

รายงานการวิจัย

เรื่อง

ระบบการแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดและเฟสของสัญญาณสี  
Equalization of Distorted Chrominance Signal Amplitude and Phase

คณะผู้วิจัย

ดร. พิทักษ์ ธรรมวาริน

รศ. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

รศ. อรลภา แสงอรุณ

ผศ.ดร. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล

รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

นางสาว วันวิสา ชัชวงษ์

RC14

TK

4842

F5

จ. A51

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 67385

วัน,เดือน,ปี..... 29 พ.ย. 2549

b. 11664720  
i. ....

ห้องปฏิบัติการวิจัยระบบส่งสัญญาณ

โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายงานการวิจัย

หัวข้อ : ระบบการแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดและเฟสของสัญญาณสี

Equalization of Distorted Chrominance Signal Amplitude and Phase

ห้องปฏิบัติการวิจัย : Signal Transmission System Laboratory

โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.)

เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทรศัพท์ 0 2737 3000 ต่อ 3328 โทรสาร 0 2739 2429

หัวหน้าโครงการวิจัย : ดร. พิทักษ์ ธรรมวาริน

E-mail: [ktpitak@kmitl.ac.th](mailto:ktpitak@kmitl.ac.th) โทรศัพท์ (ภาควิชา) 02-7392382

นักวิจัย :

1. รศ. ขวลิต เบญจางคประเสริฐ

E-mail: [kbchawal@kmitl.ac.th](mailto:kbchawal@kmitl.ac.th) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

2. รศ. อรลภา แสงอรุณ

E-mail: [kbchawal@kmitl.ac.th](mailto:kbchawal@kmitl.ac.th) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

3. ผศ.ดร. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล

E-mail: [klattasi@hotmail.com](mailto:klattasi@hotmail.com) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

4. รศ. นภาพินท์ อนันตรศิริชัย

E-mail: [kanoppin@kmitl.ac.th](mailto:kanoppin@kmitl.ac.th) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

5. รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช

E-mail: [kjkanok@kmitl.ac.th](mailto:kjkanok@kmitl.ac.th) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

6. นางสาว วันวิสา ชัชวงษ์

E-mail: [kai\\_2521@hotmail.com](mailto:kai_2521@hotmail.com) โทร. (ภาควิชา) 02-7392382

ผู้ช่วยวิจัย:

1. นาย สุทธิพงศ์ ชนุดหอม

E-mail: [suttipong\\_cha@hotmail.com](mailto:suttipong_cha@hotmail.com) โทร. (มือถือ) 06-5866936

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากคณะผู้วิจัยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจ และสังคมด้วยวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ ทางคณะผู้วิจัย ต้องขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ และโครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศที่ให้ความช่วยเหลือสนับสนุนในการทำวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทคัดย่อ

บทวิจัยนี้นำเสนอการแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีโดยใช้วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวโดยนำตัวกรองความถี่จิจิตอลแบบ FIR ทำงานร่วมกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งในทางปฏิบัติเป็นอัลกอริทึมที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากมีโครงสร้างไม่สลับซับซ้อนแต่จะให้อัตราการเรียนรู้เข้าช้่า ดังนั้นจึงปรับปรุงอัลกอริทึมให้สามารถปรับค่าสเต็ปไซส์ (VSLMS) ได้โดยตรง เพื่อที่จะได้อัตราการรู้เข้าที่เร็ว และมีความผิดพลาดต่ำ โดยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่ออกแบบสามารถยกระดับหรือลดระดับทางขนาดของสัญญาณสีโดยไม่มีผลกระทบต่อกรุปดีเลย์ของสัญญาณ นอกจากนี้ในการทดสอบวงจรที่ออกแบบได้นำเอาสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองมาใช้ พบว่าวงจรสามารถแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีในเครื่องรับโทรทัศน์โดยไม่มีผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์

## Abstract

This paper presents an adaptive equalizer using finite impulse response (FIR) filter and Least-Mean Square (LMS) algorithm. Herein, the variable step-size technique (VSLMS) for compensating the amplitude of chrominance signal is utilized. The proposed equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal at color sub-carrier. The LMS algorithm employed in simplicity structure but gives slow convergence speed. Thus, the variable step-size is very attractive algorithm due to its computational efficiencies and the speed of convergence is improved. In addition, experimental results are carried out by using the modulated 20T sine squared test signal. It is shown here that the adaptive equalized the amplitude chrominance distortion in color television transmission without relative delay distortion.

# สารบัญ

1. บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตการวิจัย	1
1.3 ระเบียบวิธีและแนวความคิด	1
1.4 ผลประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	1
2. ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 ตัวกรองความถี่แบบ FIR และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS	2
2.2 ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ	5
3. การออกแบบวงจร	8
4. ผลการทดลอง	10
4.1 เปรียบเทียบการทำงานของอัลกอริทึม	10
4.2 ผลการจำลองการทำงาน	10
5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ บรรณานุกรม	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

2. ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง	
รูปที่ 1. วงจรกรองแบบปรับตัวได้ด้วยโครงสร้างแบบ FIR	2
รูปที่ 2.(a) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางขนาด	6
รูปที่ 2.(b) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายต่ำ	7
รูปที่ 2.(c) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราการขยายสูง	7
3. การออกแบบวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว	
รูปที่ 3. บล็อกไดอะแกรมของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสำหรับแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี่	8
4. ผลการทดลอง	
รูปที่ 4. การรู้เข้าของสัมประสิทธิ์วงจรถ่วง "w" สำหรับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กับ VSLMS	10
รูปที่ 5. (ก) และ (ข) สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด (ค) และ (ง) สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ทำการแก้ไขแล้ว	11
รูปที่ 6. สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด -12 dB	12

## 1. บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ตัวกรองความถี่แบบปรับตัว (Adaptive Filtering) ได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในระบบสื่อสาร และระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล หรือระบบควบคุมกันอย่างกว้างขวาง เช่น โชนาร์เรดาร์ การออกแบบเครื่องจักรกล และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ทางการแพทย์ [1] ทั้งนี้เพราะความสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะประจำตัวของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ด้วยตัวเอง ซึ่งจะสามารถทำงานกับสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ (Non-stationary) ได้ดีกว่าตัวกรองความถี่แบบคงที่ (Fixed Filter) ที่มีความจะเป็นต้องทราบคุณสมบัติของสัญญาณก่อน

### 1.2 วัดดูประสงค์และขอบเขตการวิจัย

การประยุกต์ใช้งานตัวกรองความถี่แบบปรับตัวในบทวิจัยนี้ คือ วงจรปรับเท่าแบบปรับตัว (Adaptive Equalizer) ถูกนำมาใช้ในระบบการส่งโทรทัศน์สี เนื่องจากในการส่งสัญญาณภาพจะถูกส่งผ่านวงจรต่าง ๆ รวมทั้งสายนำสัญญาณ ทำให้องค์ประกอบทางด้านความถี่สูงส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณสีที่มีความผิดเพี้ยนไปทำให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณสองสว่าง (Luminance Signal) กับสัญญาณสี (Chrominance Signal) เกิดการไม่สมดุลทำให้สีของภาพที่มองเห็นที่จอโทรทัศน์ผิดเพี้ยนไป ความผิดเพี้ยนของสัญญาณสีสามารถแบ่งออกได้เป็น ความผิดเพี้ยนทางขนาด และความผิดเพี้ยนทางเฟส ซึ่งความผิดเพี้ยนทั้งสองสามารถเกิดขึ้นพร้อมกันได้ [2] สำหรับบทวิจัยนี้จะสนใจเฉพาะความผิดเพี้ยนทางขนาดเท่านั้น

### 1.3 ระเบียบวิธีและแนวความคิด

ในบทวิจัยนี้นำเสนอการแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี โดยใช้วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวโดยนำตัวกรองความถี่ดิจิทัลแบบ FIR ทำงานร่วมกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VLSMS (The Variable Step-size Least Mean Square Algorithm) ซึ่งปรับปรุงให้คุณสมบัติ หรือพารามิเตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ ในที่นี้คือค่าสแต็ปไซส์ เนื่องจากคุณลักษณะของสัญญาณมีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลา ในการทดสอบเพื่อดูความผิดเพี้ยนของสัญญาณโทรทัศน์นั้นส่วนใหญ่จะนิยมนำเอาสัญญาณทดสอบมาใช้ ทั้งนี้เพราะสัญญาณทดสอบเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบที่แน่นอน ซึ่งสัญญาณที่ใช้คือ สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองใช้ทดสอบโทรทัศน์สี

### 1.4 ผลประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเอาผลที่ได้จากการศึกษาและจำลองของงานวิจัยนี้ไปใช้สำหรับแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีในเครื่องรับโทรทัศน์ได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

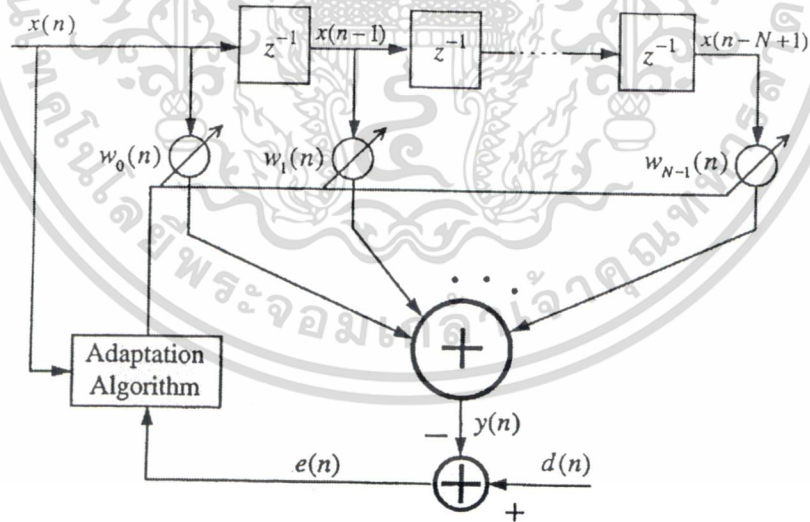
## 2. ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ตัวกรองความถี่แบบ FIR และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS

วงจรมีน้ำหนักปรับค่าได้โดยตัวกรองความถี่แบบดิจิทัลแบบ FIR มาทำงานร่วมกับ อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ง่ายที่สุดและเป็นที่ยอมรับกันทั่วไป ถูกนำเสนอโดย Widrow และ Hoff เมื่อปี ค.ศ. 1960 [3] โดยพัฒนามาจากอัลกอริทึมแบบ Steepest Descent ซึ่งเป็นกรรมวิธีสำหรับปรับค่าน้ำหนักถ่วงของวงจรรองปรับตัวได้เพื่อให้ลู่เข้าสู่คำตอบที่ต้องการ ส่วน อัลกอริทึมแบบ LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณกับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของ เกรเดียนต์เวกเตอร์จริง สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของวงจ} \\ \text{รกรองที่ปรับค่าแล้ว} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของ} \\ \text{วงจรรองเดิม} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{ค่าสเกลปรับ} \\ \text{สำหรับ} \\ \text{การประมาณ} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัญญาณเข้า} \\ \text{ของวงจรรอง} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{ค่าผิดพลาด} \\ \text{จากการ} \\ \text{ประมาณ} \end{pmatrix}$$

จากการทำงานของวงจรมีน้ำหนักปรับค่าได้สามารถแสดงด้วยโครงสร้างของวงจรรองแบบปรับค่าได้แบบ FIR ซึ่งเป็นโครงสร้างแบบทั่วไปดังรูปที่ 1.



รูปที่ 1. วงจรรองแบบปรับค่าได้ด้วยโครงสร้างแบบ FIR

จากรูปที่ 1.  $x(n)$  และ  $y(n)$  หมายถึงสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองตามลำดับ  $d(n)$  เป็นสัญญาณอ้างอิงที่มีคุณลักษณะตามต้องการและ  $e(n)$  คือสัญญาณผิดพลาดเนื่องจากการเปรียบเทียบระหว่าง  $d(n)$  และ  $y(n)$  เมื่อ  $n$  หมายถึงดัชนีเวลา (Time index) ใดๆ ในระบบไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete time) จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถอธิบายที่เอาต์พุตของวงจรด้วยฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ดังสมการที่ (1) [5]

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-1) \quad (1)$$

หรือแสดงอยู่ในรูปเมตริกซ์

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2)$$

เมื่อ

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{N-1}(n)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \quad (4)$$

ซึ่ง  $T$  คือเวกเตอร์หรือเมตริกซ์ทรานสโพส  $\mathbf{w}(n)$  และ  $\mathbf{x}(n)$  หมายถึงเวกเตอร์บรรจุก่าสัมประสิทธิ์และสัญญาณอินพุตของวงจรตามลำดับ และ  $y(n)$  เป็นสเกลาร์สัญญาณเอาต์พุตจากรูป 1. สัญญาณผิดพลาดสามารถแสดงดังสมการ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5)$$

นำสมการที่ (2) แทนลงในสมการที่ (5) จะได้เป็น

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (6)$$

ทำการประมาณค่าทางสถิติของสัญญาณ  $e^2(n)$  หรือที่เรียกว่า mean square error (MSE) จะได้ว่า  $MSE = \xi = E[e^2(n)]$  เพื่อสามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติจึงนำวิธีการของ Steepest descent มาใช้ โดย ประมาณให้  $\xi(n) = e^2(n)$  และทำการเลื่อนจุดบนกราฟไปที่ละขั้นโดยช่วงของขั้นจะกำหนดด้วยตัวแปร  $\mu$  เรียกว่าค่าสแต็ปไซส์ (step-size) ดังนั้นสามารถปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรองได้ดังนี้

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \nabla_k \xi \quad (7)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (8)$$

ซึ่ง  $\nabla$  เป็นการกระทำของเกรเดียนต์นิยามโดย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla = \left[ \frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (9)$$

ที่ตำแหน่ง  $i$  ของเวกเตอร์เกรเดียนต์  $\nabla e^2(n)$

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (10)$$

แทนสมการ (5) ในสมการ (10) และเนื่องจาก  $d(n)$  ไม่ได้ขึ้นกับ  $w_i$  จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (11)$$

แทน  $y(n)$  จากสมการ (1) จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (12)$$

จากสมการที่ (9) และ (12) จะได้

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)x(n) \quad (13)$$

แทนสมการ (13) ในสมการ (8) จะได้อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบ LMS เป็น

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (14)$$

จากสมการที่ (14) พบว่าการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ในช่วงเวลาถัดไปหรือในอนาคตนั้นไม่จำเป็นต้องทราบค่าทางสถิติใดๆ ของสัญญาณอินพุตแต่ขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์สัญญาณผิดพลาดและสัญญาณ อินพุตปัจจุบันเท่านั้น หรืออาจกล่าวได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแปรค่าตามลักษณะของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจร ณ เวลา  $n$  ขณะนั้น ดังนั้น LMS จึงเหมาะสำหรับใช้งานในทางปฏิบัติที่มีลักษณะส่วนใหญ่ไม่นิ่งทางสถิติและยากต่อการทราบค่าที่แน่นอนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสแต็ปไซส์  $\mu$  สามารถใช้ในการควบคุมสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ LMS แต่เนื่องจากความต้องการอัตราการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ LMS ที่เร็ว ซึ่งจะทำให้ค่าสแต็ปไซส์มีค่ามาก แต่ค่าความผิดพลาดก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งในการปรับแก้ความผิดพลาด (Mis-adjustment) นั้นค่าสแต็ปไซส์จะต้องมีค่าเล็ก ๆ ดังนั้นจึงได้มีการเสนออัลกอริทึมแบบ Variable Step-size LMS (VSLMS) ขึ้นเพื่อที่จะได้อัตราการลู่เข้าที่เร็ว และมีค่าความผิดพลาดต่ำ

หลักการการทำงานของ VSLMS จะอยู่บนพื้นฐานของ LMS ซึ่งจะทำให้การปรับเปลี่ยนค่าสแต็ปไซส์ให้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สามารถเขียนสมการที่ (14) ได้ใหม่เป็น

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_i(n)e(n)x(n-1) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

เมื่อ  $w_i(n)$  เป็นสมาชิกตัวที่  $i$  ของเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง  $\mathbf{w}(n)$  และ  $\mu_i(n)$  เป็นค่าสแต็ปไซส์ที่เวลา  $n$  การปรับแก้ค่าสแต็ปไซส์  $\mu_i(n)$  ของอัลกอริทึม VSLMS สามารถปรับได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \operatorname{sgn}[g_i(n)] \operatorname{sgn}[g_i(n-1)] \quad (16)$$

ซึ่งเทอมเกรเดียนต์  $g_i(n) = e(n)x(n-1)$  และ  $\rho$  เป็นพารามิเตอร์ของค่าสแต็ปไซส์ที่มีค่าน้อย ๆ ในสมการที่ (16) ถ้าละฟังก์ชัน  $\operatorname{sgn}$  จะได้สมการของค่าสแต็ปไซส์ใหม่ในรูปของเวกเตอร์ได้เป็น

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu(n)e(n)\mathbf{x}(n) \quad (17)$$

สมการที่ (17) คืออะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ Variable Step-size LMS (VSLMS) นั่นเอง ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำมาใช้ร่วมกับตัวกรองแบบ FIR เพื่อสร้างเป็นวงจรรีบเท่าแบบปรับตัวได้

## 2.2 ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี

เนื่องจากสัญญาณภาพสัญญาณรวม (Composite waveform) ซึ่งประกอบไปด้วยสัญญาณส่องสว่าง (Luminance signal) กับสัญญาณสี (Chrominance signal) และสัญญาณซิงค์ (Sync signal) โดยที่ขอบข่ายของสเปกตรัมจะครอบคลุมตั้งแต่ย่านความถี่ต่ำไปจนถึงย่านความถี่สูง ในทางปฏิบัติสัญญาณโทรทัศน์ที่ส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับของผู้ชมที่บ้านนั้น คุณภาพของสัญญาณที่รับนั้นขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่าง ๆ เช่น ผลตอบสนองต่อขนาด (Amplitude) เฟส (Phase) ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) สัญญาณรบกวน (Noise) องค์ประกอบที่เกี่ยวข้องกับสายส่ง (Transmission line) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และอุปกรณ์การส่ง เป็นต้น วิธีการหนึ่งที่จะทำการประเมินคุณลักษณะดังกล่าวข้างต้นในการวัดคุณลักษณะของผลตอบสนองของรูปสัญญาณสามารถทำได้โดยการใช้สัญญาณทดสอบ (Test signal) แบบต่าง ๆ ตามความเหมาะสมซึ่งขึ้นอยู่กับระบบที่จะทำการทดสอบ

สัญญาณทดสอบที่ใช้ประเมินความผิดเพี้ยนของผลตอบสนองทางขนาด หรือเฟสต่อความถี่ในย่านความถี่สูง ในทางปฏิบัตินิยมใช้สัญญาณทดสอบไซน์กำลังสองแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบสัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ และแบบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบสัญญาณโทรทัศน์สี ในการทดลองนี้จึงได้นำเอาสัญญาณมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสอง ซึ่งประกอบด้วยพัลส์ไซน์กำลังสอง (Sine Square Pulse) รวมกับพัลส์มอดูเลต (Pulse Modulation) ที่ความถี่คลื่นพาหะสี (Color Sub-carrier) ดังสมการที่ (18)

$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (18)$$

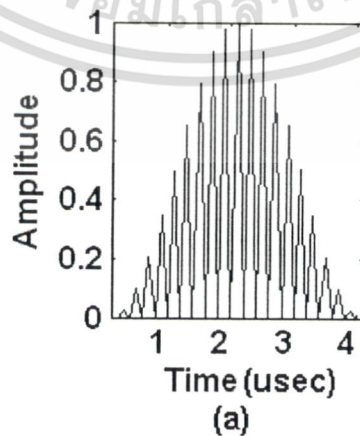
เมื่อ A คือ ขนาดหรืออัตราการขยายของสัญญาณพัลส์ไซน์กำลังสอง

$T = 0.1 \mu\text{sec}$  สำหรับระบบ PAL

t คือ ชั้นเวลา

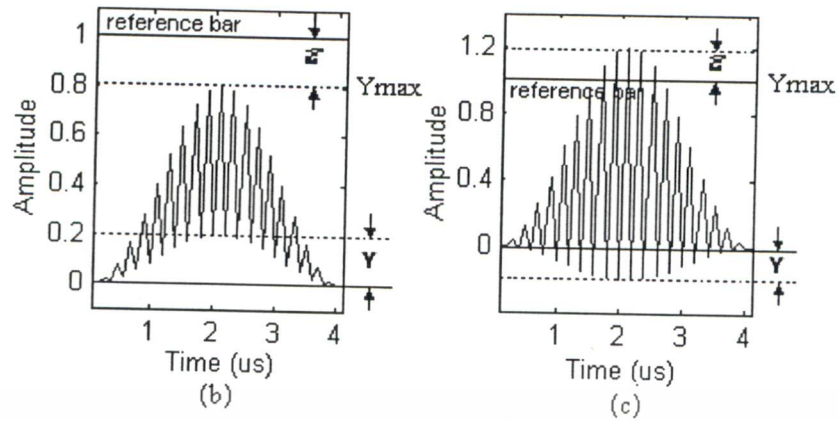
$\omega_c = 2\pi f_c$  ความถี่เชิงมุมของพาหะสีย่อย (color sub-carrier) โดยที่  $f_c = 4.43\text{-MHz}$

ในกรณีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนทางขนาดเกิดขึ้น สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองที่สร้างจากสมการที่ (18) ซึ่งมีอัตราการขยาย หรือ  $A = 1$  จะมีเอนVELOปพื้นฐานของพัลส์ (Baseline) เป็นเส้นตรง แสดงดังรูปที่ 2a



รูปที่ 2.(a) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไซน์กำลังสองที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนทางขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

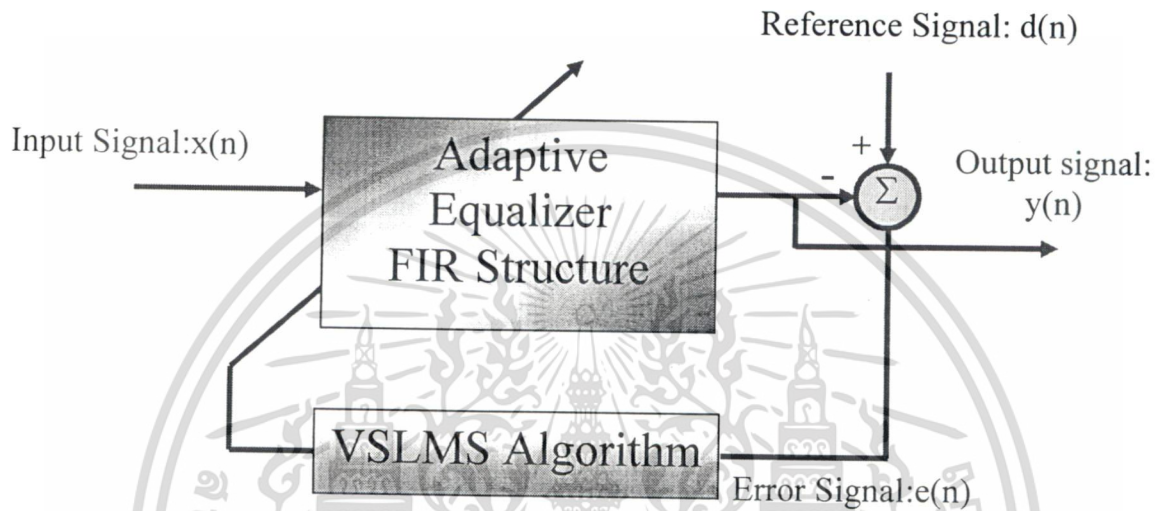


รูปที่ 2(b) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ  
 2 (c) สัญญาณทดสอบมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ไม่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง

การเกิดความผิดเพี้ยนทางขนาดเกิดได้ 2 ลักษณะคือ ความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ (Low Gain Chrominance) คือ มีอัตราขยาย หรือ  $A < 1$  และความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง (High Gain Chrominance) คือ มีอัตราขยาย หรือ  $A > 1$  แสดงดังรูปที่ 2(b) และ 2(c) ตามลำดับ

### 3. การออกแบบวงจร

รูปที่ 3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสำหรับแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ด้วยวงจรกรองความถี่แบบ FIR โดยใช้อัลกอริทึมแบบ VSLMS เมื่อ  $x(n)$  คือสัญญาณที่ที่เกิดความผิดเพี้ยน  $d(n)$  คือสัญญาณอ้างอิง  $y(n)$  คือสัญญาณที่แก้แล้ว  $e(n)$  คือสัญญาณผิดพลาด และ  $n$  หมายถึงดัชนีเวลา



รูปที่ 3. บล็อกไดอะแกรมของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสำหรับแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ

## สรุปขั้นตอนการดำเนินการด้วยอะแดปทีฟอัลกอริทึม

Input: Tap-weight vector,  $w(n)$

Input vector,  $x(n)$

Gradient terms,  $g_0(n-1), g_1(n-1), \dots, g_{N-1}(n-1)$

Desired output,  $d(n)$

Output: Filter output,  $y(n)$

Tap-weight vector update,  $w(n+1)$

Gradient terms,  $g_0(n), g_1(n), \dots, g_{N-1}(n)$

Updated step-size parameters,  $\mu_0(n), \mu_1(n), \dots, \mu_{N-1}(n)$

Filtering:  $y(n) = w^T(n)x(n)$

1. Error estimation:  $e(n) = d(n) - y(n)$

2. Tap-weights and step-size parameters adaptation:

For  $i = 0, 1, \dots, N-1$

$g_i(n) = e(n)x(n-i)$

$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \text{sign}[g_i(n)] \text{sign}[g_i(n-1)]$

if  $\mu_i(n) > \mu_{max}$ ,  $\mu_i(n) = \mu_{max}$

if  $\mu_i(n) < \mu_{min}$ ,  $\mu_i(n) = \mu_{min}$

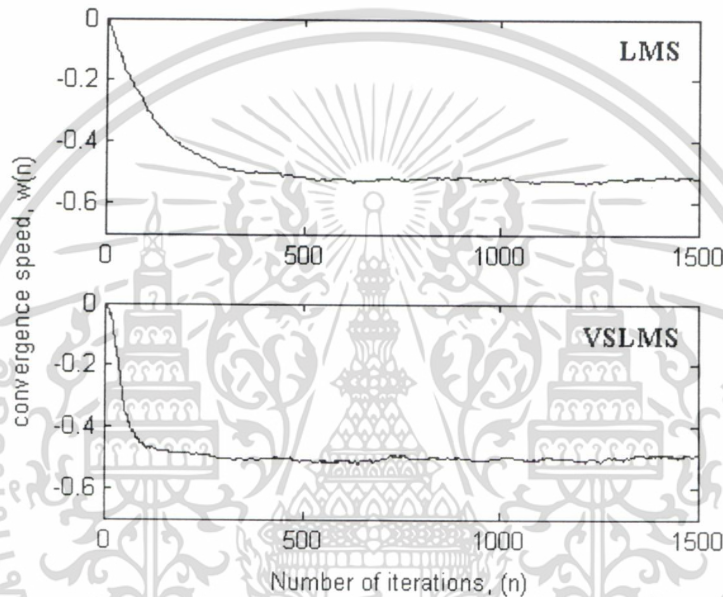
$w_i(n+1) = w_i(n) + 2 \mu_i(n) g_i(n)$

end

#### 4. ผลการทดลอง

##### 4.1 การเปรียบเทียบการทำงานของอัลกอริทึม

ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบความเร็วในการลู่เข้าสู่ค่าตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS และ VSLMS ซึ่งใช้เทคนิคการปรับค่าสแต็ปไซส์ ในการจำลองการทำงานจะใช้สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (White Gaussian Noise) ในการเปรียบเทียบการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมทั้งสองแบบ โดยใช้เงื่อนไขในการทดสอบเหมือนกัน จะทำให้สามารถเปรียบเทียบสมรรถนะ (Performance) ของอะแดปทีฟทั้งสองได้อย่างชัดเจน



รูปที่ 4. การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์วงจรรอง "w" สำหรับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กับ VSLMS

จากรูปที่ 4 แสดงผลการเปรียบเทียบความเร็วในการลู่เข้าสู่ค่าตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS และ VSLMS พบว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSLMS ซึ่งใช้เทคนิคการปรับค่าสแต็ปไซส์  $\mu$  สามารถทำให้อะแดปทีฟอัลกอริทึมทำงานได้เร็วขึ้นกว่าแบบ LMS นั้นเอง

##### 4.2 ผลการจำลองการทำงาน

ความผิดพลาดทางขนาดของสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ สัญญาณที่มีความผิดพลาดทางอัตราขยายสูง (High gain) และสัญญาณที่มีความผิดพลาดทางอัตราขยายต่ำ (Low gain) [7] สามารถแสดงด้วยสมการ 19-21

การหาความผิดพลาดทางขนาด หรืออัตราขยายของสัญญาณพิจารณาได้จากสมการ

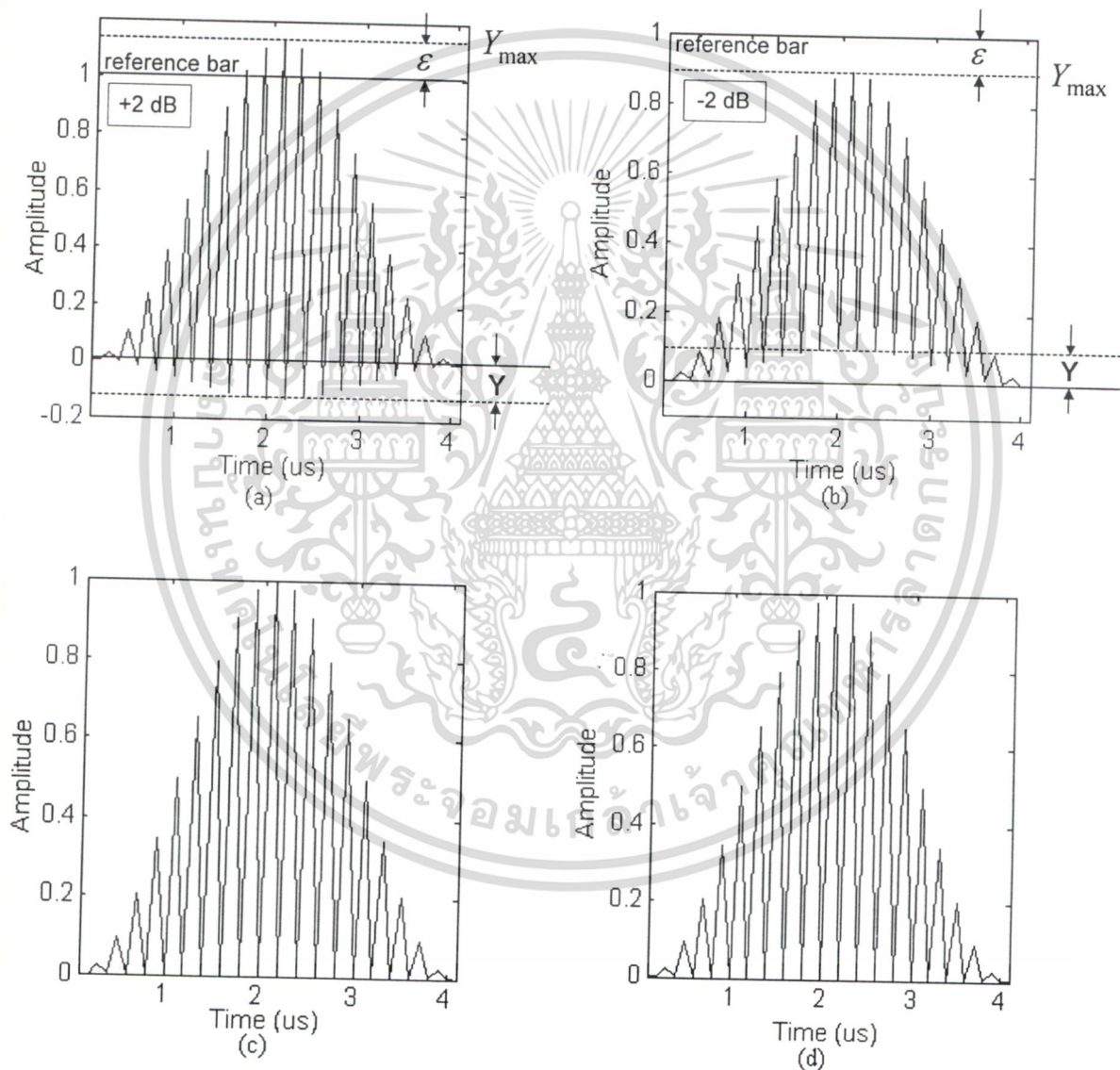
$$A_I = \frac{1-y}{1+y} \quad (19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_h = \frac{1+y}{1-y} \quad (20)$$

$$y = \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (21)$$

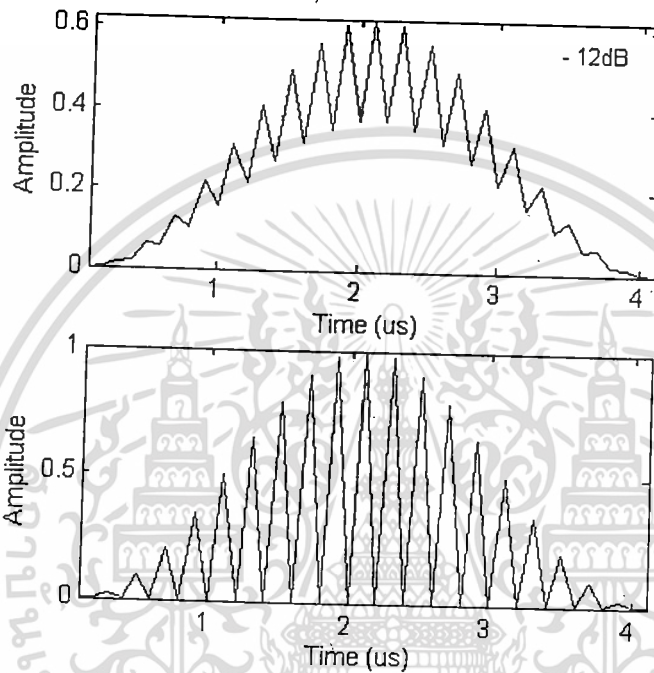
เมื่อ  $A_l$  คือ อัตราการขยายของสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ  
 $A_h$  คือ อัตราการขยายของสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายสูง  
 $y$  คือ ค่ายอดของอัตราขยายที่ผ่านการนอร์มัลไลซ์



รูปที่ 5. (ก) และ (ข) สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด  
 (ค) และ (ง) สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่ทำการแก้ไขแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.(ก) และ (ข) แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่มีค้ายอด  $y=0.1148$  ดังนั้นสัญญาณจะเกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด  $A_n = +2$  dB และ  $A_s = -2$  dB ตามลำดับ และรูปที่ 5 (ค) และ (ง) แสดงสัญญาณที่แก้ไขแล้วด้วยวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว โดยใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VLSMS ดังจะเห็นได้ว่าวงจรที่ได้ทำการออกแบบสามารถแก้ไขความผิดพลาดทางขนาดของสัญญาณได้โดยไม่มีผลกระทบต่อกรุปดีเลย์ไม่ราบเรียบของสัญญาณเลย



รูปที่ 6. สัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทางขนาด -12 dB

จากรูปที่ 6 แสดงสัญญาณมอดูเลต 20T ไชน์กำลังสองที่เกิดความผิดเพี้ยนทางอัตราขยายต่ำ  $A_s = -12$  dB จะเห็นว่าวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอ สามารถแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณได้เป็นที่น่าพอใจ

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวที่นำเสนอ สามารถแก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณได้โดยไม่มีผลกระทบต่อตัวกรุปดีเลย์ของสัญญาณ โดยถ้าหากว่าระบบที่ใช้มีกรุปดีเลย์ไม่ราบเรียบแล้วจะทำให้ฐานของสัญญาณหลังจากการแก้ไขมีลักษณะเป็นรูปตัวอักษรเอส (s) ในภาษาอังกฤษ และการออกแบบระบบก็มีความซับซ้อนน้อย แต่มีความยืดหยุ่นสูงกว่าวงจรปรับเท่าแบบแอนาล็อก

## 5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ

1) งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรปรับเท่าแบบปรับตัว โดยนำวงจรรองความถี่ดิจิทัลแบบ FIR ทำงานร่วมกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSLMS (ซึ่งใช้เทคนิคการปรับค่า สเต็ปไซส์:  $\mu$ ) เพื่อมาใช้แก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสีในระบบโทรทัศนได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่มีผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนทางกรุปดีเลย์

2) ข้อดีของอัลกอริทึมแบบ VSLMS มีการลู่เข้าสู่คำตอบได้เร็วขึ้น มีความแปรปรวนต่ำ และมีความผิดพลาดต่ำกว่าอัลกอริทึม LMS

3) ข้อเสียของวงจรปรับเท่าในแบบแอนาล็อก เช่น ระบบมีความซับซ้อนในการออกแบบ กรุปดีเลย์ไม่ราบเรียบ และไม่สามารถชดเชยสัญญาณตามสัญญาณที่แปรเปลี่ยนตามเวลาได้ ทำให้วงจรไม่มีความยืดหยุ่นในการทำงาน ดังนั้นวงจรที่ออกแบบในบทความนี้สามารถแก้ไขได้เกือบหมด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle, and Stephen M. Kogon, "Statistical and Adaptive Signal Processing," Mc-Graw Hill, 2000.
- [2] S. C. Pei, and C. C. Tseng., "Least Mean P-Power Error Criterion for Adaptive FIR Filter," IEEE Journal., vol., 12 No. 9, Dec 1994.
- [3] R. Panchalard, P.Chunchu, C. Benjangkprasert., et. Al " the Reduction of Gradient Noise in Gradient-Based algorithm by Using Variable Step-size Technique," in Proc. Asia Pacific Conference on Circuits and Systems., pp. 415-418, Dec 2000.
- [4] K.Janchitrapongvej and T.Ikeda, "Equalization of the Relative Luminance to Chrominance Gain in Video Signal Transmission," in Proc. of Journal of IL ITS Vol. 40, No. 8, 1986.
- [5] R.Kennedy., "Since Squared Pulse in Television System Analysis," RCA Review Vol. 21, No. 2, pp. 253, June 1960.
- [6] A. T. Johnson, JR., "Simultaneous Magnitude and Phase Equalization using Digital Filter," IEEE Trans. Circuits and System, Vol.25, pp. 319-321, May 1978.
- [7] J. Labat, O. Macchi, C. Laot and N. Le Squin., "Is Training of Adaptive Equalizers still Useful?," IEEE Trans. Global Telecommunications Conference., Vol. 2 pp. 968-972, Nov. 1996.
- [8] M. Lang and T. I. Laakso., "Design of All Pass Filter for Phase Approximation and Equalization using LSEE Error criterion," in Proc. IEEE. Circuit and System ISCAS'92., vol. 5 pp. 2417-2420, May 1992.
- [9] C. Benjangkprasert, S. Teerasakworakun and K. Janchitrapongvej., "Variable Step-Size Algorithm for Lattice form Adaptive IIR Notch Filter," in Proc. ISIC-2001, pp.138-141, Sep 2001.

### An Adaptive Equalization of Amplitude Chrominance Distortion by using the Variable Step-size Technique

Vanvisa Chutchavong, Kanok Janchitrapongvej, Chawalit Benjangkprasert and Ornlarp Sangaroon

Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT) and Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand (Tel : +66-2-739-2382; E-mail: kai\_2521@hotmail.com)

**Abstract:** This paper presents an adaptive equalizer using finite impulse response (FIR) filter and least-mean square (LMS) algorithm. Herein, the variable step-size technique (VSLMS) for compensating the amplitude of chrominance signal is utilized. The proposed equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal at color subcarrier. The LMS algorithm employed in simplicity structure but gives slow convergence speed. Thus, the variable step-size is very attractive algorithm due to its computational efficiencies and the speed of convergence is improved. In addition, experimental results are carried out by using the modulated 20T sine squared test signal. It is shown here that the adaptive equalizer can be equalized the amplitude chrominance distortion in color television transmission without relative delay distortion.

**Keywords:** Adaptive Equalizer, Adaptive step size, LMS algorithm, Chrominance Signal

#### 1. INTRODUCTION

In recent years, adaptive filtering has been receiving a great deal of attentions in the area of communications, sonar, radar, mechanical design, and biomedical electronics [1]. Adaptive filters are self-designing systems, which can adjust themselves to different environments, so the use of adaptive filter provides a significant performance over the use of a fix filter. Basic classes of adaptive filtering applications are recognized, namely adaptive equalizer. The linear distortions of a communication channels may be, in turn, divided into the amplitude and phase distortions parts. To compensate the later distortions, an adaptive equalizer should be employed at the receiver [2].

In this paper presents an adaptive equalizer consists of a transversal (a finite impulse response-FIR) filter and their corresponding VSLMS algorithm is also proposed for compensating the amplitude of chrominance signal. The chrominance-to-luminance gain inequality (relative chrominance level) can be separated low gain ( $A < 1$ ),  $A_l = \frac{1-y}{1+y}$  and high gain ( $A > 1$ ),  $A_h = \frac{1+y}{1-y}$ ,

where  $y$  is the normalized amplitude of the signal peak. The proposed equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal at color subcarrier 4.43 MHz and it is not taken into account how the signal is distorted.

In addition, experimental results are carried out by using the modulated 20T sine squared signal. It is shown here that the adaptive equalizer can be equalized the distortion of the chrominance amplitude in color television transmission without relative delay distortion. The simulation result obtain from experimentation is in good agreement.

#### 2. FIR FILTER DESIGN BASED ON VARIABLE STEP-SIZE LMS ALGORITHM

One of the most popular algorithms in adaptive signal processing is the least mean square (LMS) algorithm presented by Widrow and Hoff [3]. The LMS algorithm has always been attractive to the researchers in adaptive signal

processing, because of its simplicity and its robustness to numerical error [4]. The VSLMS algorithm has initially been introduced as a technique for increasing the initial convergence of the LMS algorithm, while achieving a small steady-state misadjustment.

The most commonly used structure in the implementation of adaptive filter is the transversal structure, depicted in Fig. 1.

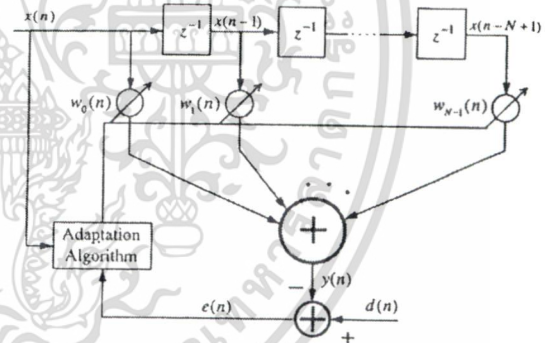


Fig. 1 Adaptive transversal filter (as a FIR filter)

The output,  $y(n)$ , is generated as a linear combination of the delayed samples of the input sequence,  $x(n)$ , according to the equation [5].

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \tag{1}$$

then the output of adaptive FIR filter can be expressed in matrix form as:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \tag{2}$$

where superscript T denotes the vector or matrix transpose,  $N$  is the filter length,  $\mathbf{w}(n)$  is the tap-weight vectors and  $\mathbf{x}(n)$  is input vectors, respectively, and they are defined in the column vectors form as follows:

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (4)$$

we drop the time index  $n$  from the tap-weight vector  $\mathbf{w}(n)$  in the following discussion. If the desired output at the instant  $n$  is  $d(n)$ , the error  $e(n)$  is written as

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5)$$

Eq. (2) can be substituted into Eq. (5), we get

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (6)$$

The conventional VLSMS algorithm is a stochastic implementation of the steepest descent algorithm. It simply replaces the cost function  $\xi = E[e^2(n)]$  by its instantaneous coarse estimate  $\hat{\xi}(n) = e^2(n)$  for  $\xi$  in the steepest descent recursion Eq. (6), and replacing the iteration index  $k$  by the time index  $n$ , we obtain

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \nabla_k \xi, \quad (7)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (8)$$

where  $\nabla$  is the gradient operator defined as the column vector

$$\nabla = \left[ \frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w} \right] \quad (9)$$

we note that the  $i$ th element of the gradient vector  $\nabla e^2(n)$  is

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (10)$$

substituting Eq. (5) in the last factor on the right-hand side of Eq. (10) and noting that  $d(n)$  is independent of  $w_i$ , we obtain

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (11)$$

substituting for  $y(n)$  from Eq. (1), we get

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (12)$$

using Eq. (9) and Eq. (12), we obtain

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (13)$$

substituting this result in Eq. (8), we get

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (14)$$

The VLSMS algorithm works on the basis of a simple heuristic that comes from the mechanism of the LMS algorithm. Each tap of the adaptive filter is given a separate time-varying step-size parameter and the LMS recursion is written as

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_i(n)e(n)x(n-i) \quad (15)$$

for  $i=0, 1, \dots, N-1$

where  $w_i(n)$  is the  $i$ th element of the tap-weight vector  $\mathbf{w}(n)$  and  $\mu_i(n)$  is its associated step-size parameter at iteration  $n$ . The VLSMS algorithm step-size parameters, the  $\mu_i(n)$ , may be adjusted using the following recursion

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \text{sign}[g_i(n)]\text{sign}[g_i(n-1)] \quad (16)$$

where the gradient term  $g_i(n) = e(n)x(n-i)$ , and  $\rho$  is a small position step-size parameter.

The set of update Eq. (14) may be written in vector form as follows:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\boldsymbol{\mu}(n)e(n)\mathbf{x}(n) \quad (17)$$

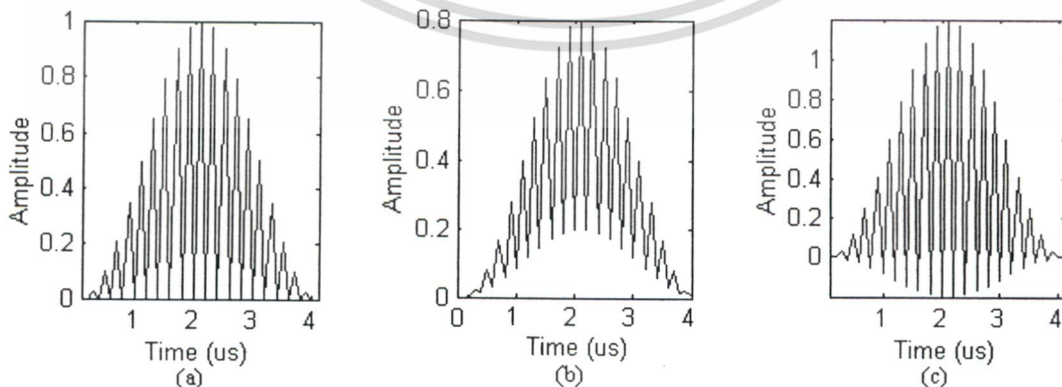


Fig. 2 shows the modulated 20T sine-square pulse signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 2066 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. DESCRIPTION OF CHROMINANCE SIGNAL AMPLITUDE

#### 3.1 Definition

In this paper, we use the modulated 20T sine squared pulse test signal can be obtained as follows: (see Fig. 2) [5].

$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) \cos \omega_c t; & |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (18)$$

where  $A$  is the linear distorted chrominance signal amplitude,  $T = 0.1 \mu s$  and for PAL system  $t$  is instantaneous time,  $\omega_c = 2\pi f_c$ , and the color subcarrier  $f_c = 4.43$  MHz.

Fig. 2(a) shows the undistorted modulated 20T test signal with  $A = 1$ , Fig. 2(b) shows the low gain chrominance distortion with  $A < 1$ , and Fig. 2(c) shows the high gain chrominance distortion with  $A > 1$ .

#### 3.2 Design adaptive equalizer using VSLMS algorithm

Fig. 3 shows block diagram of an adaptive equalization of chrominance signal amplitude, by using FIR filter and VSLMS algorithm. Herein,  $x(n)$  is input signal, which have been occurred the amplitude chrominance distortion,  $d(n)$  is the reference signal,  $y(n)$  is the output signal, which is modified the amplitude chrominance, and  $e(n)$  is the error signal.

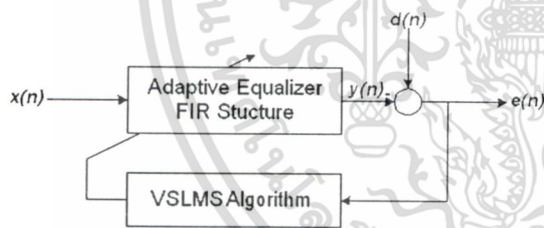


Fig. 3 shows block diagram of an adaptive equalization of chrominance signal amplitude.

In order to assure the theoretical results of the previous section, simulation results of an adaptive equalizer for compensating the chroma amplitude distortion is carried out. The procedure of an implementation of the VSLMS algorithm is shown in Table 1.

### 4. EXPERIMENTS AND RESULTS

#### 4.1 Comparison of the proposed algorithm

In this section, we used the single sinusoidal signal additive white Gaussian noise as the input of FIR adaptive filter. The performance of the proposed algorithm (VSLMS algorithm) compared with LMS algorithm, assume data range  $N=1,500$ .

Fig. 4 shows the comparison of LMS algorithm and the proposed algorithm in the noisy environment. The proposed algorithm have fast convergence rate.

Table 1. Summary of an implementation of VSLMS algorithm

Input: Tap-weight vector, $w(n)$ Input vector, $x(n)$ Gradient terms, $g_0(n-1), g_1(n-1), \dots, g_{N-1}(n-1)$ Desired output, $d(n)$
Output: Filter output, $y(n)$ Tap-weight vector update, $w(n+1)$ Gradient terms, $g_0(n), g_1(n), \dots, g_{N-1}(n)$ Updated step-size parameters, $\mu_0(n), \mu_1(n), \dots, \mu_{N-1}(n)$
Filtering: $y(n) = w^T(n)x(n)$
1. Error estimation: $e(n) = d(n) - y(n)$
2. Tap weights and step-size parameters adaptation: For $i = 0, 1, \dots, N-1$ $g_i(n) = e(n)x(n-i)$ $\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \text{sign}[g_i(n)] \text{sign}[g_i(n-1)]$ if $\mu_i(n) > \mu_{\max}, \mu_i(n) = \mu_{\max}$ if $\mu_i(n) < \mu_{\min}, \mu_i(n) = \mu_{\min}$ $w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_i(n)g_i(n)$ end

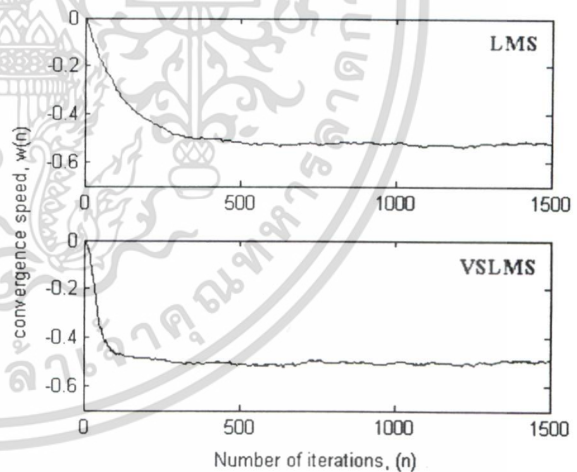


Fig. 4 shows the learning curve of coefficient  $w(n)$

#### 4.2 Simulation results

The Chrominance-to-Luminance ratio or gain inequality (relative chrominance level)[7] can be separated low gain and high gain. The gain inequality of high gain and low gain are expressed as

$$A_h = \frac{1+y}{1-y}, \quad (19)$$

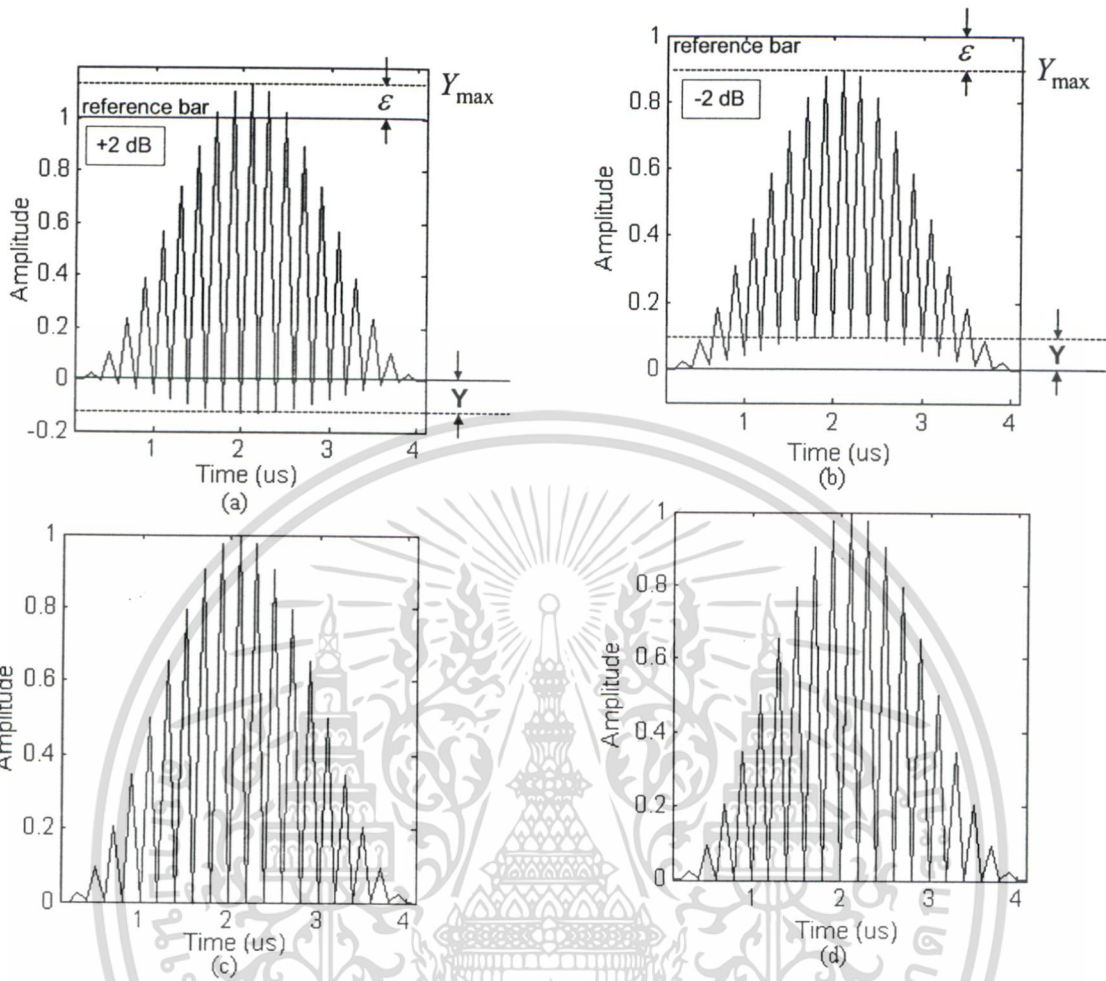


Fig. 5 shows the amplitude of chrominance signal equalized by adaptive equalization using VSLMS algorithm

$$A_l = \frac{1-y}{1+y} \quad (20)$$

where  $y$  is the normalized amplitude of the single peak. Hence

$$y = \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (21)$$

From Fig. 5 shows the distortion of the modulated 20T sine-squared pulse that the peak pulse height  $y = 0.1148$ . Then the gain inequality of high gain in decibels,  $A_h = +2dB$  and low gain  $A_l = -2dB$  are shown in Fig. 5(a) and 5(b) respectively. Fig. 5(c) and 5(d) show the amplitude of chrominance signal is equalized by adaptive equalization using VSLMS algorithm.

It is shown that from the experimental can be enhanced and compressed the chrominance signal without impact of group delay distortion. If the presence of group delays distortion, the baseline of the modulated pulse is not flat or symmetrical positive and negative peaks after it is equalized.

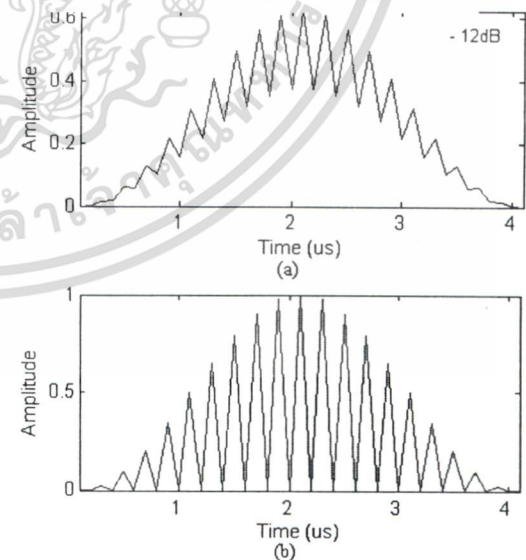


Fig. 6 shows the distorted chrominance signal amplitude of the modulated 20T sine-square pulse that low gain is  $-12$  dB

Fig. 6 shows the distorted chrominance signal amplitude of the modulated 20T sine-squared pulse that low gain is  $-12\text{dB}$ . In brief, the adaptive equalizer can be equalized the amplitude chrominance distortion in color television transmission with relative delay distortion and the system design has complexity less than analog filter.

## 5. CONCLUSIONS

The design of adaptive equalizer using FIR filter and the variable step-size LMS (VSLMS) algorithm for compensating the amplitude of chrominance signal is utilized, which the performance of the proposed algorithm has fast convergence speed better than the LMS algorithm. As the result, the adaptive equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal without impact of group delay distortion. The advantage of this system design has lowest complexity and high flexible than analog filter, and iterative solutions can find a good optimum performance without adjustable.

In brief, the results obtained from the simulation can be equalized the amplitude chrominance distortion, low gain and high gain, in color television transmission without relative delay distortion.

## REFERENCES

- [1] S. C. Pei, and C. C Tseng., "Least mean p-power error criterion for adaptive FIR filter," *IEEE JOURNAL on selected areas in communications*, Vol. 12, No. 9, pp. 1540-1547, Dec. 1994.
- [2] B. Farhang-Boroujeny and S. Nooshfar., "Adaptive phase equalization using all-pass filters." *Proc. IEEE*, pp. 1403-1407, 1991.
- [3] B. Windrow, J. M. McCool, M. G. Larimore, and C. R. Johnson, Jr., "Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive algorithm filter," *Proc. IEEE*, vol. 64, pp. 1151-1162, Aug. 1976.
- [4] S. Haykin, *Adaptive Filter theory*, Prentice-Hall, 2<sup>nd</sup> edition, 1991.
- [5] B. Farhang-Boroujeny., *Adaptive Filters Theory and Applications*, National University of Singapore, John Wiley & Sons, 1998.
- [6] K. Janchitrapongvej and T. Ikeda., "Equalization of the relation luminance to chrominance gain in video signal transmission," *Proc. of IL ITS*, Vol. 40, No. 40, 1986.
- [7] M. Craig, *TELEVISION MEASUREMENT PAL SYSTEM*, Textronix.

# ADAPTIVE EQUALIZATION OF THE DISTORTED CHROMINANCE SIGNAL USING VSQMLP ERROR CRITERION

V. Chutchavong, P.Rukluea, C. Benjangkprasert, O. Sangaroon, and K. Janchitrapongvej

Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)  
And Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
E-mail: kai\_2521@hotmail.com

**Abstract:** This paper presents an adaptive equalizer using FIR Filter and variable step-size quantize least mean  $p$ -power error criterion (VSQMLP) algorithm for compensating the amplitude of Chrominance signal. The proposed equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal at color subcarrier and it is not taken into account how the signal is distorted. In addition, experimental results are carried out by using the modulated  $20T$  sine squared signal.

## 1. AMPLITUDE CHROMINANCE DISTORTION

In this paper, we use the modulated  $20T$  sine squared pulse test signal. That is

$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}t\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}t\right) \cos \omega_c t; & |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (1)$$

where  $A$  is the linear distorted chrominance signal amplitude,  $T = 0.1 \mu\text{sec}$ . For the Phase Alternating Line (PAL) system  $t$  is instantaneous time,  $\omega_c = 2\pi f_c$ , and the color sub carrier  $f_c = 4.43 \text{ MHz}$ .

Fig. 1(a) shows the undistorted modulated  $20T$  test signal with  $A = 1$ . Fig. 1(b) shows the low gain chrominance distortion with  $A < 1$ , and Fig. 1(c) shows the high gain chrominance distortion with  $A > 1$ , respectively.

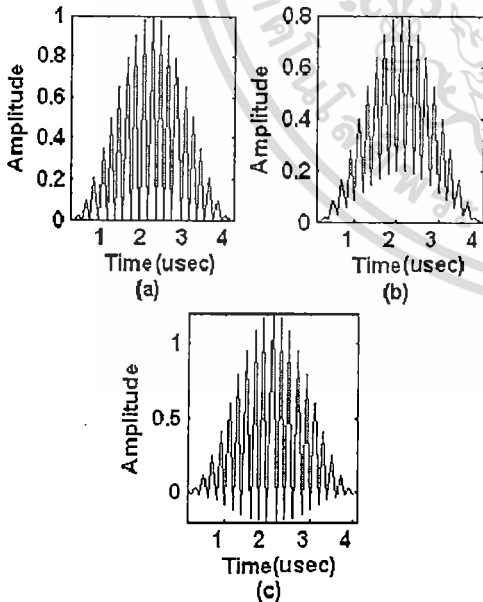


Fig. 1(a) shows the modulated  $20T$  sine-square pulse. Fig. 1(b) and Fig. 1(c) show the distortion cause by gain difference only.

## 2. ADAPTIVE FIR AND VSQMLP ALGORITHM

Fig. 2 shows block diagram of an adaptive equalization of chrominance signal amplitude, by using FIR filter and VSQMLP algorithm. Herein,  $x(n)$  is input signal, which have been occurred the amplitude chrominance distortion,  $d(n)$  is the reference signal,  $y(n)$  is the output signal, which is modified the amplitude chrominance, and  $e(n)$  is the error signal.

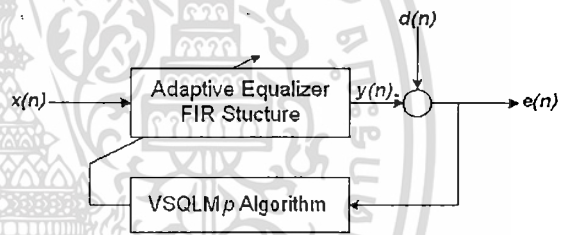


Fig. 2 shows block diagram of an adaptive equalization of chrominance signal amplitude.

The transfer function of the adaptive equalizer is given by Eq. (2).

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) z^{-i} \quad (2)$$

The most commonly used structure in the implementation of adaptive filter is transversal structure, described by Eq. (3). From Eq. (2), the relationship between input signal and output signal can be expressed as: [1]

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \quad (3)$$

Eq. (3) can be expressed in matrix form as:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (4)$$

where,

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T \quad (5)$$

and

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (6)$$

where,  $\mathbf{w}(n)$  is tap-weight vector of FIR filter,  $\mathbf{x}(n)$  is input vector, and the error signal  $e(n)$  is written as:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (7)$$

In this paper, the filter parameters are adjusted so that the mean  $p$ -power error is minimized. [2]

$$J = E(|e(n)|^p) \quad (8)$$

We will derive an adaptive algorithm to adjust filter parameters  $\mathbf{w}$  based on the least mean  $p$ -power error criterion (LMP). One possible adaptive method is the steepest descent algorithm.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \cdot \text{sgn} \left[ \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}(n)} \right] \quad (9)$$

where,  $\text{sgn}(x) = x/|x|$ ,  $\mu$  is the step-size. Let us use the instantaneous value of  $J$  to replace its ensemble-averaged value, then we have

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \cdot \text{sgn} \left[ \frac{\partial |e(n)|^p}{\partial \mathbf{w}(n)} \right] \quad (10)$$

moreover, because

$$|e(n)|^p = \begin{cases} (e(n))^p & ; p : \text{even} \\ \text{sgn}(e(n)) \cdot (e(n))^p & ; p : \text{odd} \end{cases} \quad (11)$$

In reference [3], the value of  $p = 1$  is chosen.

$$|e(n)| = \text{sgn}(e(n)) \cdot e(n) \quad (12)$$

by substitution Eq. (12) into Eq. (10).

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \cdot \text{sgn} \left[ \text{sgn}(e(n)) \cdot \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} \right] \quad (13)$$

Moreover, the gradient vector

$$\frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = -\mathbf{x}(n) \quad (14)$$

so that we have QLMP algorithm as

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \cdot \text{sgn}[\text{sgn}(e(n)) \cdot \mathbf{x}(n)] \quad (15)$$

In the reference [3], it adapt the algorithm to find optimal step-size or  $\mu(n)$ . The estimate is a time average of output signal that is described as

$$\psi(n) = \alpha \cdot \psi(n-1) + (1-\alpha)e(n) \quad (16)$$

Thus, the proposed step-size update is given by:

$$\mu(n+1) = \kappa \cdot \mu(n) + \beta \psi^2(n) \quad (17)$$

where  $\kappa$  is positive constant in length (0,1) for the quality of the estimation should be close to unity,  $\beta > 0$ , and  $\alpha$  is positive constant in length (0 <  $\alpha$  < 1) is an exponential weighting parameter that governs the averaging time constant, i.e., the quality of the estimation.

Form Eq. (15), a variable step-size  $\mu(n)$  instead of a fixed  $\mu$ . So that we have VSQMLP algorithm as follows:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu(n) \cdot \text{sgn}[\text{sgn}(e(n)) \cdot \mathbf{x}(n)] \quad (18)$$

### 3. THE SIMULATION RESULTS

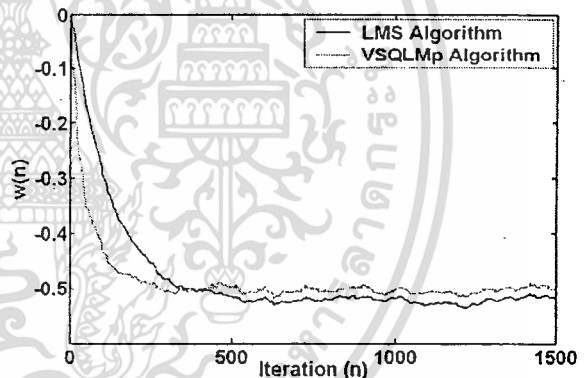


Fig. 3 shows the leaning curves of coefficient  $w(n)$ .

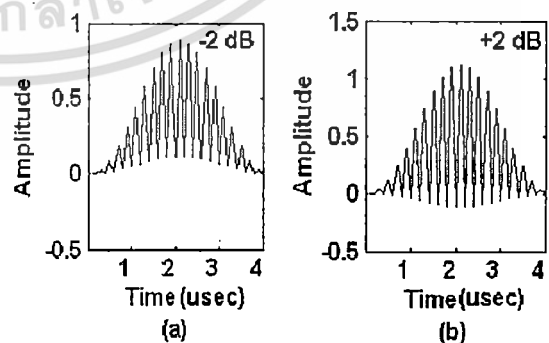


Fig. 4 (a) and 4 (b) show the distortion of the modulated 20T sine-squared pulse at -2dB and +2dB respective

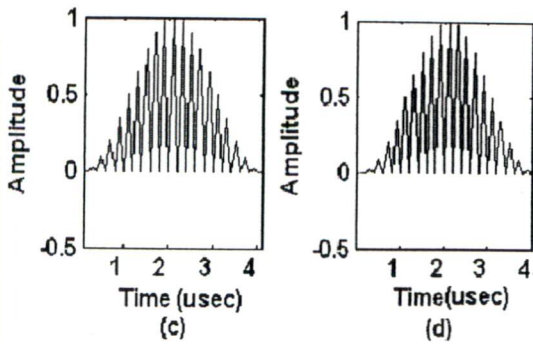


Fig. 4 (c) and 4 (d) show the amplitude of chrominance signal is equalized by adaptive equalization using VSQMLP algorithm

Fig. 3 shows the leaning curves of coefficient  $w(n)$ . The LMS algorithm has a low computational complexity but its convergence rate is not high. The VSQMLP algorithm provides fast convergence speed.

Fig. 4 (a) and 4 (b) show the distortion of the modulated 20T sine-squared pulse at  $-2\text{dB}$  and  $+2\text{dB}$  respective. And Fig. 4 (c) and 4 (d) show the amplitude of chrominance signal is equalized by adaptive equalization using VSQMLP algorithm. In conclusion, the results obtained from the experimentation show that the proposed circuit works satisfyingly.

#### 4. CONCLUSION

In this paper proposed an adaptive equalizer using FIR filter and variable step-size quantize least mean  $p$ -power error criterion algorithm for compensating the amplitude of chrominance signal. From the simulation results shown that the proposed equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal at color subcarrier 4.43 MHz.

#### REFERENCES

- [1] Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle, and Stephen M. Kogon., "Statistical and Adaptive Signal Processing," Mc-Graw Hill, 2000.
- [2] S. C. Pei, and C. C. Tseng., "Least Mean P-Power Error Criterion for Adaptive FIR Filter," IEEE Journal., vol. 12 NO. 9, Dec 1994.
- [3] R. Punchalard, P. Chunchu, C. Benjangkprasert., et. al "The Reduction of Gradient Noise in Gradient-Based algorithm by Using Variable Step-Size Technique," in Proc. Asia Pacific Conference on Circuits and Systems., pp. 415-418, Dec. 2000.
- [4] K. Janchitrapongvej and T. Ikeda., "Equalization of the Relative Luminance to Chrominance Gain in Video Signal Transmission," in Proc. of Journal of IL ITS Vol. 40, No. 8, 1986
- [5] R. Kennedy., "Sine Squared Pulse in Television System Analysis," RCA Review Vol. 21, No. 2, pp. 253, June 1960.
- [6] A. T. Johnson, JR., "Simultaneous Magnitude and Phase Equalization using Digital Filter," IEEE Trans. Circuits and system, Vol. 25, pp. 319-321, May 1978.
- [7] J. Labat, O. Macchi, C. Laot and N. Le Squin., "Is Training of Adaptive Equalizers still Useful?," IEEE Trans. Global Telecommunications Conference., Vol. 2, pp. 968-972, Nov. 1996.
- [8] M. Lang and T. I. Laakso., "Design of All Pass Filter for Phase Approximation and Equalization using LSEE Error criterion," in Proc. IEEE. Circuit and System ISCAS'92., vol.5, pp. 2417-2420, May 1992.
- [9] C. Benjangkprasert, S. Teerasakworakun and K. Janchitrapongvej., "Variable step-size algorithm for lattice form adaptive IIR notch filter," in Proc. ISIC-2001, pp.138-141, Sep. 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UNIVERSITI SAINS MALAYSIA

School of Electrical & Electronic Engineering,  
Engineering Campus,  
Universiti Sains Malaysia,  
Seri Ampangan, 14300 Nibong Tebal  
PENANG, MALAYSIA



# ROVISP 2005

20 - 22 July  
2005

*Proceedings of the International Conference  
on Robotics, Vision, Information and  
Signal Processing*

PENANG  
Malaysia

ISBN 983-3391-15-X



<http://ee.eng.usm.my>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Equalization Of Amplitude Chrominance Distortion By Using The Bernstein Filter

Vanvisa Chutchavong, Kanok Janchitrapongvej, Chawalit Benjangkprasert,  
Ornlarp Sangaroon

Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT) and  
Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Tel: +662-7392382, Fax: +662-3264176, E-mail: kai\_2521@hotmail.com

### Abstract

This paper presents the Bernstein Filter, which can be applied to video equalizer for compensating the amplitude of chrominance signal in color television. By using a 20T sine-square pulse test signal, this pulse is formed by the linear addition of a 20T pulse to the pulse modulated on the color subcarrier 4.43 MHz. The advantages of the Bernstein Filter are several parameters that control the amount of phase and magnitude, and flexible for variable of phase, when compared to the Thomson filter. As results, the proposed equalizer is a new class of linear phase analog filter. The approximation is based on the Bernstein Polynomial. It is shown that can be equalized the amplitude chrominance distortion in color television transmission.

### Keywords:

Bernstein Polynomial, Bernstein Filter, Analog Filter, Amplitude Equalization

### Introduction

The approximation of linear phase analog filters has been a problem that usually is solved by using either a Thomson linear phase approximation. In this paper we provides through the use of the Bernstein Polynomials  $B_N(f;x)$ , a new insight into design of maximally flat (MAXFLAT) filter. The Bernstein Filter design methods utilizes the polynomial degree  $n$  to control the characteristic features, while some use the two parameters available that control the amount of phase and magnitude, a linear phase, and flexible for variable of phase.

The Bernstein filter can be applied to analog equalizer for compensating the amplitude of chrominance signal in color television transmission. The chrominance-to-luminance gain inequality (the amplitude chrominance distortion) can be separated low gain ( $A < 1$ ), and high gain ( $A > 1$ ). In addition, the use of the modulated 20T sine-square pulse test signal at the color sub carrier 4.43 MHz is used to investigate the characteristics of the designed equalizer.

### The Bernstein Polynomial

The Bernstein polynomial arises in approximation theory when we desire to find a uniform approximation by polynomials to continuous functions over a closed interval

[1]. Let  $f(x)$  is a function defined in the interval (0,1). The Bernstein polynomial  $B_N(f;x)$  of  $N$  degree and which approximates  $f(x)$  is given by [1]-[3]

$$B_N(f;x) = \sum_{i=0}^N f\left(\frac{i}{N}\right) \binom{N}{i} x^i (1-x)^{N-i} \quad (1)$$

As is obvious from Equation (1), the interval (0,1) is divided into  $N$  equal intervals and the values of  $f(x)$  at these  $(N+1)$  points only are used to evaluate the polynomial  $B_N(f;x)$ . If we consider the approximation problem of a low pass function and, shown in Figure 1., using the Bernstein polynomial. If  $K$  is the number of points where the function is zero, then

$$f\left(\frac{i}{N}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq i \leq N-K \\ 0, & N-K+1 \leq i \leq N \end{cases} \quad (2)$$

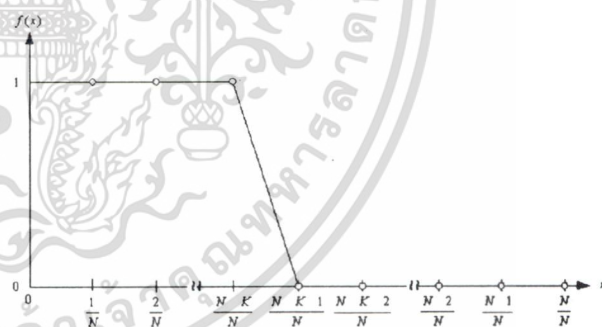


Figure 1 – Low-pass function

Substituting (2) in (1), and using an additional subscript  $K$  for  $B_N(f;x)$ , we get

$$B_{N,K}(f;x) = \sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} x^i (1-x)^{N-i} \quad (3)$$

Expanding the terms and simplifying (see [3]), we get

$$B_{N,K}(f;x) = (1-x)^K \sum_{i=0}^{N-K} \binom{N-K}{i} x^i \quad (4)$$

Using the transformation [3]

$$x = \frac{\Omega^2}{1 + \Omega^2} \quad (5)$$

the interval (0,1) for  $x$  is changed to (0, $\alpha$ ) for  $\Omega$  and (4) can be rewritten as

$$B_{N,K}(f; \Omega) = \frac{\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \Omega^{2i}}{(1 + \Omega^2)^N} \quad (6)$$

From (6), it is seen that "classical" analog MAXFLAT filter formulation can be arrived at by the use of the Bernstein polynomial.

Classical approximation theory for analog filters requires first specifying the characteristic function. If the transfer and characteristic functions are denoted by  $N(s)$ , then they are related by

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \epsilon^2 K^2(j\omega)} \quad (7)$$

If we want to use (6) as a low-pass magnitude characteristic transfer function, we need to change  $\Omega^2$  for  $\frac{-1}{\omega^2}$  and insert it in (7) to obtain

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{H^2}{1 + \epsilon^2 \left( \frac{\sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i}}{\left(1 + \frac{1}{\omega^2}\right)^N} \right)^2} \quad (8)$$

which can be reduced to

$$|N(j\omega)|^2 = \frac{(1 + \omega^2)^{2N}}{(1 + \omega^2)^{2N} + \epsilon^2 \omega^{4N} \left( \sum_{i=0}^{N-K} \binom{N}{i} \left(\frac{1}{\omega}\right)^{2i} \right)^2} \quad (9)$$

Equation (9) gives the transfer function magnitude squared low-pass filter. To obtain poles and zeros we have to realize analytic continuation on it, which is equivalent to change  $\omega$  by  $s/j$  and then use a root-solving algorithm to find the poles and zeros for the function. By selecting the poles in the left-hand-side of the  $s$ -plane for stability, and also the left-hand-side zeros for minimum phase we obtain a transfer function whose form is

$$N(s) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + \dots + b_{n-1} s^{n-1} + s^n} \quad (10)$$

We observe that there are three parameters that affect  $N(s)$ . These are  $N$ ,  $K$  and  $\epsilon$ . The magnitude and phase characteristics of  $N(s)$  will be affected by the value chosen for these three parameters.

### Amplitude Chrominance Distortion

In this paper, we used the modulated 20T sine squared pulse test signal can be obtained as follows [4]

$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (11)$$

where  $A$  is the linear distorted chrominance signal amplitude,  $T = 0.1 \mu s$ . For the Phase Alternating Line (PAL) system  $t$  is instantaneous time,  $\omega_c = 2\pi f_c$ , and the color sub carrier  $f_c = 4.43 MHz$ .

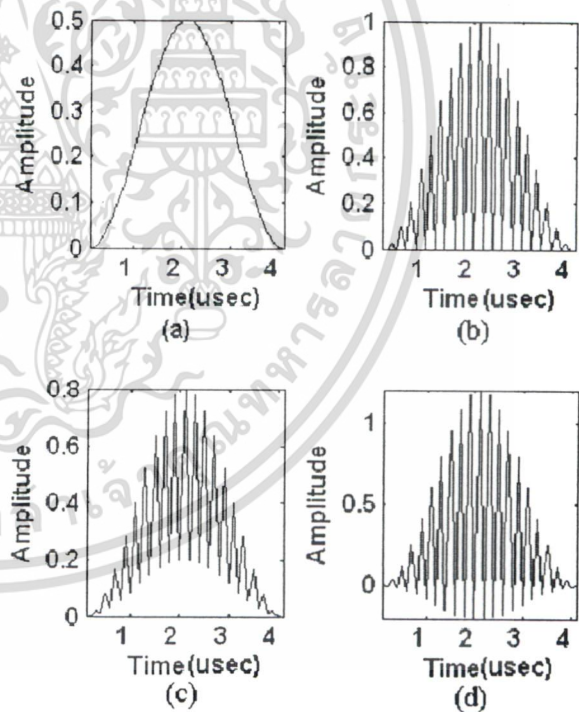


Figure 2 – The modulated 20T sine-squared pulse signal

Figure 2. shows the modulated 20T sine-square pulse signal by Figure 2(a). shows the sine-square pulse signal, Figure 2(b). shows the undistorted modulated 20T test signal with  $A=1$ , Figure 2(c). shows the low gain chrominance distortion with  $A < 1$ , and Figure 2(d). shows the high gain chrominance distortion with  $A > 1$ .

The Chrominance-to-Luminance ratio or gain inequality (relative chrominance level) [5] can be separated low gain and high gain show in Figure 2(c) and 2(d), respectively. The gain inequality of low gain and high gain are expressed as

$$A_l = \frac{1-y}{1+y} \quad (12)$$

$$A_h = \frac{1+y}{1-y} \quad (13)$$

$$y = \frac{Y}{Y_{\max}} \quad (14)$$

where  $A_l$  is the low gain chrominance distortion  
 $A_h$  is the high gain chrominance distortion  
 $y$  is the normalize amplitude of the single peak.

Hence the distortion cause by gain (relative chrominance level)

$$\varepsilon = 1 - A \quad (15)$$

### Design the Bernstein Filter

Let us assume that we wish to obtain a low-pass Bernstein filter characteristic of 4<sup>th</sup>, choosing a value of  $s = -1$  for minimum phase thus the numerator is given by  $(s+1)^{2N}$ ,  $\varepsilon = 10$ ,  $K = 1$  [1]-[2]. Following the procedure described above, we obtain the following transfer function.

$$N(s) = \frac{H_o * (s+1)^4}{s^4 + 3.15328s^3 + 2.97129s^2 + 0.79433s + 0.0995} \quad (16)$$

where  $H_o$  is the variable constant for magnitude

Figure 3. shows magnitude low-pass of Bernstein filter at +3 dB. From Equation (16) convert to high-pass filter [6]-[7] shown in figure 4. shows magnitude high-pass of Bernstein filter at -3 dB.

The Bernstein Filter can be applied to analog equalizer by varying a value of  $H_o$  for enhance or compress the amplitude chrominance signal on the color sub carrier 4.43 MHz shown in Figure 5

From Figure 5., we can be enhance and compress at  $\pm 1dB$ ,  $\pm 2dB$ ,  $\pm 3dB$  by varying a value of  $H_o$  for compensating the amplitude of chrominance signal in color television. In addition, the use of the modulated 20T sine-square pulse test signal is used to investigate the characteristics of the designed equalizer by the Bernstein Filter.

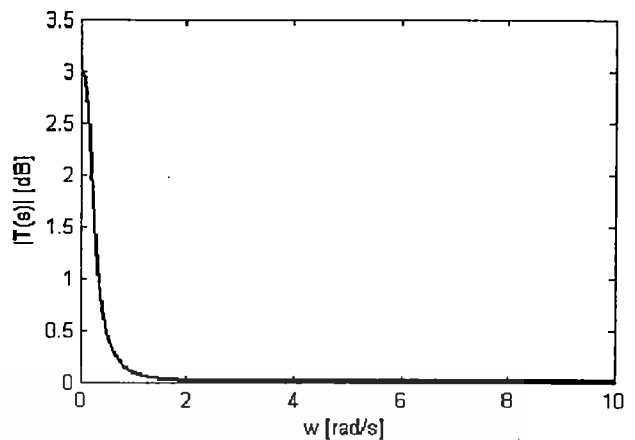


Figure 3. - Magnitude low-pass of Bernstein filter.

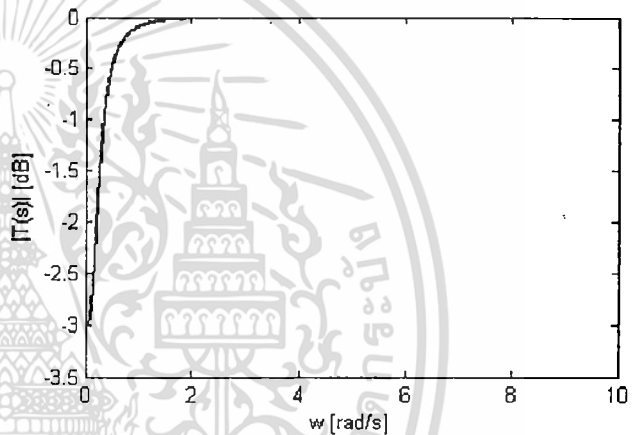


Figure 4. - Magnitude high-pass of Bernstein filter.

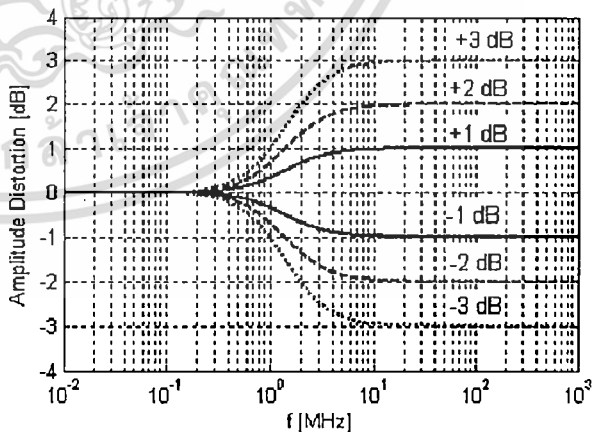


Figure 5. - Equalizer of Amplitude signal by using the Bernstein Filter.

## Results and Example

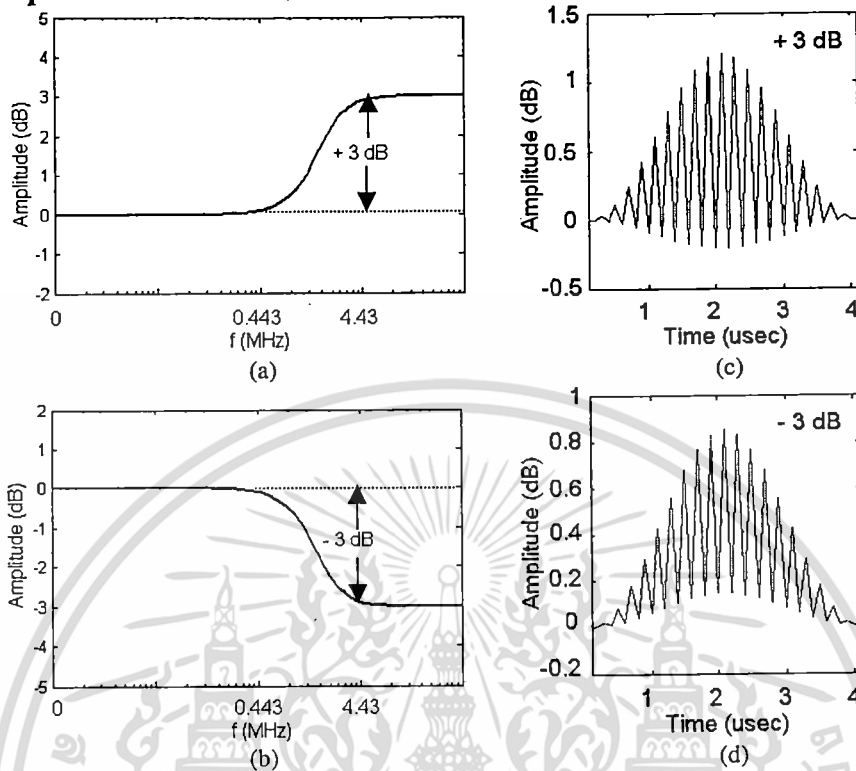


Figure 6. - Distortion of the modulated 20T sine-square pulse test signal

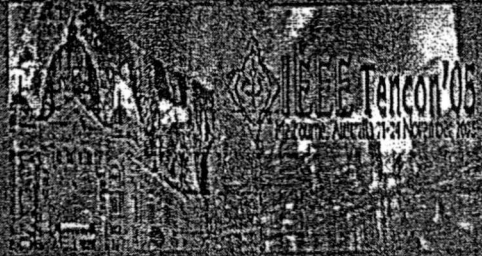
Figure 6(a) and Figure 6(b) show an equalizer can be enhanced and compressed the chrominance signal by using the Bernstein Filter to obtain a high-pass and low-pass analog transfer function respective. Figure 6(c) and Figure 6(d) the distortion of the modulated 20T sine-square pulse that high gain +3 dB and low gain -3 dB, the peak pulse height  $y = 0.171$ .

## Conclusion

We use the Bernstein filter to obtain a low-pass and high-pass analog transfer function, which can be applied to equalizer. It is shown here that can be equalized the distortion of the chrominance amplitude without relative delay distortion. As the result, the design of equalizer can be enhance and compress for compensating the amplitude distortion of chrominance signal at color sub carrier 4.43 MHz in color television transmission. In addition, the use of the modulated 20T sine-square pulse test signal examines the characteristics of the designed equalizer. It is shown that the proposed amplitude chroma equalizer is agreeing with the theoretical value.

## References

- [1] Baez-Lopez, D. 1991. Circuits and system: The Bernstein Filter A New Class of Linear Phase Filter Approximation. In Proceedings of the 34<sup>th</sup> Midwest Symposium, 704-707.
- [2] Baez-Lopez, D. 1991. Acoustics, Speech, and Signal Processing: Linear Phase IIR Digital Filters Using The Bernstein Polynomial. In Proceeding of ICASSP-91, 1661-1664.
- [3] Rajagopal, L. R. and Dutta-Roy, S. C. 1987. Circuits and Systems: Design of Maximally-Flat FIR Filters Using The Bernstein Polynomial. IEEE Trans. On Circuits and Systems, CAS-34, 1587-1590.
- [4] Chutchavong, V, Janchitrapongvej, K., Benjangkprasert C. and Sangaroon, O. 2004. Sensors and Signal Processing V: An Adaptive Equalization of Amplitude Chrominance Distortion by Using The Variable Sep-size Technique. In Proceeding of International Conference on Control Automation System, ICCAS'04, 2065-2069.
- [5] Wolf, P. 1996. Modification of the Pulse-and-Bar Test Signal with Special Reference to Application in Color Television. *Journal of the SMPTE*, 15-19.
- [6] Schaumann, R. 1941. *Design of Analog Filters*. Oxford University Press.
- [7] Wai-Kai Chen. 1986. *Passive and Active Filters Theory and Implements*. John Wiley & Sons.



# Tencon 2005 – IEEE Region 10

Incorporating ATNAC 2005  
Conference Proceedings CD-ROM

Supported by IEEE Victorian Section  
Melbourne, Victoria, Australia  
21-24 November

[View Proceedings](#)

[Install Acrobat](#)

[Exit](#)

# Equalization of the Distorted Chrominance Signal using IIR Digital Filter with the Bernstein Filter

V. Chutchavong, K. Janchitrapongvej

ReCCIT, Dept. of Information Engineering, and Faculty of Engineering King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
E-mail : kcvanvis@kmitl.ac.th

V. Pirajnanchai

Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Pathumtanee, Thailand  
E-mail : p\_virote@rmut.ac.th

**Abstract**—In this paper, we present the use of the Bernstein Polynomials to obtain an IIR digital filter transfer function, which can be applied to video equalizer for compensating the amplitude of chrominance signal in color television. In addition, experimental results are carried out by using the modulated 20T sine squared signal on the color sub carrier 4.43 MHz. It is shown here that the proposed equalizer can either enhance or compress the chrominance signal in color television transmission.

**Keywords**—Bernstein Polynomial, Bilinear Transform, Digital Filter, Video Equalizer

## I. INTRODUCTION

In digital filters can be realized in two forms, namely, recursive and non-recursive ones, only non-recursive digital filters can achieve a linear phase exactly. However, the realization of recursive filters is less costly in terms of hardware, although due to the feedback paths they can be unstable. One of the techniques to design recursive digital filter functions is by means of transformations. These transformations preserve magnitude characteristics very well and the behavior is not predictable for the phase characteristics. In this paper we present a technique to design digital recursive linear phase filters by means of the use of the Bernstein Polynomials designed in the analog domain and then transforms into the digital domain through the bilinear transform.

The use of Bernstein polynomials in filter design has the advantages are several parameters that control the amount of phase and magnitude, and flexible for variable of phase, when compared to the Thomson filter. In this work, we use the Bernstein filter to obtain a low-pass and high-pass analog transfer function, which converted into the digital domain through the bilinear transform.

The Bernstein Polynomials can be applied to IIR digital equalizer for compensating the amplitude of chrominance signal. The chrominance-to-luminance gain inequality (the amplitude chrominance distortion) can be separated low gain and high gain. In addition, the use of the modulated 20T sine-

square pulse test signal at the sub-carrier 4.43 MHz is used to investigate the characteristics of the designed equalizer.

## II. THE BERNSTEIN FILTER

### A. The Bernstein Polynomial

The Bernstein polynomial arises in approximation theory when we desire to find a uniform approximation by polynomials to continuous functions over a closed interval. Let  $f(x)$  is a function defined in the interval  $(0,1)$ . The Bernstein polynomial  $B_N(f;x)$  of  $N$  degree and which approximates  $f(x)$  is given by [1]-[3]

$$B_N(f;x) = \sum_{i=0}^N f\left(\frac{i}{N}\right) \binom{N}{i} x^i (1-x)^{N-i} \quad (1)$$

As is obvious from (1), the interval  $(0,1)$  is divided into  $N$  equal intervals and the values of  $f(x)$  at these  $(N+1)$  points only are used to evaluate the polynomial  $B_N(f;x)$ . If we consider the approximation problem of a low pass function and, shown in Fig. 1, using the Bernstein polynomial. If  $K$  is the number of points where the function is zero, then

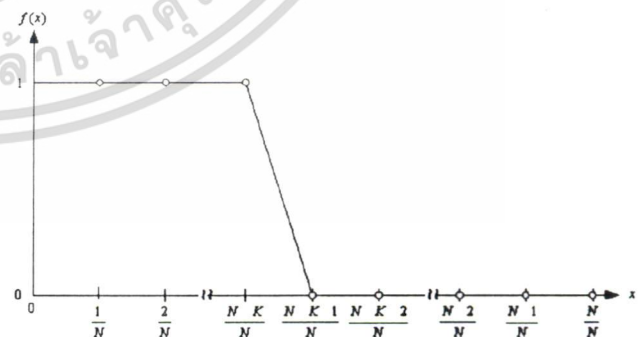


Figure 1. Low-pass Filter

inverse of this mapping (and its first-order bilinear approximation) is

$$s = \frac{2z-1}{Tz+1} \quad (13)$$

If we wish to implement this filter as a digital filter, we can apply the bilinear transform by substituting for  $s$ .

### C. Design the Bernstein Filter

Let us assume that we wish to obtain a low-pass Bernstein characteristic of 4<sup>th</sup> order, choosing a value of  $s = -1$  for minimum phase thus the numerator is given by  $(s+1)^{2N}$ ,  $n = 4(N = 2)$ ,  $\epsilon = 10$ ,  $K = 1$  [5]. Following the procedure described above, we obtain the following transfer function.

$$N(s) = \frac{H_o * (s+1)^4}{s^4 + 3.15328s^3 + 2.97129s^2 + 0.79433s + 0.0995} \quad (14)$$

where  $H_o$  is the variable constant for magnitude

Substituting (13) in (14) and choose  $T = 10$ , we obtain

$$N(z) = \frac{H_o * (z+1)^4}{1.6962z^4 - 0.1536z^3 + 0.229z^2 + 0.1424z + 1.0513} \quad (15)$$

Fig. 2. shows magnitude low-pass of Bernstein filter at +3 dB convert to high-pass filter [7][8] shown in Fig. 3. that shows magnitude high-pass of Bernstein filter at -3 dB.

From Fig. 4., we can be enhance and compress at  $\pm 1dB$ ,  $\pm 2dB$ ,  $\pm 3dB$  by varying a value of  $H_o$  for compensating the amplitude of chrominance signal in color television. In addition, the use of the modulated 20T sine-square pulse test signal is used to investigate the characteristics of the designed equalizer by the Bernstein Filter.

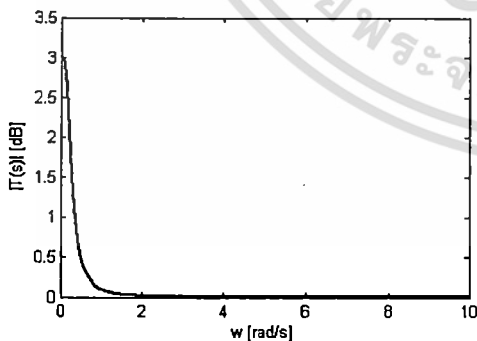


Figure 2. Magnitude low-pass of a 4<sup>th</sup> order Bernstein filter

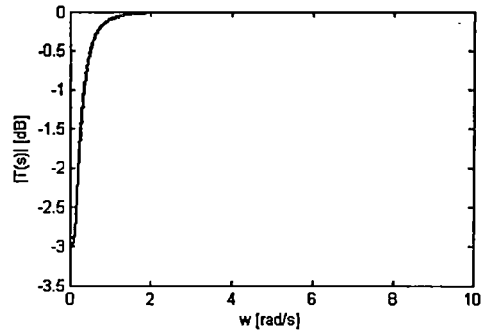


Figure 3. Magnitude high-pass of a 4<sup>th</sup> order Bernstein filter

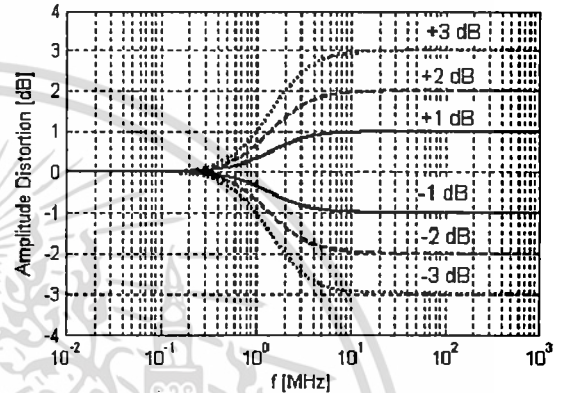


Figure 4. Equalizer of amplitude signal by using the Bernstein filter

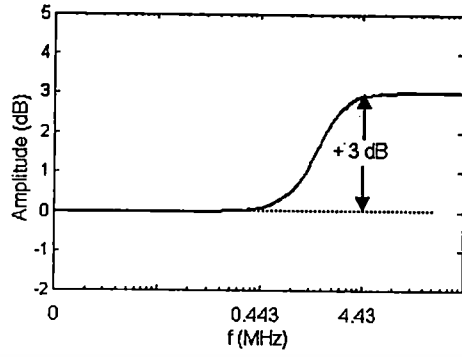
### III. AMPLITUDE CHROMINANCE SIGNAL

In this paper, we used the modulated 20T sine squared pulse test signal can be obtained as follows [4]

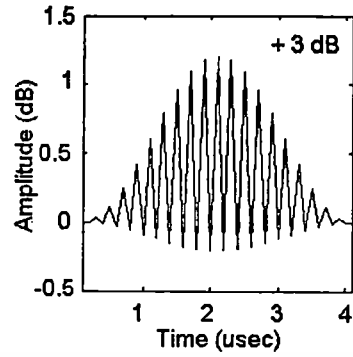
$$x(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) + \frac{A}{2} \sin^2\left(\frac{\pi}{40T}\right) \cos \omega_c t & ; |t| \leq 20T \\ 0 & ; |t| > 20T \end{cases} \quad (16)$$

where  $A$  is the linear distorted chrominance signal amplitude,  $T = 0.1 \mu S$ . For the Phase Alternating Line (PAL) system  $t$  is instantaneous time,  $\omega_c = 2\pi f_c$ , and the color sub carrier  $f_c = 4.43 MHz$ .

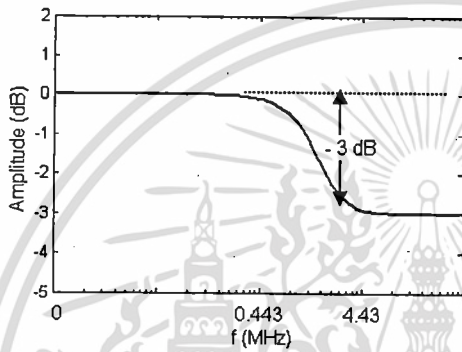
Fig. 5. shows the modulated 20T sine-square pulse signal by Fig. 5(a). shows the sine-square pulse signal, Fig. 5(b). shows the undistorted modulated 20T test signal with  $A = 1$ , Fig. 5(c). shows the low gain chrominance distortion with  $A < 1$ , and Fig. 5(d). shows the high gain chrominance distortion with  $A > 1$ .



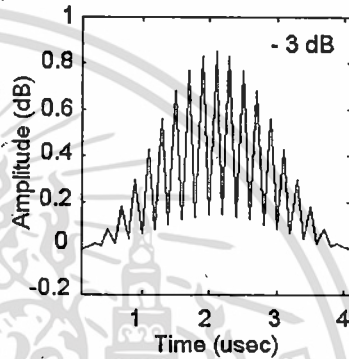
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 6. The amplitude of chrominance distortion signal of the modulated 20T sine-square pulse test signal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้