION OF GAIN AND DELAY INEQUALITIES NOMOGRAPH.

The nomograph of gain inequality can be easily constructed by using eqn.(21)

$$A = \frac{1-(y_1+y_2)}{1+(y_1+y_2)}$$

where $y_1 = Y1/Ym$, $y_2 = Y2/Ym$

and the nomograph of delay inequality can be constructed by using eqn.(19)

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left[1 + \frac{8y_1y_2}{1-(y_1+y_2)^2} \right]$$

$$\cos \frac{\pi\tau}{T_0} = 1 + \frac{8y_1y_2}{1-(y_1+y_2)^2} \quad (29)$$

for $\tau = 50$ ns, eqn.(29) yields

$$y_1^2 + 1602 y_1 y_2 + y_2^2 - 1 = 0 \quad (30)$$

Similary $\tau = 100$ ns $y_1^2 + 1017 y_1 y_2 + y_2^2 - 1 = 0$

From the following procedure the nomograph of gain and delay distortions can be constructed as shown in fig. (6)

It should be mentioned that the nomograph in fig.(6) is invalid if one of the two axes values is very small, it is quite difficult to measure the delay with sufficient accuracy then the Mallon's nomograph[4] of 20T pulse for NTSC system is utilized as shown in fig.(7)

4. CONCLUSION

In the analysis of either amplitude and delay distortions the baseline envelope of composite signal can be calculated from these accurated calculation. Nomograph can be constructed by various method. By the use of nomograph gain and delay distortion can easily and quickly measured, and it is possible to design a equalizer which permits manually optimizing the response for the color picture transmission system.



REFERENCES

- [1] C.A. Siocos, "Chrominance-to-Luminance ratio and timing Measurements in Color Television", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC.-14, No.1, pp.1-4, March, 1968.
- [2] G. Rosman, "Interpretation of the Waveform of Luminance-Chrominance Pulse Signal", Electronics letters, Vol.3, No.3, pp.128, March, 1967.
- [3] P. Wolf, "Modification of the Pulse and Bar Test Signal Reference to Application in Color Television", Journal of the SMPTE, Vol.75, pp. 15-19, January, 1966.
- [4] R.E. Mallon, A.D. Williams, "Testing of Television Transmission Channels with Vertical Interval Test Signals", Journal of the SMPTE, Vol.77, No.8 pp. 789-793, August, 1968.
- [5] P.D. Amato, "Study of the effect of Various impairments on the 20T Pulse", E.B.U. Tech 3099-E, pp.3-12, March, 1973.
- [6] "Use standard on Video Signal Transmission Measurement of Linear Waveform Distortion", pp.23-26, IEEE Std 511-1971.
- [7] C.W. Rhodes, "The 12.5T Modulated Sine-Squared Pulse for NTSC", IEEE Trans. on Broadcasting", Vol.BC-18, No.1, pp.8-15, March, 1972.
- [8] HANS SCHMID, "Measurement of Television Picture Impairments Caused by Linear Distortions", Journal of the SMPTE, Vol.77, pp.215-220, March, 1968.
- [9] L.E. WEAVER, "Television Measurement Techniques", IEE Monograph, Series 9, London, Peter Peregrinus, 1971, ch.6, pp.170-180.

CAPTIONS

Figure 1 Deformation of amplitude and delay distortions.

Figure 2 (a) Low Gain $A = \frac{1-Y/Y_m}{1+Y/Y_m}$

(b) High Gain $A = \frac{1+Y/Y_m}{1-Y/Y_m}$

Figure 3 Deformation of delay distortion alone (Symmetry case).

Figure 4 Distortion of mod sine-squared pulse cause by gain and delay difference in fig(a) and fig(b) respectively.

Figure 5 The simultaneous presence of both forms of relationship distortion.

Figure 6 Amplitude and delay distortions nomograph 20T 2.5 μ s h.a.d for 525/60 systems.

Figure 7 An abacus of gain and delay distortions 20T 2.5 μ s h.a.d for 525/60 systems.

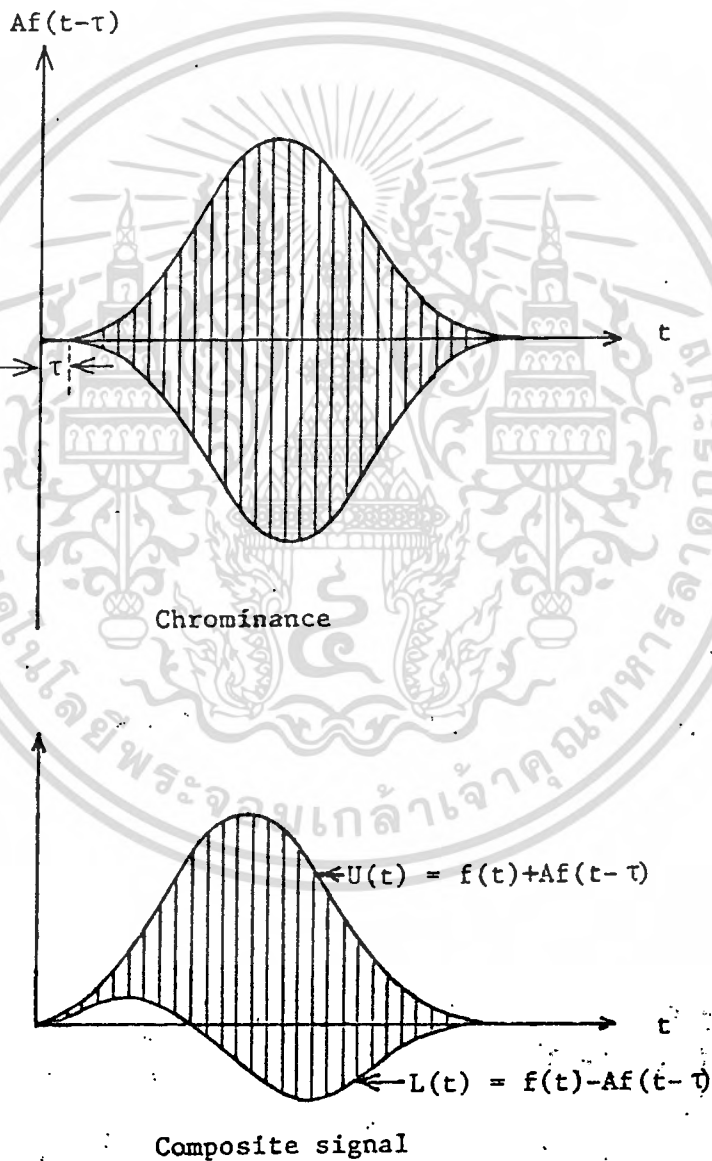
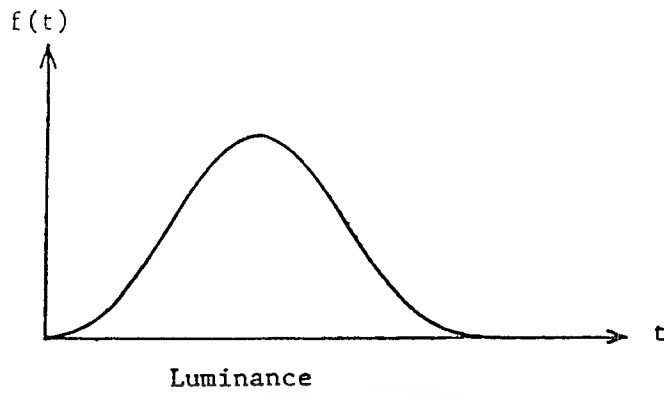


Fig.1 Janchitrapongvej et al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

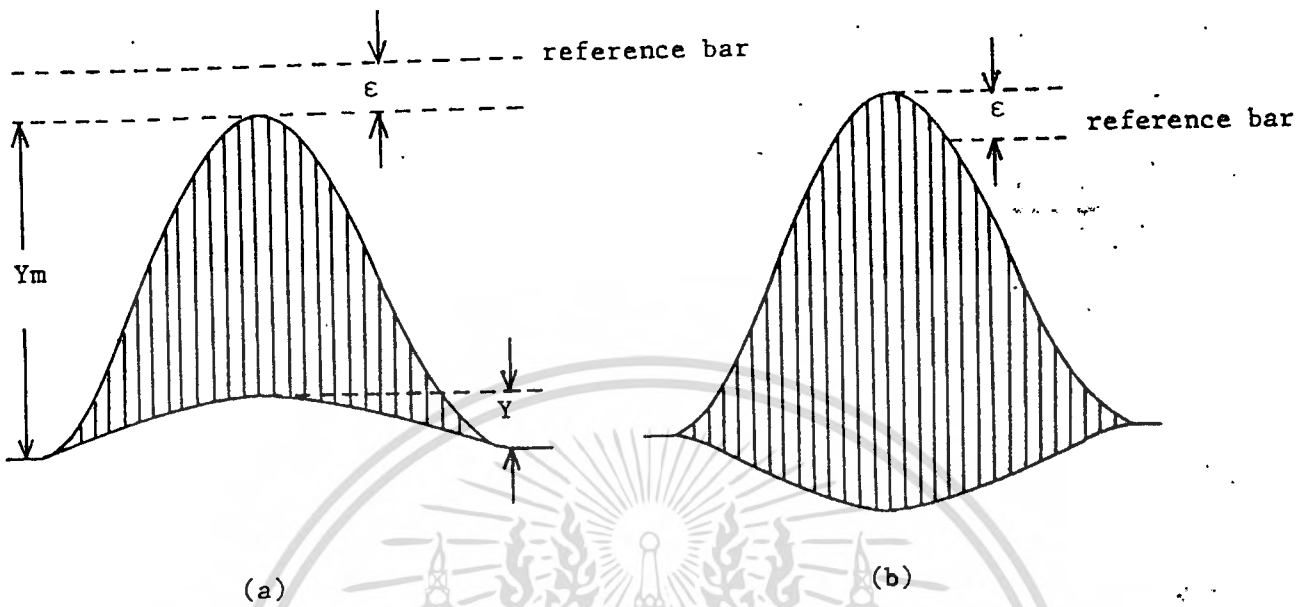


Fig.2. Janchitrapongvej et al.

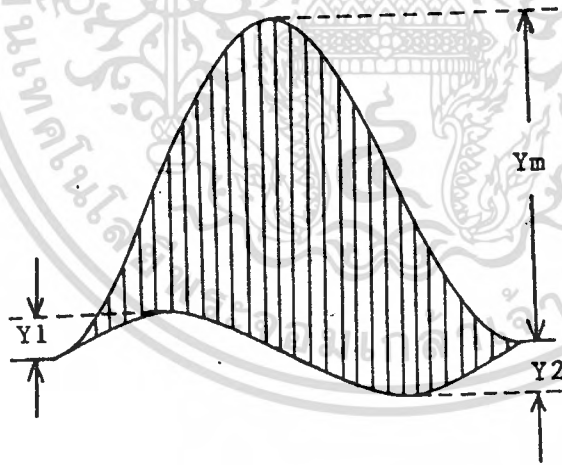
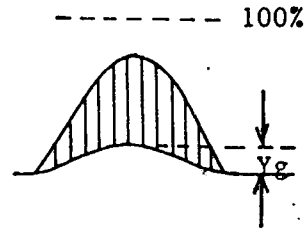
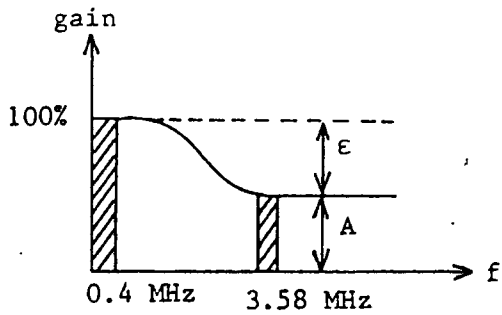
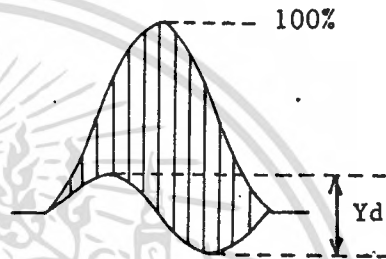
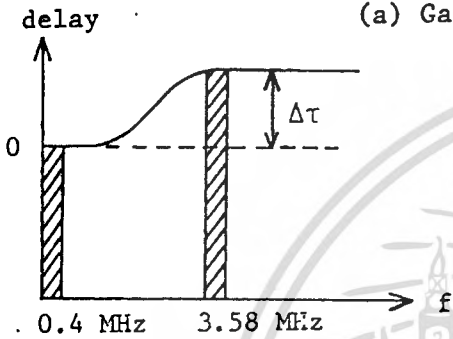


Fig. 3 : Janchitrapongvej et al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Gain distortion only



(b) Delay distortion only

Fig. 4 Janchitrapongvej et al.

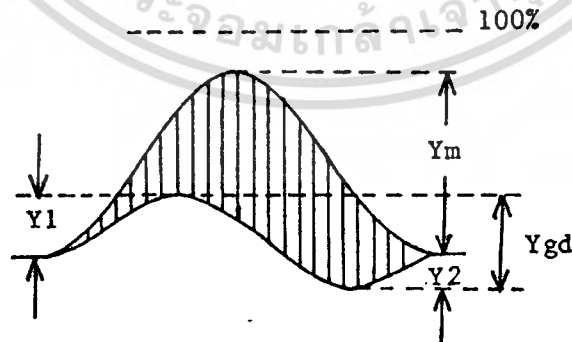


Fig. 5 Janchitrapongvej et al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

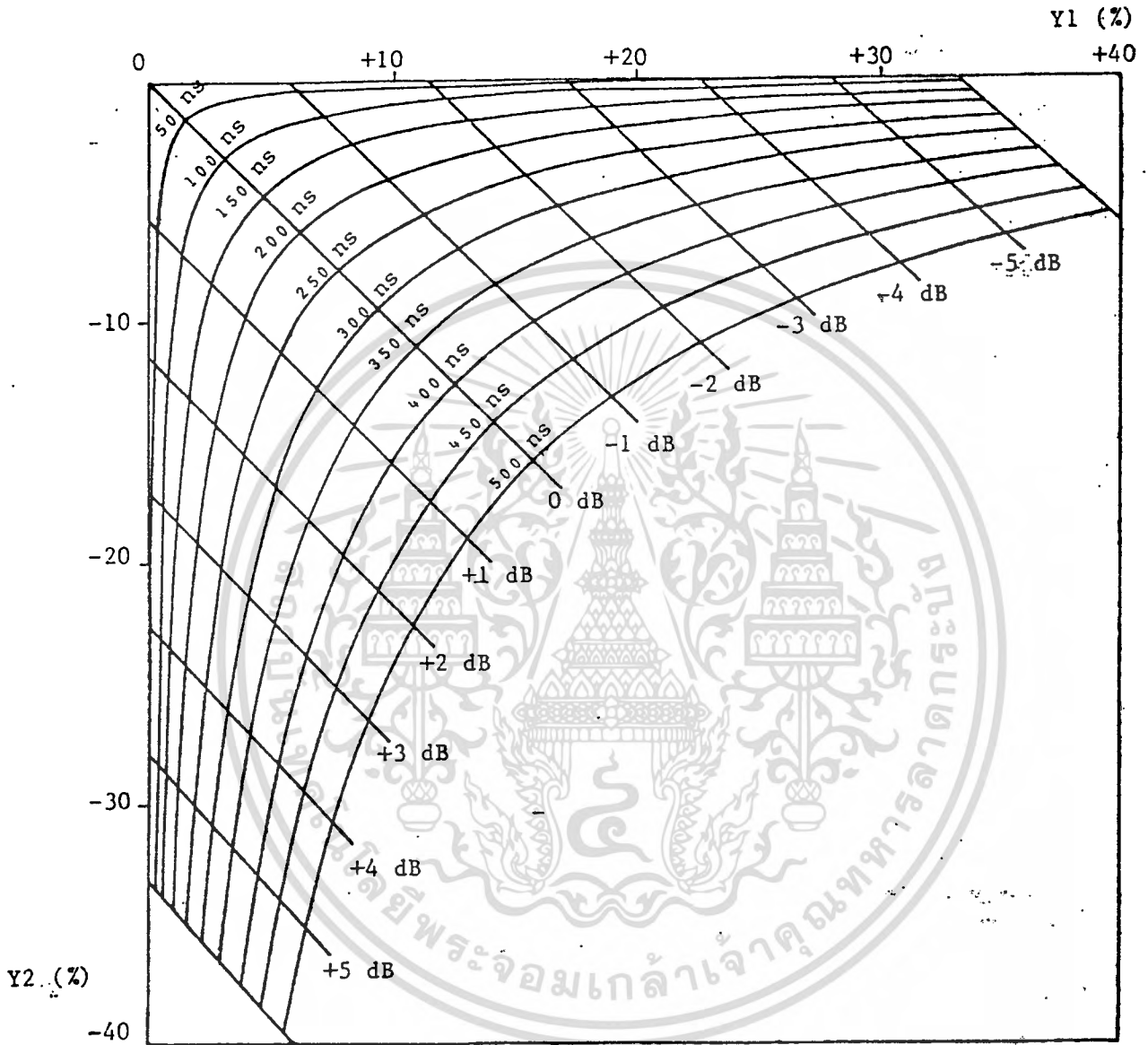


Fig. 6 Janchitrapongvej et al.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20 T Pulse, $T_0 = 2500$ ns.

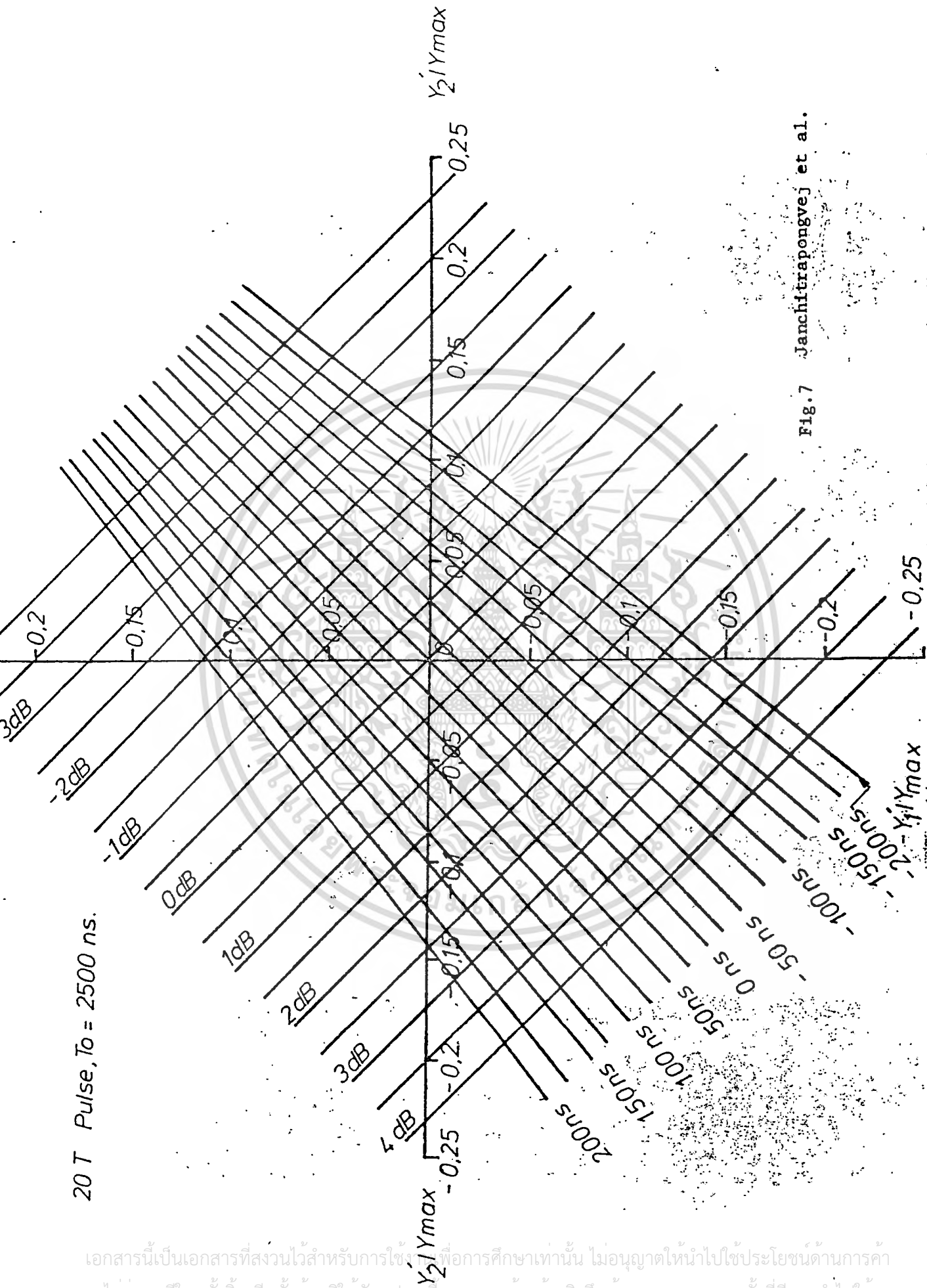


Fig.7 Janchitrapongvej et al.