สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ใช้โครงสร้างแบบขนาน

ADAPTIVE NOISE CANCELLER WITH PARALLEL BLOCK STRUCTURE

T046413

โดย

นาย ฐากร ไกรธนานันต์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46413
วัน, เดือน, ปี - 1 มิ.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ใช้โครงสร้างแบบขนาน
TITLE	Adaptive Noise Canceller with Parallel Block Structure
โดย	นาย ฐากร ไกรธนานันต์ รหัส 42015488
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
ปีการศึกษา	2544

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นได้รับอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

.....

( )

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ใช้โครงสร้างแบบขนาน
นักศึกษา	นาย ฐากร ไกรธนานันต์ รหัส 42015488
อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์	รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ
ระดับการศึกษา	ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา	2544

บทคัดย่อ

โครงงานฉบับนี้เสนอการออกแบบวงจรขจัดสัญญาณรบกวนด้วยวงจรกรองดิจิตอลแบนด์พาสแบบ IIR โดยใช้โครงสร้างแบบขนาน เพื่อเพิ่มความเร็วในการทำงาน และวงจรสามารถทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดี ใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับค่าได้ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงถึงสมรรถนะของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROJECT TITLE	Adaptive Noise Canceller With Parallal Block Structure
STUDENT	Mr. Thakon Kraithananun No 42015488
ADVISOR	Assoc.Prof.Chawalit Benjangkaprasert
COURSE	Bachelor of Industrial Technology
DEPARMENT	Information Engineering
YEAR	2001

ABSTRACT

This paper aims to raise the processing and convergence rates and to stabilize the characteristics after the convergence of the adaptive noise canceller, and proposes a new implementation of IIR bandpass filter with parallel block structure. The speed up of the convergence rate has been achieved by mean of a variable step size parameter algorithm. Finally, the simulation result are given to demonstrate the convergence performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การที่โครงงานนี้สำเร็จลงได้นั้นทางคณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณต่อท่านทั้งหลายที่กรุณาให้ความอนุเคราะห์ ร่วมมือให้คำปรึกษาและชี้แนะ โดยเฉพาะ รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่ให้คำปรึกษาและชี้แนะ เพื่อนนักศึกษา มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าธนบุรี ที่ให้คำปรึกษาในการเขียนโปรแกรม

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
วัตถุประสงค์ของโครงงาน	2
บทที่ 2 การประมวลผลสัญญาณทางดิจิตอล	3
2.1 Time-Domain analysis	3
2.1.1 The impulse response	3
2.1.2 Step response	4
2.2 Digital convolution	5
2.3 Frequency-Domain analysis	7
2.3.1 Discrete time Fourier series (DTFS)	7
2.3.2 Discrete time Fourier transform (DTFT)	8
2.3.3 Important properties of the Fourier transform	10
2.3.4 Frequency responses of LTI system	11
2.3.5 Transfer function	12
2.4 Z-Transform	17
2.4.1 The inverse Z-transform	18
2.4.2 Plane poles and zeros	18
2.4.3 First and second order of LTI system	20
2.5 การตอบสนองต่อรูปคลื่นสัญญาณอนันต์	23
บทที่ 3 การวิเคราะห์และออกแบบ	26
3.1 วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้	26
3.2 การเปลี่ยนค่า Step Size Parameter	27
3.3 ทบทวนเกี่ยวกับ fast adaptive algorithm อย่างง่าย	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

3.4 Fast adaptive algorithm โดยการใช้โครงสร้างแบบบล็อคขนาน 30

3.5 การวิเคราะห์ convergence rate ของ $\alpha_0(k)$ 41

3.6 Adaptive control signal generator โดยการใช้โครงสร้าง parallel block 45

บทที่ 4 โปรแกรมแสดงคุณสมบัติต่างๆ 58

บทที่ 5 บทสรุป 86

เอกสารอ้างอิง 87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 1.1 Block Diagram ของ Adaptive Digital Filter	1
รูปที่ 1.2 Block Diagram ของ Adaptive Digital Filterโดยใช้โครงสร้างแบบขนาน	2
รูปที่ 2.1 Sequence of sin(0.25π)	3
รูปที่ 2.2 Impulse จะเข้าสู่ระบบเพื่อการวิเคราะห์ที่ละตัวเรียงต่อเนื่อง	3
รูปที่ 2.3 แสดงถึง Impulse response	4
รูปที่ 2.4 แสดงถึงการคำนวณค่าของ y(n) ที่ n = 1	5
รูปที่ 2.5 Digital convolution process	6
รูปที่ 2.6 Spectrum ของ Fourier และ Fourier Transform	7
รูปที่ 2.7 สัญญาณลักษณะที่เป็นรายคาบถูกเปลี่ยนเป็นแบบไม่รายคาบ	9
รูปที่ 2.8 แสดงถึง Spectrum ของ Impulse ปกติและที่ถูกเลื่อนไป 1 Sample	10
รูปที่ 2.9 แสดงถึงผลการป้อน Sinusoidal เข้าสู่ระบบ LTI	12
รูปที่ 2.10 แสดงถึงอัตราส่วนของ เอาท์พุทต่ออินพุทก็คือ Transfer Function	13
รูปที่ 2.11 แสดงลำดับสัญญาณ x[n]	17
รูปที่ 2.12 Z – plane with unit circle	19
รูปที่ 2.13 Amplitude Z – plane with unit circle	20
รูปที่ 2.14 แสดงภาพจำลองของ Low, High pass filter ของ First order system	22
รูปที่ 2.15 Z – plane pole – zeros ของระบบ second order	23
รูปที่ 3.1 ค่าความสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$ กับ $\alpha_1(k)$	30
รูปที่ 3.2 แสดง Characteristics curves ของ $m_{\alpha 0}(L, l)$	44
รูปที่ 3.3 โครงสร้างแบบบล็อกขนาน	55
รูปที่3.4 วงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์ล่าสุด	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

ตารางที่ 1 Discrete Fouries series : properties 11
ตารางที่ 2 Discrete Fouries transform : properties 14
ตารางที่ 3 การแปลงสัญญาณสำคัญโดย Fourier Transform 15
ตารางที่ 4 การคำนวณที่สลับซับซ้อนของโครงสร้าง scalar แบบใหม่ 45
ตารางที่ 5 การคำนวณที่สลับซับซ้อนของ parallel block structure แบบใหม่ 55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญกราฟ

หัวข้อ	หน้า
กราฟคุณสมบัติของ $\|H(\omega)\|$ เทียบกับ ϖ	58
กราฟคุณสมบัติของ $\|H(\omega)\|$ เทียบกับ α_1	62
กราฟคุณสมบัติของ α_1 เทียบกับ k เมื่อ L=1	65
กราฟคุณสมบัติของ $m\alpha_0(L,l)$ กรณี L=1	69
กราฟแสดงค่าความสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$ กับ $\alpha_1(k)$	73
กราฟแสดง Characteristics curves ของ $m_{\alpha 0}(L,l)$	76
กราฟกระบวนการ convergence ของ $\alpha_1(k)$ (3) l=1 , (4) l=2 , (5) l=3	85

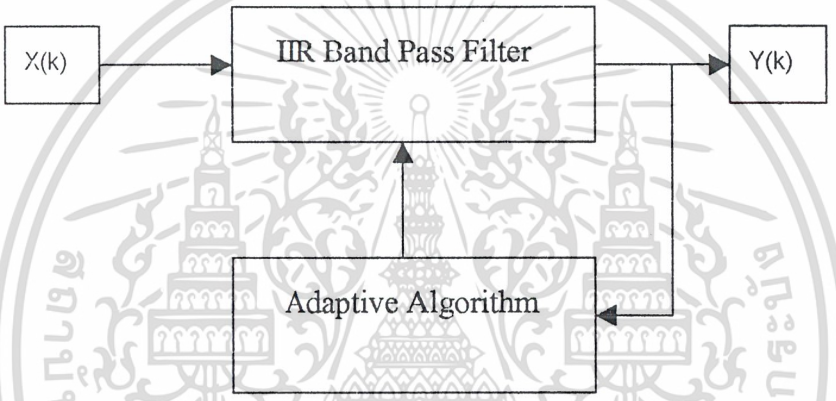
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1

บทนำ

Adaptive Noise Canceller

วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัว



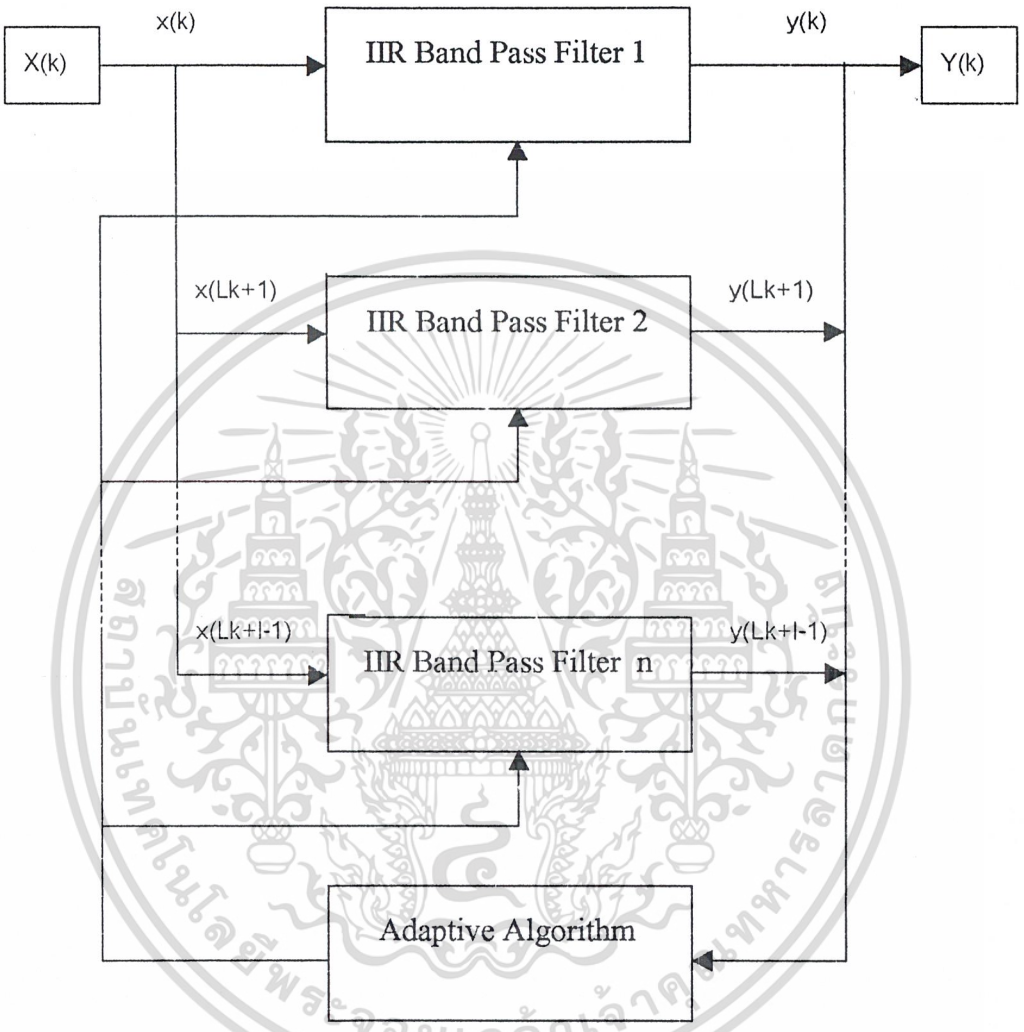
รูปที่ 1.1 Block Diagram ของ Adaptive Digital Filter

การนำไปใช้งานอย่างหนึ่งของ adaptive digital filter ก็คือ สามารถที่จะ detect สัญญาณไซน์ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบ Gaussian noise วิธีการในการทำ adaptive detection มี 2 อย่างคือ

1) วิธีกำจัดโดยใช้สัญญาณอินพุทอ้างอิง
2) วิธีกำจัดโดยใช้ Bandpass หรือ Notch filter ผนวกกับการปรับเปลี่ยนความถี่เชิงมุม (ω_0) กลาง โดยปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นที่วิธีที่ 2 โดยใช้ Bandpass Filter

การเพิ่มความเร็วของขบวนการ adaptive detection เป็นสิ่งที่จำเป็นในการใช้งานของ adaptive filter กับช่วงความถี่สูง ดังนั้นเราจึงใช้วิธีการแบบบล็อคขนานเพื่อเพิ่มความเร็วในการ detect สัญญาณไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 Block Diagram ของ Adaptive Digital Filter โดยใช้โครงสร้างแบบขนาน

วัตถุประสงค์ของโครงงาน

ปริญญานิพนธ์นี้จึงสร้างวงจรกรองความถี่ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ดี โดยการออกแบบวงจรอะแดปทีฟอัลกอริทึมประยุกต์เข้ากับวงจรกรองความถี่แบบไอไออาร์แบนด์พาสฟิลเตอร์ อย่างไรก็ตาม algorithm นี้มีปัญหา 2 ข้อ ข้อแรกคือ อัตราการลู่เข้ามีค่าค่อนข้างต่ำเมื่อ Q-factor filter มีค่าสูง และ resolution จะมีค่าต่ำ เมื่อ Q-factor มีค่าต่ำ ทั้งนี้เกิดจากใช้ Q-factor และ IIR filter คงที่ ซึ่งเมื่อพิจารณา non-block structure, เช่น scalar type ANC และ วิธีที่จะเอาชนะปัญหาต่าง ๆ เหล่านี้จะต้องพัฒนาการใช้ adaptive Q-factor control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การประมวลผลสัญญาณทางดิจิตอล (Digital Signal Processing)

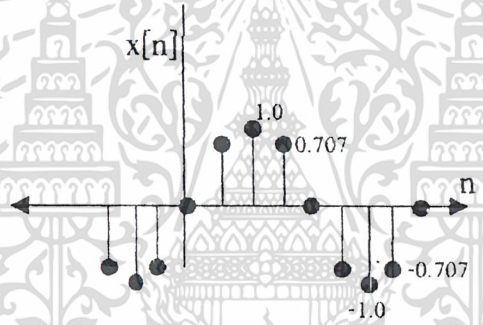
2.1 Time-Domain analysis

การประมวลสัญญาณไฟฟ้าในแกนเวลา (Time-Domain) สามารถกระทำได้โดยใช้วิธีการ Convolution ทำให้สามารถหาค่าผลของเอ้าพุท y(n) จากระบบ LTI จากลักษณะของอินพุท x(n) ซึ่งสามารถเขียนสมการ Colvolution ได้ดังนี้

$$y(n) = H \text{ (การกระทำใดๆกับ) } x(n)$$

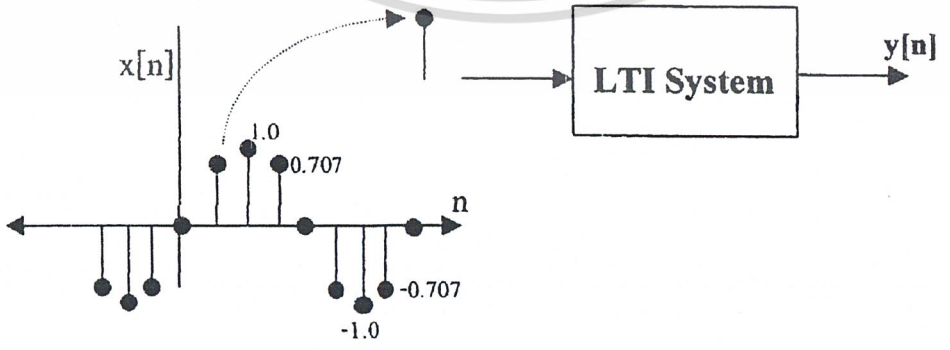
2.1.1 The impulse response

สัญญาณในระบบดิจิตอลจะมีลักษณะเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องเช่น รูป 2.1



รูปที่ 2.1 Sequence of sin (0.25 π)

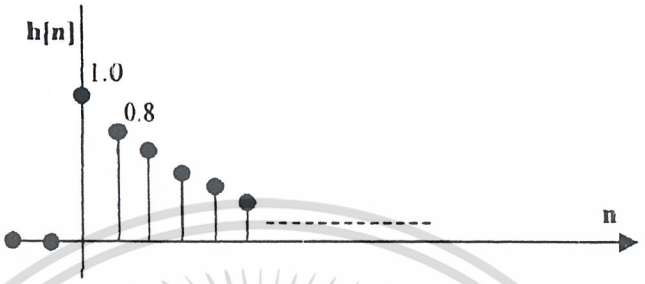
การประมวลผลจะเหมือนกับการเลื่อนเอา Impulse ทีละตัวของ x(n) เข้าสู่ระบบ (System) ดังรูป



รูป 2.2 Impulse จะเข้าสู่ระบบเพื่อการวิเคราะห์ที่ละตัวเรียงต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาค่าของสัญญาณเอ้าพุท y (n) ได้จากสัญญาณอินพุท แต่ละตัวของ x(n) โดยการบวกผลตอบสนองของสัญญาณแต่ละตัวรวมกัน



รูปที่ 2.3 แสดงถึง Impulse response

สัญญาณเอาท์พุทจะเรียกว่า "Impulse response" จะใช้สัญญาลักษณ์คือ h(n) ซึ่งเป็นการบอกให้ทราบว่ารูปสัญญาณ h(n) คือผลของการตอบสนองของระบบต่อสัญญาณอินพุท ที่เป็น Impulse h(n) เป็นการแสดงถึง Characteristic ระบบ ซึ่งอาจเป็น High pass, Low pass การนำเอา Impulse response ของแต่ละตำแหน่งของจุดสัญญาณมารวมกัน เรียกว่า Convolution มีสมการพื้นฐานดังนี้

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) \qquad (1)$$

2.1.2Step Response

Step Response เป็นสัญญาณทดสอบที่สำคัญอันหนึ่งเราสามารถสร้างได้จาก ผลรวมของ $\delta(n)$ จาก $m = -\infty$ ถึง $+\infty$ หรือเขียนได้เป็น

$$u(n) = \sum_{m=-\infty}^{n} \delta(m) \qquad (2)$$

ค่าของ u(n) คือค่าของระบบตอบสนองต่อสัญญาณ Amplitude

หาก Response ของ u(n) และ $\delta(n)$ คือ s(n) และ h(n) เราสามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$s(n) = \sum_{m=-\infty}^{n} h(m) \qquad (3)$$

ดังนั้นสมการที่ 3 ก็สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ ของระบบ คือ

$\delta(n)$ เมื่อรวมที่ทุกค่าของ n เราได้ u(n) และค่าของผลตอบสนองระบบคือ s(n)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\delta(n)$ มีค่าผลตอบสนองของระบบคือ h(n) และเมื่อรวมค่า h(n) ทุกค่าของ n เราได้ s(n)

2.2 Digital Convolution

การกระทำการ Convolution คือการป้อนสัญญาณ Impulse เข้าสู่ระบบซึ่งแต่ละ Impulse ที่ป้อนนั้นก็จะมีค่าที่ได้ออกจากระบบที่เป็น Impulse response ที่เหมือนกันที่ Amplitude แต่ต่างกันที่ตำแหน่งเวลาดังสมการ

$$y(n) = \ldots + x(-2)h(n+2) + x(-1)h(n+1) + x(0)h(n-1) + x(1)h(n-1) + x(2)h(n-2) + \ldots$$

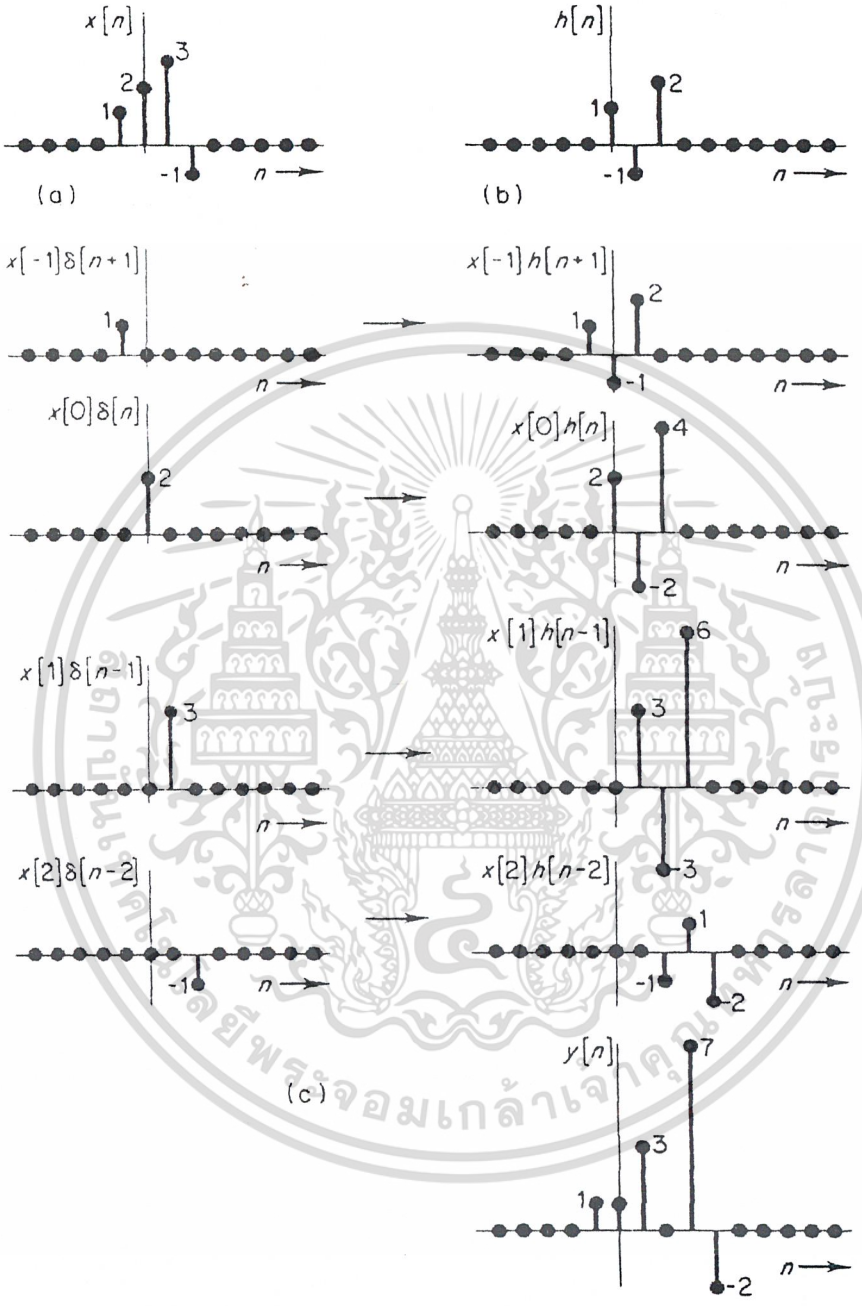
หรือ

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) \tag{4}$$

จากสมการ 4 เราสามารถใช้คำนวณค่าที่ต้องการได้เลย ดังรูปที่ 2.4

รูปที่ 2.4 แสดงถึงการคำนวณค่าของ y(n) ที่ n = 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 Digital Convolution process

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำระบบมาต่อร่วมกันแบบอณุกรม (Associative Law)

เมื่อนำระบบมาต่ออณุกรมกันผลรวมของ h(n) ที่ได้ก็จะเป็นผลของ h(n) ของแต่ละระบบทำการ Convolution กัน

Ht=h1*h2 เมื่อ Ht คือ Impulse response ของระบบทั้งหมด จะได้ค่า

$$x(n)*\{h1(n)*h2(n)\}=\{x(n)*h1(n)*h2(n)\}$$

เมื่อนำระบบมาต่อร่วมกันแบบขนาน (Distributive Law)

เมื่อระบบถูกนำมาต่อร่วมกันในแบบขนาน ผลรวมของ h(n) ทั้งระบบ (Ht) ก็จะมีค่าเป็นการบวกกันของ

h(n) แต่ละค่านั้นคือ $Ht = h1 + h2$

$$x(n)*\{h1(n)+h2(n)\} = \{x(n)*h1(n)+x(n)*h2(n)\} \quad (5)$$

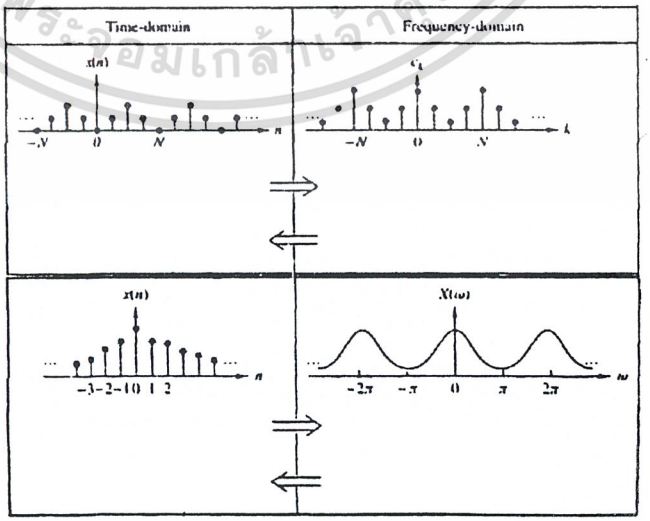
เราจะได้ผลของการ Convolution เป็น

$$y(n)=\{Ht*x(n)\} \quad (6)$$

2.3 Frequency-Domain Analysis

การประมวลผลสัญญาณไฟฟ้าในแกนความถี่ (Frequency-Domain) เราจะใช้ Fourier Series และ Fourier Transform ในการหาค่าผลร่วมของน้ำหนัก (Weight sum) ของส่วนประกอบ Harmonically Sinusoids

ส่วนของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องมีลักษณะแบบ Non-repeatitive หรือ Aperiodic ก็สามารถแสดงได้โดยการ Integral ของ Sonusoids โดยไม่มีความสัมพันธ์ทาง Harmonic มาเกี่ยวข้อง



รูปที่ 2.6 Spectrum ของ Fourier และ Fourier Tranform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 Discrete Time Fourier Series (DTFS)

Sequence ที่มีลักษณะเป็นรายคาบหรือมีลักษณะครบรอบ สัญญาณเหล่านี้จะสามารถแยกส่วนประกอบของมันออกมาวิเคราะห์ได้ จะประกอบไปด้วยสัญญาณ Sinusoidal อันเดียวหรือหลายๆอันรวมกัน สามารถเขียนสมการได้คือ

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\omega_0 kn} \tag{7}$$

สมการที่ 7 คือสมการทาง Time-domain ของ x(n) ถ้าเราทำการเปลี่ยนแปลงค่าของ x(n) จาก Time-domain ไปสู่ Frequency-domain จะได้สมการใหม่คือ

$$\sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{-j2\pi rn}{N}} = a_r N \tag{8}$$

นั้นคือ

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \tag{9}$$

โดยที่ a_k คือ ขนาน Line spectrum

k คือ ตำแหน่งความถี่ (Harmonic)

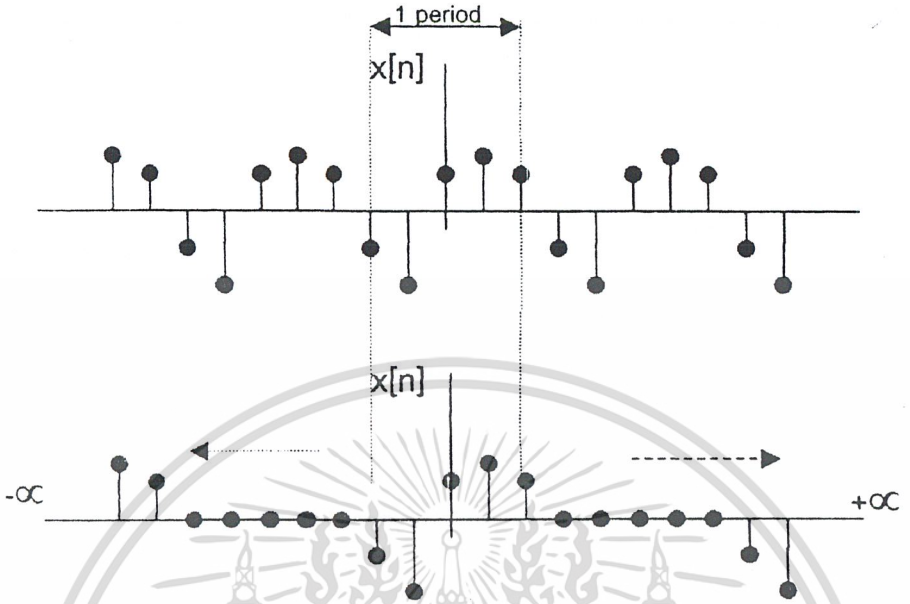
2.3.2 Discrete Time Fourier Transform (DTFT)

สัญญาณในความเป็นจริงแล้วมักจะหรือส่วนมากมีลักษณะไม่เป็นรายคาบ หรืออาจจะมีลักษณะเป็นรายคาบแต่มีการเปลี่ยนแปลงไปเป็นอย่างอื่นไม่ต่อเนื่องตลอดช่วง $\pm\infty$ สัญญาณที่ไม่มีการกลับมาซ้ำ ตัวเอง เราจะใช้การวิเคราะห์ส่วนประกอบของสัญญาณโดย Fourier series ไม่ได้เพราะว่ามีข้อจำกัดอยู่ที่ว่ามันจะถูกใช้ในการวิเคราะห์หาความถี่ที่มีลักษณะรายคาบ (ติดต่อกันจาก $+\infty$ ถึง $-\infty$) เราจึงจำเป็นต้องใช้วิธีการหาแบบ DTFT (Discrete Time Fourier Transform)

สมการที่ 10 เป็น Analysis equation ของการวิเคราะห์ที่ไม่เป็นรายคาบ

$$X(\omega_{k-1}) = X(e^{j\omega_{k-1}}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega_{k-1} n} \tag{10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 สัญญาณลักษณะที่เป็นรายคาบถูกเปลี่ยนเป็นแบบไม่รายคาบ

ทำการ Inverse DTFT จะได้ค่า

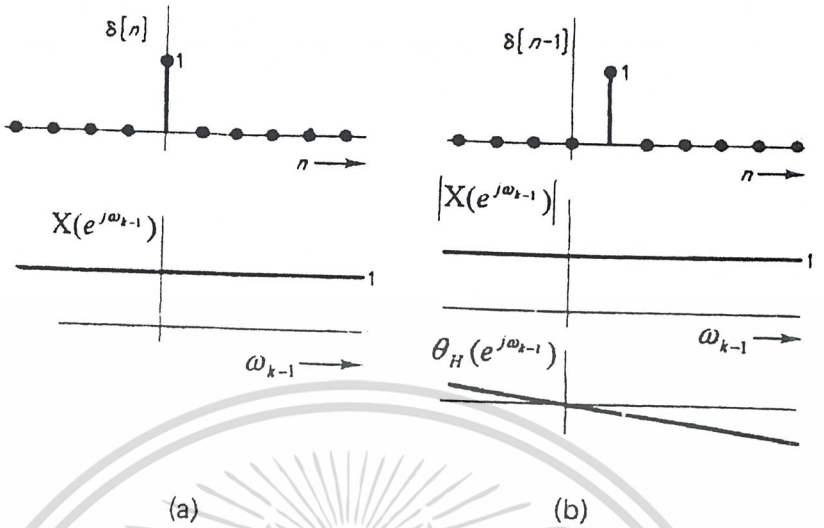
$$x(n) = \frac{1}{2\pi}\sum_{k=0}^{N-1} X(e^{j\omega_{k-1}})e^{j\omega_0 kn}\omega_0 \qquad (11)$$

เขียนใหม่ให้เป็นสมการของการวิเคราะห์สัญญาณที่ไม่เป็นรายคาบ

(Synthesis equation)

$$x(n) = \frac{1}{2\pi}\int_{2\pi} X(e^{j\omega_{k-1}})e^{j\omega_{k-1}n}d\omega_{k-1} \qquad (12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) (b)

รูปที่ 2.8 แสดงถึง Spectrum ของ Impulse ปกติและที่ถูกเลื่อนไป 1 Sample

2.3.3 Important properties of the Fourier transform

Lincarity เพื่อความเข้าใจคุณสมบัติ lincarity เราจะใช้อินพุท สัญญาณในรูปแบบรวมกัน คือ

$$y(n) = \{ax1(n) + bx2(n)\} \tag{13}$$

จากนั้นเราก็ทำ Fourier Transform

$$Y(e^{j\omega_{k-1}}) = a.\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(n).e^{-j\omega_{k-1}n} + b.\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_2(n).e^{-j\omega_{k-1}n} \tag{14}$$

จากคำตอบข้างบนจะเห็นว่าคุณสมบัติ Linearity ยังคงมีอยู่ใน Fourier Transform

Periodicity และ Time shifting ค่าของ Fourier จะมีค่าวนมาค่าเดิมทุกๆค่าของ ω_{k-1} ที่เพิ่มหรือลดเท่ากับ 2π เราจะแสดงให้เห็นได้โดยเพิ่มช่วงความถี่ของการคำนวณ Fourier ไปเป็นจำนวนเท่าของ 2π เรากำหนดให้จำนวนเท่าเป็น k ดังนั้นเราจะได้

$$H(e^{j(\omega_{k-1}+2\pi k)}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega_{k-1}n}e^{-j2\pi kn} \tag{15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าจริงทุกค่าของ k จะเห็นได้ว่า $e^{-j2\pi kn}$ มีค่าเป็น 1 ตลอด จึงสรุปได้ว่า

$$H(e^{j(\omega_{k-1}+2\pi k)}) = H(e^{j\omega_{k-1}}) \tag{16}$$

Convolution จะมีลักษณะเหมือนกับ Convolution sum คือเราจะใช้อินพุท สัญญาณในรูปแบบรวมกัน คือ

$$x_1(n) * x_2(n) \Leftarrow FT \Rightarrow x_1(e^{j\omega_{k-1}})x_2(e^{j\omega_{k-1}}) \tag{17}$$

Property or operation	Periodic signal	DTFS
Transformation	$x[n]$	$a_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}$
Inverse transformation	$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kn/N}$	a_k
Linearity	$Ax_1[n]+Bx_2[n]$	$Aa_k + Bb_k$,
Time-Shifting	$x[n-n_0]$	$a_k e^{-j2\pi n_0/N}$
Time-differentiation	$x[n]-x[n-1]$	$a_k\left\{1-e^{-j2\pi k/N}\right\}$
Periodic convolution	$\sum_{m=0}^{N-1} x_1[m]x_2[n-m]$ k	$Na_k b_k$
Modulation	$x_1[n]x_2[n]$	$\sum_{m=0}^{N-1} a_m b_{k-m}$

ตารางที่ 1 Discrete Fourier Series : properties

2.3.4 Frequency responses of LTI system

เอ้าพุทของระบบเป็นผลของการ Convolution ของอินพุทกับ Unit sample responses ของระบบ h(n) ดังสมการ (1)

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) \tag{18}$$

จากสมการข้างบนเปลี่ยน k เป็น p จะได้ จะได้สมการเป็น

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(p)h(n-p) \tag{19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเราได้

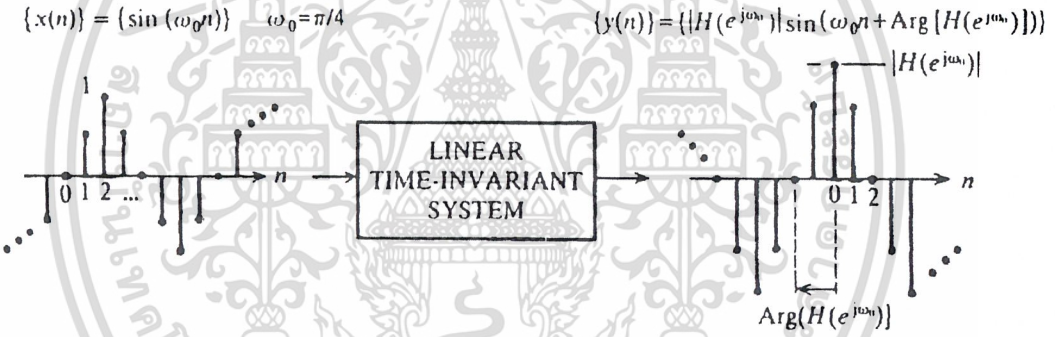
$$y(n) = e^{j\omega_{k-1}n} \sum_{p=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega_{k-1}p} \tag{20}$$

เราสามารถเขียนอีกรูปแบบหนึ่งโดยใช้การเขียนแบบ Complex vector notation เมื่อเปลี่ยน p เป็น n เราจะได้

$$H(e^{j\omega_{k-1}}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega_{k-1}n} = \left|H(e^{j\omega_{k-1}})\right| e^{j\omega_{k-1}} \tag{21}$$

เมื่อรวมกับสมการที่ 18 จะได้

$$y(n) = H(e^{j\omega_{k-1}})e^{j\omega_{k-1}n} = \left|H(e^{j\omega_{k-1}})\right| \exp\left\{j(\omega_{k-1}n + Arg\left[H(e^{j\omega_{k-1}})\right]) \right\} \tag{22}$$



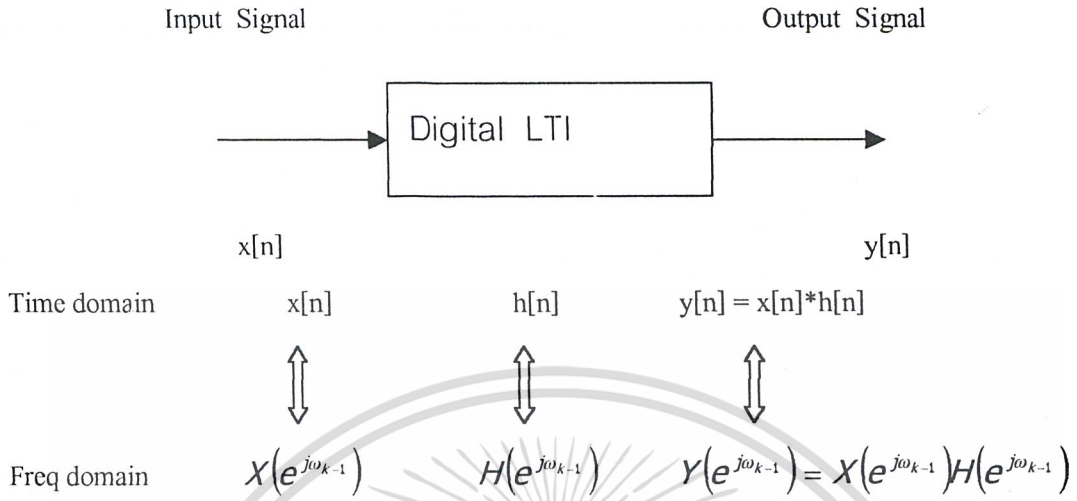
รูปที่ 2.9 แสดงถึงผลของการป้อน Sinusoidal เข้าสู่ระบบ LTI

2.3.5 Transfer function

Gain ของระบบหรือ Transfer function คือ

$$H(e^{j\omega_{k-1}}) = \frac{Y(e^{j\omega_{k-1}})}{X(e^{j\omega_{k-1}})} \tag{23}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงถึงอัตราส่วนของ เอาท์พุทต่ออินพุทก็คือ Transfer function

การคำนวณค่า Fourier function นั้นต้องตรวจสอบก่อนว่า sequence สามารถหาค่าได้หรือเปล่า

โดยเช่น sequence h(n) จะสามารถสามารถหาค่าได้ก็ต่อเมื่อผลรวมของค่า Absolute value มีค่าไม่เกิน ∞ ดังนี้

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}|h(n)|<\infty \tag{24}$$

นอกจากการหาค่า Transfer function โดยใช้สมการที่ 23 ก็สามารถหาได้จากสมการ Difference equation ได้ดังนี้

$$\sum_{k=0}^{N} a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^{M} b_k x(n-k) \tag{25}$$

เปลี่ยน k เป็น p จะได้

$$\sum_{p=0}^{N} a_p y(n-p) = \sum_{p=0}^{M} b_p x(n-p) \tag{26}$$

ทำการ Fourier function เข้าทั้งสองข้างของสมการที่ 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{p=0}^{N} a_p Y(e^{j\omega_{k-1}}) e^{-j\omega_{k-1}p} = \sum_{p=0}^{M} b_p x(e^{j\omega_{k-1}}) e^{-j\omega_{k-1}} \tag{27}$$

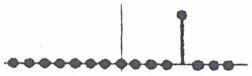
กลับเศษส่วนเพื่อหา Transfer function

$$H(e^{j\omega_{k-1}}) = \frac{Y(e^{j\omega_{k-1}})}{X(e^{j\omega_{k-1}})} = \frac{\sum_{p=0}^{M} b_p e^{-j\omega_{k-1}p}}{\sum_{p=0}^{N} a_p e^{-j\omega_{k-1}p}} \tag{28}$$

Property or operation	Aperiodic signal	Fourier Transform
Transformation	x[n]	$X(\omega_{k-1}) = X(e^{j\omega_{k-1}}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\omega_{k-1}n}$
Inverse transformation	$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\omega_{k-1}}) e^{-j\omega_{k-1}n} d\omega_{k-1}$	$X(e^{j\omega_{k-1}})$
Linearity	$y(n)=\{ax_1(n)+bx_2(n)\}$	$Y(e^{j\omega_{k-1}}) = a.X_1(e^{j\omega}) + b.X_2(e^{j\omega})$
Time-shifting	$h[n-n_0]$	$H(e^{j\omega_{k-1}})\, e^{-j\omega_{k-1}n_0}$
Time-differentiation	x[n]-x[n-1]	$X(e^{j\omega_{k-1}}) \left\{1 - e^{-j\omega_{k-1}}\right\}$
Convolution	$x_1[n] * x_2[n]$	$X_1(e^{j\omega_{k-1}})\, X_2(e^{j\omega_{k-1}})$
Modulation	$x_1[n]\ x_2[n]$	$\frac{1}{2\pi} X_1(e^{j\omega_{k-1}}) * X_2(e^{j\omega_{k-1}})$

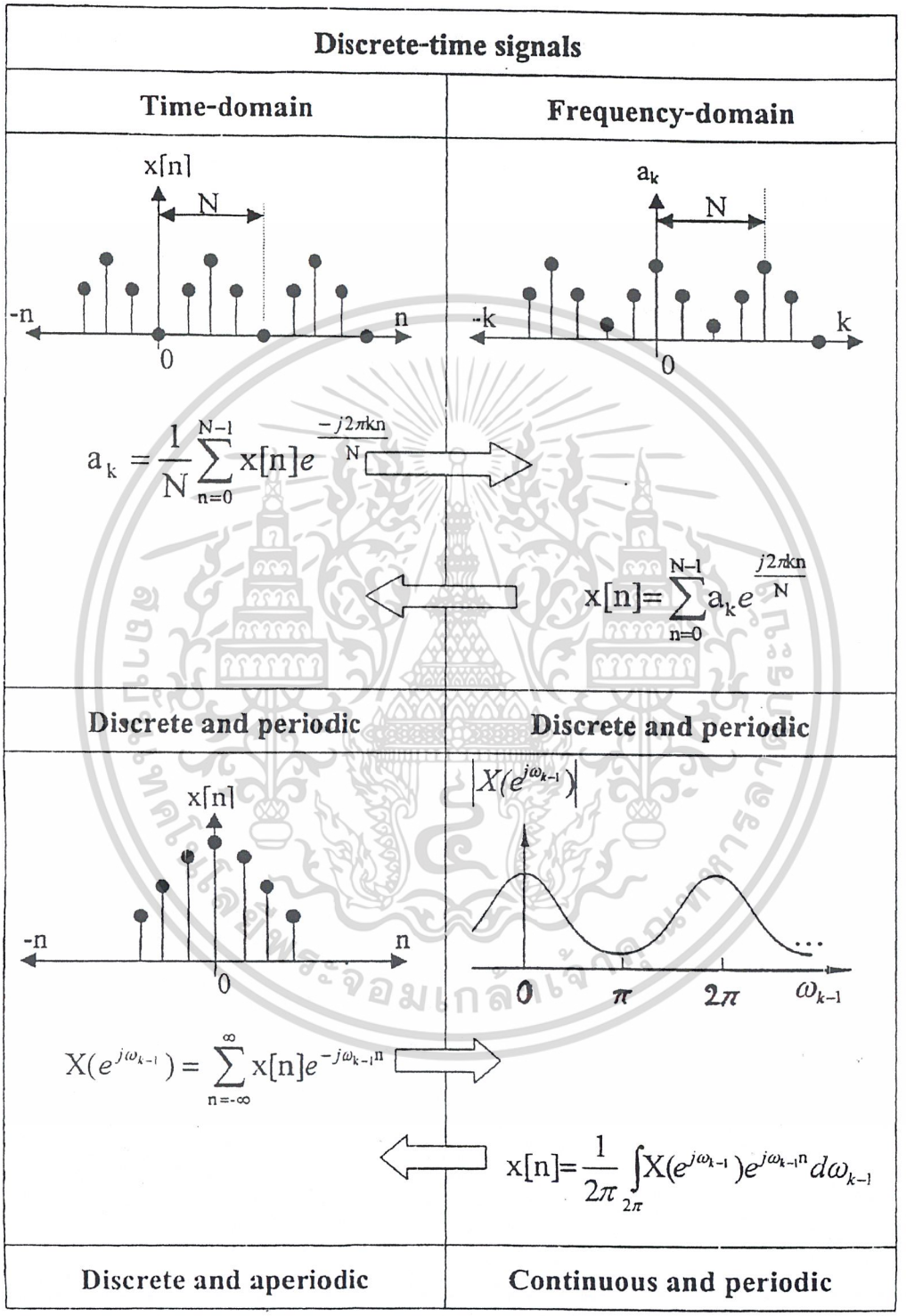
ตารางที่ 2 Discrete Fourier transform : properties

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Waveform	Aperiodic signal x[n]	Spectrum $X(\omega_{k-1})$
Unit impulse	$\delta[n]$	1
 Shifted unit impulse	$\delta[n-n_0]$	$e^{-j\omega_{k-1}n_0}$
Unit step	$u[n]$	$\left\{1-e^{-j\omega_{k-1}}\right\}^{-1}$ $+\sum_{k=-\infty}^{\infty}\pi\delta(e^{j\omega_{k-1}-2\pi k})$
Exponential	$a^n u[n], \quad \lvert a\rvert < 1$	$\left\{1-ae^{-j\omega_{k-1}}\right\}^{-1}$

ตารางที่ 3 การแปลงสัญญาณสำคัญ โดย Fourier Transform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

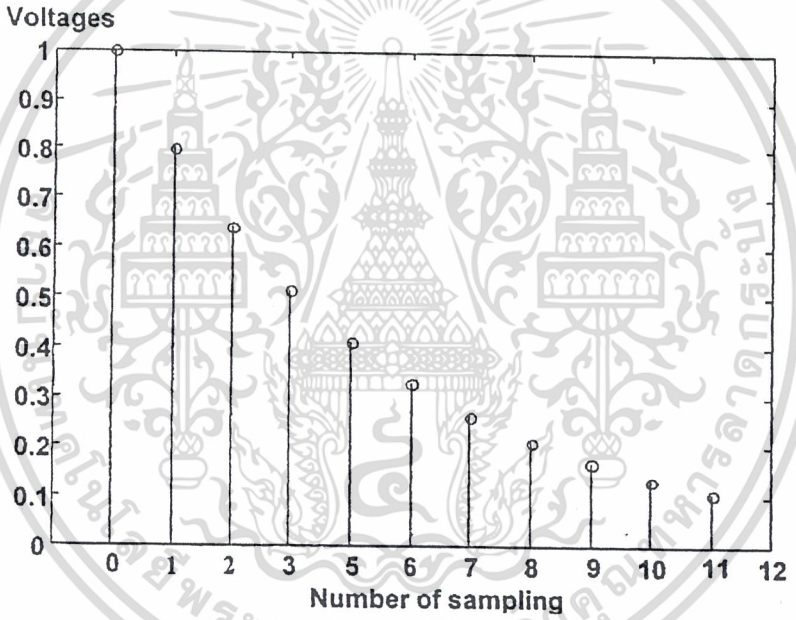
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.4 Z-Transform

Z-Transform เป็นรูปแบบอีกแบบหนึ่งในการแก้ปัญหาโดยการใช้ Poles และ Zeros มาทำการแก้ปัญหาทางด้าน DSP และ Digital filter ทำให้การแก้ปัญหาง่ายขึ้น

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} X(n)Z^{-n} \tag{29}$$

สมการนี้เป็นรูปแบบมาตราฐาน ของระบบแบบ Causal processor ที่ n < 0 จะมีค่าเป็น ศูนย์หมด



รูปที่ 2.11 แสดงลำดับสัญญาณ x[n]

หากเราแทนค่าของ z ในสมการที่ ด้วย $e^{j\omega}$ เราจะได้สมการเป็น

$$X(z) = X(e^{j\omega_k}) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)e^{-j\omega_k n} \tag{30}$$

จะเห็นว่ารูปแบบสมการจะเหมือนกับ Fourier Transform คือเป็นค่า Freq-response ของ x (n) ดังนั้นหากเราแทนค่านี้แล้วเราก็สามารถหาค่า Freq-response จาก Z-Transform หรืออาจคิดได้อีกอย่างว่า Z-Transform ก็คือ Time-shift operator คือหากสัญญาณ sample ที่ตำแหน่ง n ใดๆ ที่คูณด้วย z^{-n} สัญญาณ sample จะถูกเลื่อนให้ถอยหลัง หรือ Delay ไปเท่ากับจำนวน interval n

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

46413

2.4.1 The inverse Z-transform

การหาค่า Inverse ของ Z-transform สามารถหาได้หลายวิธีการเช่น การ Contour integration ดังสมการที่ 31

$$x(n) = \frac{1}{2\pi j}\oint X(z)z^{n-1}dz \tag{31}$$

การ Partial fraction ดังตัวอย่าง

$$X(z) = \frac{1}{z(z-1)(2z-1)} \tag{32}$$

$$X(z) = \frac{A}{z} + \frac{B}{(z-1)} + \frac{C}{(2z-1)} \tag{33}$$

การหารยาวและการใช้วิธีการ Recursive algorithm โดยวิธีการ Recursive algorithm เป็นวิธีการที่นิยมมากในการวิเคราะห์ทางด้าน DSP โดยอาศัยความสัมพันธ์ทาง Input/Output และ Transfer function

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad \text{หรือ} \quad Y(z) = H(z).X(z) \tag{34}$$

เมื่อ $H(z)$ คือ Transfer function , $X(z)$ เป็น สัญญาณ Input, $Y(z)$ เป็นสัญญาณ Output

2.4.2 Plane poles and zeros

รูปทั่วไปของสมการคือ

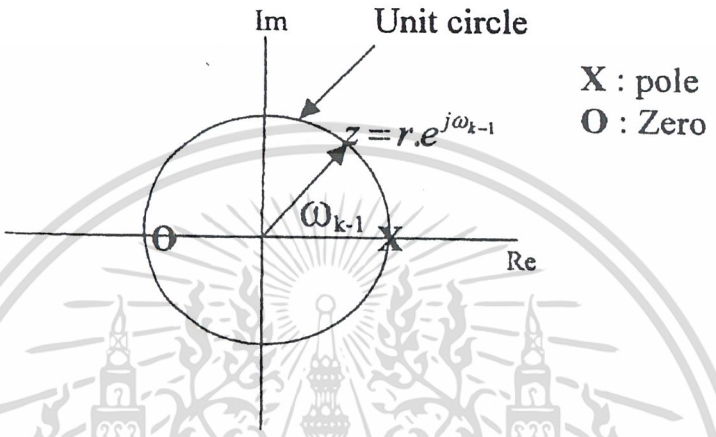
$$X(z) = \frac{K(z-z1)(z-z2)(z-z3)...}{(z-p1)(z-p2)(z-p3)...} \tag{35}$$

z1, z2, z3, คือ Zeros ของระบบ

p1, p2, p3, คือ Poles ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติการเขียน Z-plane เราจะเขียนเป็นวงกลมที่มีแกนนอนเป็นแกน ค่าจริง (Real axis) และแกนตั้งเป็นแกนจินตภาพ (Imaginary axis) และมีส่วนของเส้นรอบวงรัศมีขนาด 1 เราเรียกว่า " Unit circle "



รูปที่ 2.12 Z-Plane with unit circle

ค่าของ z ที่ทำให้สมการหาค่าได้นั้นเป็นสิ่งจำเป็นเพราะเป็นตัวบอกว่าระบบ Convergence หรือไม่ และช่วงค่า z ในพื้นที่ Z-plane ที่สมการหาค่าได้นั้นเรียกว่า Region of Convergence (ROC) สามารถเขียนสมการได้ว่า

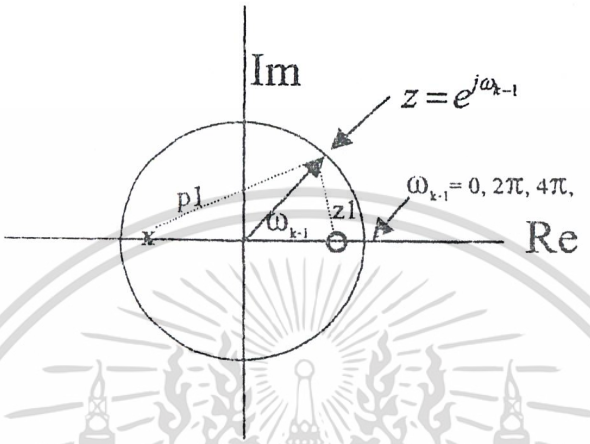
$$|X(z)| < \infty \tag{35}$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |X(n)||z^{-n}| < \infty \tag{36}$$

ถ้าเราให้ค่า $z = e^{j\omega_{k-1}}$ และให้ $|z1| = |p1|$ เราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(z) = \frac{(e^{j\omega_{k-1}} - |z1|)}{(e^{j\omega_{k-1}} + |p1|)} \tag{37}$$



(a)

รูปที่ 2.13 Amplitude Z-Plane with unit circle

นั่นคือขนาดของ Amplitude ที่ได้ที่ ω_{k-1} มีค่าเท่ากับผลการหารกันระหว่าง ระยะทางระหว่างจุดของ Zero ไปสู่จุด z ที่ ω_{k-1} (z1) และระยะทางระหว่างจุดของ Pole ไปสู่ z ที่ ω_{k-1} (p1) หรือเขียนให้ง่ายเป็น

$\left|H(e^{j\omega_{k-1}})\right| = \frac{z1}{p1}$ และ Phase ก็สามารถหาได้โดย Phase ของ z1 ลบกับ Phase ของ p1

2.4.3 First and second order of LTI systems

ระบบ LTI หรือ Filter ชนิดต่างๆ ในระบบดิจิตอลก็เหมือนกับระบบอนาล็อกในช่วงความลาดชันในจุดตัดความถี่สามารถทำให้ดีขึ้นได้โดยการเพิ่มจำนวน order ให้มากขึ้น เขียนสมการ first order และ second order ได้ดังนี้

first order $$H_1(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K(z - z_1)}{(z - P_1)} \tag{38}$$

second order $$H_2(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K(z - z_1)(z - z_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \tag{39}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการพิจารณาระบบจะกำหนดระบบที่พิจารณาให้ค่าของ Zeros อยู่ที่จุด Origin หรือจุดศูนย์กลางของ Z-plane และ แท่นค่า Real poles เป็นสัญญาลักษณ์ α ให้มีค่าเป็น $p = r.e^{-j\omega_{k-1}}$ เขียนสมการใหม่ได้

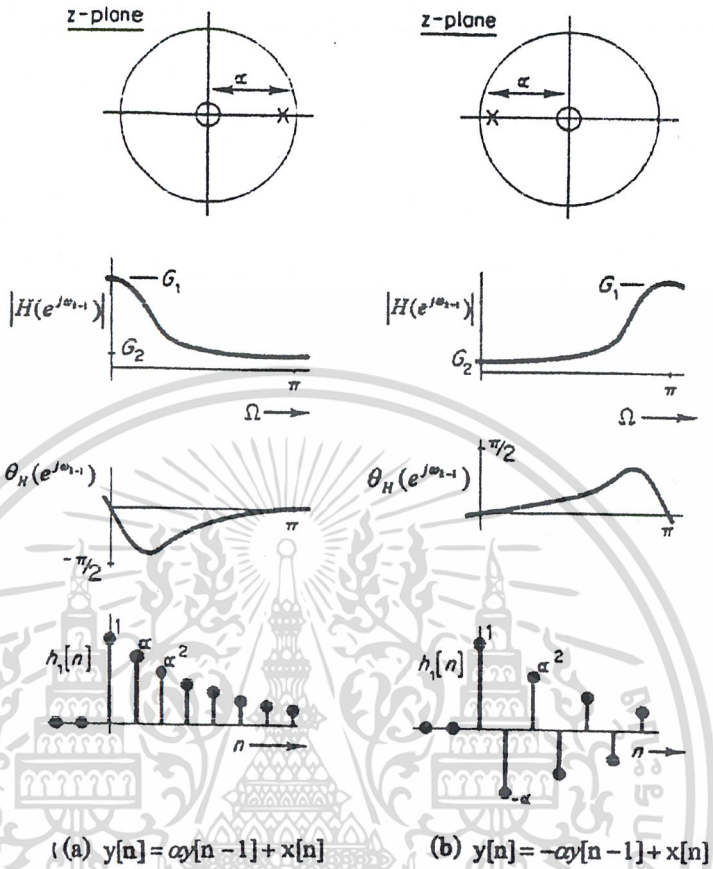
first order $$H_1(z) = \frac{z}{(z-\alpha)} \tag{40}$$

second order $$H_2(z) = \frac{z^2}{(z - r.e^{j\omega_{k-1}})(z - r.e^{-j\omega_{k-1}})} \tag{41}$$

ได้เป็น $$H_2(z) = \frac{z^2}{(z^2 - 2rz\cos\omega_{k-1} + r^2)} \tag{42}$$

first order ค่าของ α ควรจะมีค่าอยู่ในช่วงภายใน Unit circle ระบบจึงจะเสถียร ถ้าวางไว้ในแกนจริงบวก จะได้ระบบเป็น Low-pass Gain สูงสุดที่ $\omega_{k-1} = 0$ ถ้าค่าของ α วางไว้ในแกนจริงลบ จะได้ระบบเป็น High-pass Gain สูงสุดที่ $\omega_{k-1} = \pi$ ดังแสดงในรูปที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 แสดงภาพจำลองของ Low, High pass filter ของ First order system

ถ้าค่าของ α เข้าใกล้ " 1 " มากที่สุด จากสมการที่ 42 เราจะได้ว่า ความกว้างของ h(n) ใน Time domain มีค่ามาก Bandwidth ใน Frequency domain จะมีค่าแคบลง

second order จะได้สมการคือ

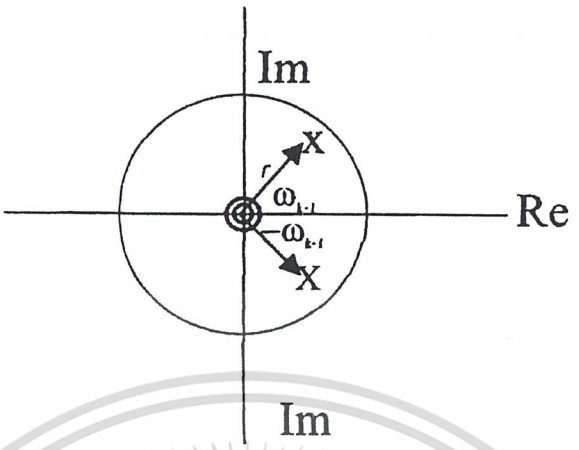
$$H_2(z) = \frac{1}{(1 - 2r.\cos\omega_{k-1}z^{-1} + r^2z^{-2})} \tag{43}$$

แทนค่า $z = e^{j\omega_{k-1}}$ ในสมการที่ 43

$$H_2(e^{j\omega_{k-1}}) = \frac{1}{(1 - 2r.\cos\omega_{k-1}e^{-j\omega_{k-1}} + r^2e^{-2j\omega_{k-1}})} \tag{44}$$

จะมีผลคล้ายกับ first order แต่จะมีความชันมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 Z-Plane pole-zeros ของระบบ second order

2.5 การตอบสนองต่อรูปคลื่นสัญญาณอนันต์(Infinite Impulse Response (IIR))

สมการของIIRฟิลเตอร์แสดงโดยให้ y(n) = เอาท์พุต และ ให้ k = เวลา ดังสมการที่(45)

$$y(n) = \sum_{n=1}^{N} a_n y[k-n] + \sum_{m=0}^{m} b_m x[k-m] \qquad (45)$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของ IIR ฟิลเตอร์คือ

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^{M} b_m z^{-m}}{1 - \sum_{n=1}^{N} a_n z^{-n}} \qquad (46)$$

โดยที่ N เท่ากับโพล และ M เท่ากับ ซีโร่ในการออกแบบ IIR ฟิลเตอร์ ค่าของ $M \leq N$ การตอบสนองต่อความถี่ของIIRฟิลเตอร์ สามารถคำนวณโดยการแทนค่าสัมประสิทธิ์ของ a_n และ b_m ในสมการที่ 47

$$H[k] = \frac{\sum_{m=0}^{L-1} \beta_m \exp(j2\pi mk / L)}{\sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n \exp(j2\pi k / L)} \qquad (47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{โดยที่ } \alpha_n = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ \alpha_n & 0 < n \le N \\ 0 & N < n \end{cases}$$

$$\beta_m = \begin{cases} b_m & 0 \le m \le M \\ 0 & M < m \end{cases}$$

ทราสเฟอร์ฟังก์ชั่นสำหรับ IIR ฟิลเตอร์ถูกกำหนดโดย

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_n z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_m z^{-M}} = \frac{\sum_{k=0}^{N} a_K * z^{-K}}{1 + \sum_{k=0}^{M} a_k * z^{-k}}$$

ส่วนที่สำคัญในการออกแบบ IIR ฟิลเตอร์คือการค้นหาค่าที่เหมาะสม สำหรับค่าสัมประสิทธิ์และให้สอดคล้องกับลักษณะของฟิลเตอร์ใน Frequency Response ดังนั้นสมการดังกล่าวทั้งสองจึงเป็น Characteristic Equation สำหรับ IIR ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การวิเคราะห์และออกแบบ

3.1 วงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ (Adaptive Noise Filter)

คือวงจรกรองความถี่ที่มีการปรับค่าตัวแปรต่างๆตามที่ต้องการได้อย่างอัตโนมัติกล่าวคือมันจะทำงานคล้ายกับการทำงานวงจร AGC(Automatic Gain Control) ในเครื่องรับวิทยุและเครื่องรับโทรทัศน์ แต่ในวงจรขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้จะใช้การประมวลผลสัญญาณดิจิตอล โดยใช้สมการ IIR Band-Pass Filter 2^{nd} Order ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่น ของสมการคือ

$$H_{BP}(z) = \left[\frac{1-\alpha_0}{2}\right] * \left[\frac{1-z^{-2}}{1-\alpha_1(k)(1+\alpha_0)z^{-1}+\alpha_0 z^{-2}}\right] \tag{48}$$

โดยจะทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เป็นค่ากำหนดความถี่กลางตามความถี่หลักของสัญญาณทางด้านอินพุทที่เข้ามาเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงทางอินพุทในที่นี้จะเป็นการปรับค่าความถี่กลางเมื่อความถี่อินพุทเปลี่ยนไป โดยค่าสัมประสิทธิ์ที่เปลี่ยนไปคือ ค่าα_1

จากสมการที่ 48 สามารถหาค่า inverse Z-Transform เป็นสมการทาง Time-Domain ได้ค่า y (k) คือ

$$y(k) = \left[\frac{1-\alpha_0}{2}\right] * [x(k) - x(k-2)] + y(k-1)\alpha_1(k) * (1+\alpha_0) - \alpha_0 y(k-2) \tag{49}$$

จากสมการทาง Time-Domain จะมีความสัมพันธ์กับ Z-Domain โดยการเปลี่ยนแปลงระหว่าง $y^2(k)$ กับ $H^2(e^{j\omega})$ เป็นสัดส่วนโดยตรงต่อกัน

จาก Stochastic Gradient Adaptive Algorithms ในการ Update Vector ใดๆ โดยเทียบกับตัวที่ต้องการเพื่อให้ค่าที่ทำให้ตัวแปรที่ต้องการมี ค่าสูงสุดสามารถกำหนดโดย

$$w_{k+1} = w_k - \frac{\mu_0}{2}\nabla\left[\varepsilon^2(k)\right] \tag{50}$$

ในที่นี้เราจะทำการ Update สัมประสิทธิ์ $\alpha_1(k)$ เทียบกับค่าของ $y(k)$ เพื่อหาค่าของα_1ที่ทำให้ค่า $y(k)$มีค่าสูงสุดโดยจาก สมการที่ 50 จะได้สมการคือ

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \frac{\mu}{2}.\frac{\partial(y^2(k))}{\partial\alpha_1(k)} \tag{51}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \mu.y(k).\frac{\partial y(k)}{\partial \alpha_1(k)} \quad (52)$$

โดยกำหนดให้เทอม $\frac{\partial y(k)}{\partial \alpha_1(k)} = \psi(k)$ ซึ่งจะเรียกว่าสัญญาณควบคุม Adaptive ของ $\alpha_1(k)$

เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการ Update ค่าถัดไปสามารถหาได้ดังนี้

$$\frac{\partial y(k)}{\partial \alpha_1(k)} = \psi(k)$$

$$\psi(k) = \frac{\partial\left[\left(\frac{1-\alpha_0}{2}\right).[x(k)-x(k-2)] + y(k-1).\alpha_1(k).(1+\alpha_0) - \alpha_0.y(k-2)\right]}{\partial \alpha_1(k)}$$

$$\psi(k) = (1+\alpha_0)\left[\alpha_1(k)\frac{\partial y(k-1)}{\partial \alpha_1(k)} + y(k-1)\right] - \alpha_0\frac{\partial y(k-2)}{\partial \alpha_1(k)} \quad (53)$$

จะเห็นว่าจะติดเทอมของ $\frac{\partial y(k-i)}{\partial \alpha_1(k)}$ (โดย i เป็นจำนวนเต็ม) ซึ่งในความเป็นจริงแล้วจะไม่สามารถหาค่าได้เพราะต้องทำการแยกค่าเป็น y(k-1),y(k-2)...เป็นการตอบสนองของส่วนที่ผ่านมามากมายเพราะ ฉะนั้นจึงต้องมีการประมาณค่าส่วนที่จะพิจารณาคือ ถ้าค่าของ μ มีค่าน้อยพอจะทำให้การเปลี่ยนแปลง y(k) แต่ละครั้งมีค่าน้อยทำให้สามารถประมาณได้ว่า

$$\psi(k-i) = \frac{\partial y(k-i)}{\partial \alpha_1(k-i)} \approx \frac{\partial y(k-i)}{\partial \alpha_1(k)} \quad (54)$$

จะได้

$$\psi(k) = (1+\alpha_0).\alpha_1(k).\psi(k-1) + (1+\alpha_0).y(k-1) - \alpha_0\psi(K-2) \quad (55)$$

จากสมการของ $\alpha_1(k+1)$ และ $\psi(k)$ ข้างต้น จะเป็นสมการที่นำไปทำการ Update ค่าของ α_1 เพื่อการปรับค่าความถี่ทาง Input ที่ทำให้ค่าของ $y(k)$ มีมากที่สุด ซึ่งก็คือความถี่กลางนั่นเอง(เพราะ ค่า gain ที่ความถี่กลางมีค่ามากที่สุด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การเปลี่ยนค่า Step Size Parameter (μ)

การลู่เข้าของค่า $\alpha_1(k)$ เมื่อมีการเพิ่มหรือลดค่า μ (Step Size Parameter) จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า จะทำให้การเปลี่ยนแปลงค่า $\alpha_1(k)$ เร็วขึ้นแต่ถ้าเพิ่มมากไปเมื่อระบบปรับค่า $\alpha_1(k)$ เข้าสู่ค่าที่ตรงแล้วจะเกิดการแกว่งของค่า $\alpha_1(k)$ มากขึ้นตามและยิ่งมีการเพิ่มค่า μ มากขึ้นเท่าใดจะทำให้เกิดการแกว่งมากขึ้นเท่านั้นในการออกแบบจะต้องเลือกขนาดที่เหมาะสมกับช่วงของสัญญาณที่ต้องการใช้งาน โดยการเปลี่ยนค่า μ จะเห็นว่าการลู่เข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเร็วขึ้นกว่าเดิมมาก แต่จะมีผลกระทบเมื่อค่า $\alpha_1(k)$ เข้าสู่ค่าที่ถูกต้องจะยังมีการแกว่งอยู่มาก ยิ่งมีการแกว่งอยู่มาก ยิ่งค่า μ มีค่ามากจะทำให้การแกว่งของส่วนนี้มีมาก

3.3 ทบทวนเกี่ยวกับ fast adaptive algorithm อย่างง่าย

เวลาที่ใช้ในการสุ่มตัวอย่าง T จะถูก normalized ให้มีค่าเท่ากับ 1 และ ค่าตัวแปรที่แปรเปลี่ยนค่าจำนวนเต็ม k จะใช้แสดงถึงเวลาที่ใช้ในการสุ่มตัวอย่าง โดยจะสมมติว่าให้สัญญาณอินพุทเป็น $x(k)$ซึ่งเกิดจากผลรวมของคลื่นสัญญาณไซน์ๆเดี่ยว ของความถี่ที่ไม่ทราบค่า $A\cos(\omega k+\theta)$: (A,θ : constants, $\omega[rad/\sec]$: $(0<\omega<\pi)$)กับ ค่า Gaussian noise กำหนดให้เป็น $n(k)$ จะได้ค่า $x(k)$ ดังสมการที่ 56

$$x(k)=A*\cos(\omega k+\theta)+n(k) \tag{56}$$

สมการที่ (57) เป็นค่า transfer function ของ IIR bandpass filter อันดับสองกับค่าการแปรเปลี่ยนความถี่กลางเชิงมุม ω_0 คือ

$$H(z)=\frac{\left[1-\alpha_0(k)\right]}{2}*\frac{\left[1-z^{-2}\right]}{\left[1-\alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}z^{-1}+\alpha_0(k)\,z^{-2}\right]} \tag{57}$$

โดยที่ค่า $\alpha_1(k);(-1<\alpha_1(k)<1)$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวแปรที่เป็นตัวกำหนดค่า ω_0

$$\alpha_1(k)=\cos(\omega_0) \tag{58}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $\alpha_0(k)$; $(0 < \alpha_0(k) < 1)$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวแปรที่เป็นตัวกำหนดค่า Q-factor เมื่อมีค่าที่เข้าใกล้หนึ่ง โดยที่ค่าของ Q-factor คือ

$$Q \approx \frac{\omega_0}{2\left\{1-\sqrt{\alpha_0(k)}\right\}} \tag{59}$$

สมการ adaptive algorithm ที่จะนำมาใช้เป็นวิธีการของ stochastic gradient ซึ่งจะทำให้ได้ค่าเฉลี่ยที่มีค่าสูงสุดของเอาท์พุทของตัว filter โดยมีสมการเป็น

$$\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \mu_1 y(k)\, \psi_1(k) \tag{60}$$

โดยที่ค่า μ_1 คือ step size parameter

$y(k)$ คือ สัญญาณเอาท์พุทของตัว filter

$\psi_1(k)$ คือ สัญญาณ adaptive control signal

ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ 61

$$\psi_1(k) = \alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}\psi_1(k-1) - \alpha_0(k)\,\psi_1(k-2) + \left\{1+\alpha_0(k)\right\} y(k-1) \tag{61}$$

จากสมการที่ 61 สมมติว่า $y(k)$ คือสัญญาณอินพุท และ $\psi_1(k)$ คือสัญญาณเอาท์พุท จะได้ค่า transfer function ดังสมการที่ 62

$$G_1(z) = \frac{\psi_1(z)}{Y(z)} = \frac{\left[1+\alpha_0(k)\right] * \left[1-z^{-1}\right]}{1-\alpha_1(k)\left[1+\alpha_0(k)\right] z^{-1} + \alpha_0(k)\, z^{-2}} * \Psi_i(z) \tag{62}$$

ค่า adaptive algorithm จากสมการที่ (62) หาค่า $\alpha_0(k+1)$ ได้จากสมการที่ (63)

$$\alpha_0(k+1) = \alpha_0(k) + \mu_0\, \psi_1(k)\, \psi_0(k) \tag{63}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า μ_0 คือ step-size parameter สำหรับ Q-factor และ ค่า $\psi_0(k)$ หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\psi_0(k) = \alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}\psi_0(k-1) - \alpha_0(k)\,\psi_0(k-2)$$
$$-2\left[\alpha_0(k)\,\psi_1(k) - \alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}\psi_1(k-1) + \psi_1(k-2)\right]$$
$$/\left\{1-\alpha_0^2(k)\right\} \qquad (64)$$

โดยที่ค่าของ $\psi_0(k)$ คือ ค่า adaptive control signal ของค่า $\alpha_0(k)$

จากสมการที่ 64 สมมติว่าค่า $\psi_1(k)$ คือ สัญญาณอินพุท และค่า $\psi_0(k)$ คือ สัญญาณเอาท์พุท จะได้ค่า transfer function ดังสมการที่ 65

$$G_0(z) = \frac{\Psi_0(z)}{\Psi_1(z)}$$

$$G_0(z) = \frac{-2}{\left\{1-\alpha_0^2(k)\right\}} * \frac{\left[\alpha_0(k) - \alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}z^{-1} + z^{-2}\right]}{\left[1-\alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}z^{-1} + \alpha_0(k)\,z^{-2}\right]} \qquad (65)$$

ซึ่งจากสมการข้างต้นคือฟังก์ชั่นของ ฟิลเตอร์อันดับที่สองทุกชนิด เพื่อที่จะให้ฟิลเตอร์มีเสถียรภาพ ค่า α_0 ควรจะมีค่าอยู่ในขอบเขตดังต่อไปนี้

$$-1 < \alpha_{0\min}(k) \le \alpha_0(k) \le \alpha_{0\max} < 1 \qquad (66)$$

โดยที่ค่า $\alpha_{0\min}$ คือ ค่าต่ำสุด และ ค่า α_{0maz} คือ ค่าสูงสุดของค่า $\alpha_0(k)$ ตามลำดับค่า $\alpha_0(k)$ จะเป็นค่าที่มีขนาด magnitude ที่สูงสุดของฟังก์ชั่นที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าล่าสุด สำหรับค่า $\alpha_1(k)$ จะใช้แสดงถึงค่า $\alpha_{0opt}(k)$:(ค่าที่ให้ผลดีที่สุดของค่า $\alpha_0(k)$)

ค่าสำหรับ $\alpha_1(k) < \cos(\omega)$

$$\alpha_{0opt}(k) = \frac{\sin(\omega) - \cos(\omega) + \alpha_1(k)}{\sin(\omega) + \cos(\omega) - \alpha_1(k)} \qquad (67)$$

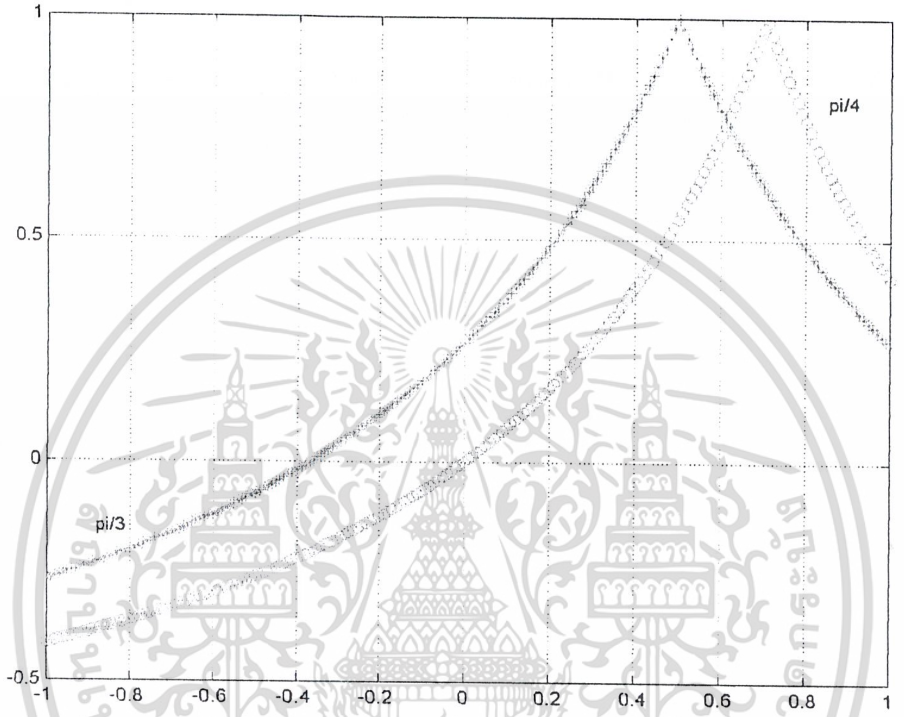
ค่าสำหรับ $\alpha_1(k) > \cos(\omega)$

$$\alpha_{0opt}(k) = \frac{\sin(\omega) + \cos(\omega) - \alpha_1(k)}{\sin(\omega) - \cos(\omega) + \alpha_1(k)} \qquad (68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$ กับ $\alpha_1(k)$ แสดงดังรูปที่ 3.1

$\alpha_{0opt}(k)$



$\alpha_1(k)$

รูปที่ 3.1 ค่าความสัมพันธ์ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$ กับ $\alpha_1(k)$

$$1:\omega=\frac{\pi}{3},\quad 2:\frac{\pi}{4}$$

3.4 Fast adaptive algorithm โดยการใช้โครงสร้างแบบบล็อคขนาน

จากค่า transfer function ในสมการ

$$H(z)=\frac{\left[\,1-\alpha_0(k)\,\right]}{2}*\frac{\left[\,1-z^{-2}\,\right]}{\left[\,1-\alpha_1(k)\left\{1+\alpha_0(k)\right\}z^{-1}+\alpha_0(k)\,z^{-2}\,\right]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถที่จะนำมาเขียนใหม่ด้วยโครงสร้างแบบบล็อคขนาน เมื่อ

อันดับที่ $L-th$ คือค่าของเวคเตอร์อินพุท $x(k)$

อันดับที่ $L-th$ คือ ค่าของเวคเตอร์เอาท์พุท $y(k)$

โดยกำหนดให้เป็น

$$x(k) = [x(Lk) * x(Lk+1) \ldots x(Lk+L-1)]^t \tag{69}$$

$$y(k) = [y(Lk) * y(Lk+1) \ldots y(Lk+L-1)]^t \tag{70}$$

ตามลำดับ Z-transform ของสมการที่ 71 และสมการที่ 72 สามารถหาได้จากสมการที่ 69 และสมการที่ 70 ตามลำดับ ดังต่อไปนี้

$$X(z) = [X_0(z) X_1(z) \ldots X_{L-1}(z)]^t \tag{71}$$

$$Y(z) = [Y_0(z) Y_1(z) \ldots Y_{L-1}(z)]^t \tag{72}$$

โดยที่ $z = z^L$ และสัญลักษณ์ t แสดงถึงการสลับที่ (transpose) ของแมทริกต์

สมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของแมทริกซ์ $H(z)$ แทนค่าอินพุทด้วย L และ ค่าเอาท์พุทด้วย L ในรูปแบบของ Toeplitz แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{Y}(\hat{z}) &= \bar{H}(\hat{z}).\bar{X}(\hat{z}) \\ \bar{H}(\hat{z}) &= \bar{Y}(\hat{z}).\bar{X}^{-1}(\hat{z}) \end{aligned} \tag{73}$$

$$\bar{H}(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2} . \frac{\bar{R}(\hat{z})}{1 - a_1\hat{z}^{-1} - a_2\hat{z}^{-2}} \tag{74}$$

วิเคราะห์ที่สมการ 75

$$A_1 = 1 - \alpha_0(k) \tag{75}$$

$$A_2 = 1 + \alpha_0(k) \tag{76}$$

$$B = \alpha_1(k)\{1 + \alpha_0(k)\} \tag{77}$$

จากสมการที่ 58

$$\alpha_1(k) = \cos(\omega_0)$$

โดยที่ $l = 0,1,\ldots,L-1$, $\binom{m}{n} = \frac{m!}{n!(m-n)!}$ และ $[l]$ คือส่วนของ Gauss เมื่อ $L = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ L = 3

จะได้ l = 0, 1, 2

$$a_1 = \sum_{m=0}^{L/2} \frac{(-1)^m L}{L-m}\binom{L-m}{m} B^{L-2m}\alpha_0(k)^m \tag{78}$$

$$a_1 = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m .3}{3-m}\binom{3-m}{m} B^{3-2m}\alpha_0(k)^m$$

$$\therefore a_1 = B^3 - 3B\alpha_0(k)$$

$$\therefore a_2 = -\alpha_0(k)^3 \tag{79}$$

$$c_{l,1}^2 = \sum_{m=0}^{[(L-l)/2]} \frac{(-1)^m (L-l)}{2(L-l-m)}\binom{L-l-m}{m} B^{L-l-2m}\alpha_0(k)^{m-1} \tag{80}$$

$$c_{1,1}^2 = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m .2}{2(2-m)}\binom{2-m}{m} B^{2-2m}\alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{1,1}^2 = \frac{1}{2}B^2\alpha_0(k)^{-1} - 1 \tag{80.1}$$

$$c_{0,1}^2 = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m .3}{2(3-m)}\binom{3-m}{m} B^{3-2m}\alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{0,1}^2 = \frac{1}{2}B^3\alpha_0(k)^{-1} - \frac{3}{2} \tag{80.2}$$

$$c_{2,1}^2 = \sum_{m=0}^{0} \frac{(-1)^m}{2(1-m)}\binom{1-m}{m} B^{1-2m}\alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{2,1}^2 = \frac{1}{2}B\ \alpha_0(k)^{-1} \tag{80.3}$$

$$c_{l,1}^1 = \sum_{m=0}^{[(L-l)/2]} (-1)^m \binom{L-l-m}{m} B^{L-l-2m}\alpha_0(k)^m \tag{81}$$

$$c_{0,1}^1 = \sum_{m=0}^{1} (-1)^m \binom{3-m}{m} B^{3-2m}\alpha_0(k)^m$$

$$\therefore c_{0,1}^1 = B^3 - 2.B\alpha_0(k) \tag{81.1}$$

$$c_{1,2}^1 = \sum_{m=0}^{1} (-1)^m \binom{2-m}{m} B^{2-2m}\alpha_0(k)^m$$

$$\therefore c_{1,1}^1 = B^2 - \alpha_0(k) \tag{81.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_{2,1}^{1} = \sum_{m=0}^{0} (-1)^m \binom{1-m}{m} B^{1-2m} \alpha_0(k)^m$$

$$\therefore c_{2,1}^{1} = B \tag{81.3}$$

$$c_{l,1}^{3} = \sum_{m=0}^{[(L-l-1)/2]} \frac{(-1)^m}{2} \binom{L-l-m-1}{m} B^{L-l-2m-1} \alpha_0(k)^{m-1} \tag{82}$$

$$c_{0,1}^{3} = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m}{2} \binom{2-m}{m} B^{2-m} \alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{0,1}^{3} = \frac{1}{2} B^2 \alpha_0(k)^{-1} - \frac{1}{2} B \tag{82.1}$$

$$c_{1,1}^{3} = \sum_{m=0}^{0} \frac{(-1)^m}{2} \binom{1-m}{m} B^{1-m} \alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{1,1}^{3} = \frac{1}{2} B \alpha_0(k)^{-1} \tag{82.2}$$

$$c_{2,1}^{3} = \sum_{m=0}^{0} \frac{(-1)^m}{2} \binom{-m}{m} B^{-m} \alpha_0(k)^{m-1}$$

$$\therefore c_{1,1}^{3} = \frac{1}{2} \alpha_0(k)^{-1} \tag{82.3}$$

$$c_{l,2}^{1} = \sum_{m=0}^{[l/2]} \frac{(-1)^m}{2} \binom{L-m}{m} B^{l-2m} \alpha_0(k)^{L-l+m-1} \tag{83}$$

$$c_{0,2}^{1} = \sum_{m=0}^{0} \frac{(-1)^m}{2} \binom{-m}{m} B^{-2m} \alpha_0(k)^{2+m}$$

$$\therefore c_{0,2}^{1} = \frac{1}{2} \alpha_0(k)^2 \tag{83.1}$$

$$c_{1,2}^{1} = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m}{2} \binom{1-m}{m} B^{1-2m} \alpha_0(k)^{1+m}$$

$$\therefore c_{0,2}^{1} = \frac{1}{2} \alpha_0(k) - \frac{1}{2} B^{-1} \alpha_0(k)^2 \tag{83.2}$$

$$c_{2,2}^{1} = \sum_{m=0}^{1} \frac{(-1)^m}{2} \binom{2-m}{m} B^{2-2m} \alpha_0(k)^m$$

$$\therefore c_{0,2}^{1} = \frac{1}{2} B^2 - \frac{1}{2} \alpha_0(k) \tag{83.3}$$

$$c_{l,2}^{2} = \sum_{m=0}^{[(l+1)/2]} \frac{(-1)^m (l+1)}{2(l-m+1)} \binom{l-m+1}{m} B^{l-2m+1} \alpha_0(k)^{L-l+m-1} \tag{84}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_{0,2}^{2}=\sum_{m=0}^{0}\frac{(-1)^{m}}{2(1-m)}\binom{1-m}{m}B^{1-2m}\alpha_0(k)^{2+m}$$

$$\therefore c_{0,2}^{2}=\frac{1}{2}B\alpha_0(k)^{2} \tag{84.1}$$

$$c_{1,2}^{2}=\sum_{m=0}^{1}\frac{(-1)^{m}2}{2(2-m)}\binom{2-m}{m}B^{2-2m}\alpha_0(k)^{1+m}$$

$$\therefore c_{1,2}^{2}=\frac{1}{2}B^{2}\alpha_0(k)-B\alpha_0(k)^{2} \tag{84.2}$$

$$c_{2,2}^{2}=\sum_{m=0}^{1}\frac{(-1)^{m}3}{2(3-m)}\binom{3-m}{m}B^{3-2m}\alpha_0(k)^{m}$$

$$\therefore c_{0,2}^{1}=\frac{1}{2}B^{3}-\frac{3}{2}B\alpha_0(k) \tag{84.3}$$

จากสมการที่ 85

$$\bar{R}(\hat{z})=\begin{bmatrix} r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) & \cdots & r_{L-1}(\hat{z}) \\ r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & r_1(\hat{z}) \\ r_{-(L-1)}(\hat{z}) & \cdots & r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) \end{bmatrix} \tag{85}$$

เมื่อ ภายใน matrix $\bar{R}(\hat{z})$ แต่ละ element มีค่าเท่ากับ

$$r_s(s)=\begin{cases} b_{s,1}\hat{z}^{-1}+b_{s,2}\hat{z}^{-2} \\ 1+b_{s,1}\hat{z}^{-1}+b_{s,2}\hat{z}^{-2} \\ b_{L+s,1}+b_{L+s,2}\hat{z}^{-1} \end{cases} \tag{86}$$

หาค่า $b_{z,x}$ ต่างๆได้จาก สมการที่ 87

$$\begin{aligned} b_{s,1} &= c_{s,1}^{1}+c_{s,1}^{2}-B_{s,1}^{3} && s\neq 0 \\ b_{s,1} &= A_1\left(c_{s,1}^{2}-Bc_{s,1}^{3}\right) && s=0 \\ b_{s,2} &= \left(B^{2}-2A_2\right)c_{s,2}^{1}-Bc_{s,2}^{2} && s\neq 0 \\ b_{s,1} &= -2c_{s,2}^{1} && s=0 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 85 และ 86 จะพบว่าค่า S มีค่าเท่ากับ -2, -1, 0, 1, 2 ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S = -2

$$r_{-2}(z) = b_{1,1} + b_{1,2}\hat{z}^{-1}$$
$$= \left[c_{1,1}^{1} + c_{1,1}^{2} - Bc_{1,1}^{3}\right] + \left[\left(B^2 - 2A2\right)c_{1,2}^{1} - Bc_{1,2}^{2}\right]\hat{z}^{-1}$$

$$r_{-2}(\hat{z}) = \begin{bmatrix} B^2 - \alpha_0(k) + \frac{1}{2}B^2\alpha_0(k)^{-1} \\ -\frac{1}{2}B^2\alpha_0(k) - 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(B^2 - 2A_2\right) * \left(\frac{1}{2}B\alpha_0(k) - \right. \\ \left. \frac{1}{2}B^{-1}\alpha_0^2(k)\right) \\ -B\left(\frac{1}{2}B^2\alpha_0(k) - B\alpha_0^2(k)\right) \end{bmatrix}\hat{z}^{-1}$$

$$r_{-2}(z) = \left[B^2 - \alpha_0(k) - 1\right] + \begin{bmatrix} -BA_2\alpha_0(k) - \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k) \\ -B\alpha_0^2(k) + A_2B^{-1}\alpha_0^2(k) \end{bmatrix}\hat{z}^{-1} \quad (87)$$

S =-1

$$r_{-1}(z) = b_{2,1} + b_{2,2}\hat{z}^{-1}$$
$$= \left[c_{2,1}^{1} + c_{2,1}^{2} - Bc_{2,1}^{3}\right] + \left[\left(B^2 - 2A2\right)c_{2,2}^{1} - Bc_{2,2}^{2}\right]\hat{z}^{-1}$$
$$r_{-1}(z) = \left[B + \frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k) - \frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k)\right]$$
$$+ \left[\left(B^2 - 2A_2\right) * \left(\frac{1}{2}B^2 - \frac{1}{2}\alpha_0(k)\right) - B\left(\frac{1}{2}B^3 - \frac{3}{2}B\alpha_0(k)\right)\right]\hat{z}^{-1}$$
$$r_{-1}(z) = [B] + \left[-B^2A_2 - 2B^2\alpha_0(k) - A_2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1} \quad (88)$$

S = 0

$$r_0(z) = 1 + b_{0,1}\hat{z}^{-1} + b_{0,1}\hat{z}^{-1}$$
$$= 1 + \left[A_1\left(c_{0,1}^{2} - Bc_{0,1}^{3}\right)\right]\hat{z}^{-1} - 2c_{0,2}^{1}\hat{z}^{-2}$$
$$r_0 = 1 + A_1\left[\left(\frac{1}{2}B^3\alpha_0^{-1}(k) - \frac{3}{2}\right) - B\left(\frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k) - \frac{1}{2}B\right)\right]\hat{z}^{-1} - \alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}$$
$$r_0 = 1 + \left(\frac{3}{2}A_1 - \frac{1}{2}B^2A_1\right)\hat{z}^{-1} - \alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2} \quad (89)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S = 1

$$r_1(z) = b_{1,1}\hat{z}^{-1} + b_{1,2}\hat{z}^{-2}$$
$$= \left[c_{1,1}^1 + c_{1,1}^2 - Bc_{1,1}^3\right]\hat{z}^{-1} + \left[\left(B^2 - 2A2\right)c_{1,2}^1 - Bc_{1,2}^2\right]\hat{z}^{-2}$$

$$r_1(z) = \left[B^2 - \alpha_0(k) + \frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k) - \frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k) - 1\right]\hat{z}^{-1}$$
$$+ \left[\left(B^2 - 2A_2\right) * \left(\frac{1}{2}B\alpha_0(k) - \frac{1}{2}B^{-1}\alpha_0^2(k)\right) - B\left(\frac{1}{2}B^2\alpha_0(k) - B\alpha_0^2(k)\right)\right]\hat{z}^{-2}$$

$$r_1(z) = \left[B^2 - \alpha_0(k) - 1\right]\hat{z}^{-1} + \begin{bmatrix} -BA_2\alpha_0(k) - \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k) \\ -B^2\alpha_0^2(k) + A_2B^{-1}\alpha_0^2(k) \end{bmatrix}\hat{z}^{-2} \qquad (90)$$

S = 2

$$r_2(z) = b_{2,1}\hat{z}^{-1} + b_{2,2}\hat{z}^{-2}$$
$$= \left[c_{2,1}^1 + c_{2,1}^2 - Bc_{2,1}^3\right]\hat{z}^{-1} + \left[\left(B^2 - 2A2\right)c_{2,2}^1 - Bc_{2,2}^2\right]\hat{z}^{-2}$$
$$r_{-1}(z) = \left[B + \frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k) - \frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k)\right]\hat{z}^{-1}$$
$$+ \left[\left(B^2 - 2A_2\right) * \left(\frac{1}{2}B^2 - \frac{1}{2}\alpha_0(k)\right) - B\left(\frac{1}{2}B^3 - \frac{3}{2}B\alpha_0(k)\right)\right]\hat{z}^{-2}$$
$$r_{-1}(z) = [B]\hat{z}^{-1} + \left[-B^2A_2 - 2B^2\alpha_0(k) - A_2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-2} \qquad (91)$$

จากสมการที่ 74 จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 57 ส่วนสมการ $\frac{(1-\alpha_0(k))r_s(z)}{\left(2(1-a_1z^{-1}-a_2z^{-2})\right)}$ ของ $H(z)$ คือ ค่า transfer function ของตัวดีเลย์ z^{-1} อันดับที่สองของ IIR filter แถวลำดับที่ $l-th$ ของ $H(z)$ จะรับทราบค่าของทุกสาขาของการฟิลเตอร์ด้วย ค่าอินพุท L และ ค่าเอาท์พุท l นั่นก็คือค่า $Y_l(z)$ โดย ค่า transfer function ของค่า $Y_l(z)$ จะแทนด้วยค่า $H_l(z)$ ซึ่งได้มาจากสมการที่ 57

ค่า transfer function ของค่า $Y_l(z)$ คือ

$$\bar{Y} = \bar{H}(\hat{z}) * \bar{X}(\hat{z})$$
$$\begin{bmatrix} Y_0(\hat{z}) \\ Y_1(\hat{z}) \\ Y_2(\hat{z}) \end{bmatrix} = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}\begin{bmatrix} r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) & r_2(\hat{z}) \\ r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) \\ r_{-2}(\hat{z}) & r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_0(\hat{z}) \\ X_1(\hat{z}) \\ X_2(\hat{z}) \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} Y_0(\hat{z}) \\ Y_1(\hat{z}) \\ Y_2(\hat{z}) \end{bmatrix} = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})} \begin{bmatrix} r_0(\hat{z})X_0(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})X_1(\hat{z}) + & r_2(\hat{z})X_2(\hat{z}) \\ r_{-1}(\hat{z})X_0(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})X_1(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})X_2(\hat{z}) \\ r_{-2}(\hat{z})X_0(\hat{z}) + & r_{-1}(\hat{z})X_1(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})X_2(\hat{z}) \end{bmatrix}$$

$$Y_0(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}\left[r_0(\hat{z})X_0(\hat{z}) + r_1(\hat{z})X_1(\hat{z}) + r_2(\hat{z})X_2(\hat{z})\right] \tag{92}$$

$$Y_1(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}\left[r_{-1}(\hat{z})X_0(\hat{z}) + r_0(\hat{z})X_1(\hat{z}) + r_1(\hat{z})X_2(\hat{z})\right] \tag{93}$$

$$Y_2(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}\left[r_{-2}(\hat{z})X_0(\hat{z}) + r_{-1}(\hat{z})X_1(\hat{z}) + r_0(\hat{z})X_2(\hat{z})\right] \tag{94}$$

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 92 คือ

$$Y_0(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}$$

$$\left[\begin{array}{l} \left[\left[1+\left(A_1\left(-\frac{3}{2}-\frac{1}{2}B^2\right)\right)\hat{z}^{-1}\right]-\alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\right]X_0(\hat{z}) \\ +\left[\left(B^2-\alpha_0(k)-1\right)z^{-1}+\left[\begin{array}{l} A_2\left(-B\alpha_0(k)+B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)- \\ \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k) \end{array}\right]z^{-2}\right]X_1(\hat{z}) \\ +\left[B\hat{z}^{-1}+\left[A_2\left(-B^2-\alpha_0(k)\right)-2B^2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-2}\right]X_2(\hat{z}) \end{array}\right] \tag{95}$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 95 คือ

$$\begin{aligned} y(3k) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2}\Bigg[& x(3k)+\left[A_1\left(-\frac{3}{2}-\frac{1}{2}B^2\right)\right]x(3k-3)-\alpha_0^2(k)x(3k-6)+ \\ & \left(B^2-\alpha_0(k)\right)x(3k-2)+\left[\begin{array}{l} A_2\left(-B\alpha_0(k)+B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)- \\ \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k) \end{array}\right]x(3k-5)+ \\ & Bx(3k-1)+\left[A_2\left(-B^2-\alpha_0(k)\right)-2B^2\alpha_0(k)\right]x(3k-4)-B^3y(3k-3)+ \\ & 3B\alpha_0(k)y(3k-3)+\alpha_0^3(k)y(3k-6)\Bigg] \end{aligned} \tag{96}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 93 คือ

$$Y_1(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}$$

$$\left[\begin{array}{l} \left[B + \left(A_2\left(-B^2 - \alpha_0(k)\right) - 2B^2\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}\right]X_0(\hat{z}) \\ + \left[\left[1 + \left(A_1\left(-\frac{3}{2} - \frac{1}{2}B^2\right)\right)\hat{z}^{-1}\right] - \alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\right]X_1(\hat{z}) \\ + \left[\left(B^2 - \alpha_0(k) - 1\right)z^{-1} + \left[\begin{array}{l} A_2\left(-B\alpha_0(k) + B^{-1}\alpha_0^2(k)\right) - \\ \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k) - B^2\alpha_0^2(k) \end{array}\right]z^{-2}\right]X_2(\hat{z}) \end{array}\right] \quad (97)$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 97 คือ

$$y(3k+1) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2}\left[Bx(3k) + A_2\left(-B^2 - \alpha_0(k)\right)x(3k-3) - \right.$$

$$2B^2\alpha_0(k)x(3k-3) + x(3k+1) + \left[A_1\left(-\frac{3}{2} - \frac{1}{2}B^2\right)\right]x(3k-2) - \alpha_0^2(k)x(3k-5) +$$

$$\left(B^2 - \alpha_0(k)\right)x(3k-1) + \left[\begin{array}{l} A_2\left(-B\alpha_0(k) + B^{-1}\alpha_0^2(k)\right) \\ -\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k) - B^2\alpha_0^2(k) \end{array}\right]x(3k-4) + B^3y(3k-2) +$$

$$\left. 3B\alpha_0(k)y(3k-2) + \alpha_0^3(k)y(3k-5) \right] \quad (98)$$

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 94 คือ

$$Y_2(\hat{z}) = \frac{1-\alpha_0(k)}{2D(\hat{z})}$$

$$\left[\begin{array}{l} \left[\left(B^2 - \alpha_0(k) - 1\right) + \left(A_2\left[-B\alpha_0 + B^{-1}\alpha_0^2(k)\right]\right) - \frac{1}{2}B\alpha_0(k) - B^2\alpha_0^2(k)\right]X_1(\hat{z}) \\ + \left[B + \left(A_2\left(-B^2 - \alpha_0(k)\right) - 2B^2\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}\right]X_1(\hat{z}) \\ + \left[\left[1 + \left(A_1\left(-\frac{3}{2} - \frac{1}{2}B^2\right)\right)\hat{z}^{-1}\right] - \alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\right]X_2(\hat{z}) \end{array}\right] \quad (99)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 99 คือ

$$y(3k+2)=\frac{1-\alpha_0(k)}{2}\Bigg[\left(B^2-\alpha_0(k)-1\right)x(3k)+\begin{bmatrix}A_2\left(-B\alpha_2(k)+B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)-\\ \frac{1}{2}B\alpha_0(k)-B^2\alpha_0^2(k)\end{bmatrix}x(3k-3)$$

$$+Bx(3k+1)+A_2\left(-B^2-\alpha_0(k)\right)x(3k-2)-2B^2\alpha_0(k)x(3k-2)$$

$$+x(3k+2)+\left[A_1\left(-\frac{3}{2}-\frac{1}{2}B^2\right)\right]x(3k-1)-\alpha_0^2(k)x(3k-4)+B^3y(3k-1)+$$

$$3B\alpha_0(k)y(3k-1)+\alpha_0^3(k)y(3k-4)\Bigg] \tag{100}$$

ค่าความเร็วกลางเชิงมุม ω_0 ของทุกสาขาของการฟิลเตอร์จะถูกกำหนดโดยค่า $\alpha_1(k)$ สมการ adaptive algorithm ของ $\alpha_1(k)$ ของทุกสาขาของการฟิลเตอร์จะสามารถหาได้จาก

$$\alpha_1(k+1)=\alpha_1(k)+\mu_1\sum_{l=0}^{L-1}y(Lk+l)\,\psi_1(Lk+l) \tag{101}$$

โดยที่

$$\psi_1(Lk+l)=\frac{\partial y(Lk+l)}{\partial\alpha_1(k)} \tag{102}$$

และค่า μ_1 คือ ค่า step-size parameter ดังนั้นค่า $\psi_1(k)$ จะนิยามได้ว่า

$$\psi_1(k)=\left[\psi_1(Lk)\;\psi_1(Lk+1)\ldots\psi_1(Lk+L-1)\right]^t \tag{103}$$

และ z-transform ของสมการที่ 104 หาได้จากสมการที่ 103

ค่าของ $\Psi_1(z)$ นิยามได้จาก

$$\Psi_1(z)=\left[\Psi_{1,0}(z)\;\Psi_{1,1}(z)\ldots\Psi_{1,L-1}(z)\right]^t \tag{104}$$

ดังนั้นค่าของ $\Psi_1(z)$ จึงหาได้จาก

$$\Psi_1(z)=\frac{1}{D(z)}\left\{\frac{1-\alpha_0(k)}{2}*\frac{\partial R(z)}{\partial\alpha_1(k)}X(z)+\frac{\partial a_1}{\partial\alpha_1(k)}Y(z)z^{-1}\right\} \tag{105}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$D(z) = 1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2} \tag{106}$$

โดยแต่ละส่วนของสมการที่ 103 จะเป็น adaptive control signal สำหรับโครงสร้างแบบ scalar ในสมการที่ 105 ค่า transfer function ของแต่ละสาขา l จะหาได้จาก $\Psi_{1,l}(z)$ ซึ่งแสดงแทนด้วย $G_{1,l}(z)$ โดยจะมี อินพุท $L+1$ และ เอาท์พุท1

สมการ adaptive algorithm ของค่า $\alpha_0(k)$ ของแต่ละสาขาของการฟิลเตอร์ จะมีพื้นฐานมาจากสมการ algorithm แบบ โครงสร้าง scalar ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$\alpha_0(L(k+1)+l) = \alpha_0(Lk+l) + \mu_0\, \psi_1(Lk+l)\, \psi_0(Lk+l) \tag{107}$$

โดยที่

$$\psi_0(Lk+l) = \frac{\partial \psi_1(Lk+l)}{\partial \alpha_0(Lk+l)} \tag{108}$$

สมการเหล่านี้ถูก derived โดยการแทนที่ $Lk+l$ ด้วย k ในสมการที่ (63) และ (64) ค่าของ $\psi_0(k)$ นิยามได้จาก

$$\psi_0(k) = \left[\psi_0(Lk)\ \psi_0(Lk+1)...\psi_0(Lk+L-1)\right]^t \tag{109}$$

ค่าของ $\Psi_0(z)$ นิยามได้จาก

$$\Psi_0(z) = \left[\Psi_{0,0}(z)\ \Psi_{0,1}(z)...\Psi_{0,L-1}(z)\right]^t \tag{110}$$

ดังนั้นค่าของ $\Psi_0(z)$ จึงหาได้จาก

$$\Psi_0(z) = \frac{1}{D(z)}\left\{-\frac{1}{2}\frac{\partial R(z)}{\partial \alpha_1(k)}X(z) + \frac{1-\alpha_0(Lk+l)}{2}\frac{\partial R(z)}{\partial \alpha_1(k)\partial \alpha_0(Lk+l)}X(z) - \frac{\partial D(z)}{\partial \alpha_1(k)}\frac{\partial Y(z)}{\partial \alpha_0(Lk+l)} - \frac{\partial^2 D(z)}{\partial \alpha_1(k)\partial \alpha_0(Lk+l)}Y(z) - \frac{\partial D(z)}{\partial \alpha_0(Lk+l)}\Psi_1(z)\right\} \tag{111}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า

$$\frac{\partial Y(z)}{\partial \alpha_0(Lk+l)} = \frac{1}{D(z)}\left\{-\frac{1}{2}R(z)X(z)+\frac{1-\alpha_0(Lk+l)}{2}\frac{\partial R(z)}{\partial \alpha_0(Lk+l)}X(z) - \frac{\partial D(z)}{\partial \alpha_0(Lk+l)}Y(z)\right\} \tag{112}$$

ในสมการที่ 111 ค่าของ transfer function ของสาขาฟิลเตอร์ l จะแทนด้วยค่า $\Psi_{0,1}(z)$ และค่าของ $\Psi_{0,1}(z)$ จะแสดงแทนด้วยค่า $G_{0,1}(z)$ โดยจะมี ค่าอินพุทคือ $L+1$ และค่าเอาท์พุท คือ l เราเรียกโครงสร้างของ $L \geq 2$ ว่าเป็นโครงสร้างแบบ parallel block structure

3.5 การวิเคราะห์ convergence rate ของ $\alpha_0(k)$

เนื่องจากสัญญาณของเอาท์พุท และ สัญญาณของ adaptive control signal generator ของแต่ละสาขาของ parallel block structure จะมีค่าเท่ากับสัญญาณของเอาท์พุท และ สัญญาณของ adaptive control signal generator ของ scalar structure ตามลำดับ

ในช่วงแรกเราจะพิจารณาสัญญาณเอาท์พุทของค่า $H(z)$, $G_1(z)$ และ ค่า $G_0(z)$ ในโครงสร้างแบบ scalar จากคุณลักษณะทางแอมปลิจูดและทางเฟสของสมการที่ 57 จะแสดงด้วย $\left| H(e^{j\omega}) \right|$ และ $\Theta_H(\omega)$ ตามลำดับ และ ค่าสัญญาณของ adaptive control signal generator สำหรับ ค่า $\alpha_1(k)$ และ ค่า $\alpha_0(k)$ ของ $L=1$ จะแทนด้วย $\left| G_1(e^{j\omega}) \right|$, $\Theta_{G1}(\omega)$, $\left| G_0(e^{j\omega}) \right|$ และ $\Theta_{G0}(\omega)$, ตามลำดับ ดังนั้นจะได้ค่าคือ

$$\left| H(e^{j\omega}) \right|^2 = \frac{\sin^2(\omega)}{\left\{\frac{1+\alpha_0(k)}{1-\alpha_0(k)}\right\}^2 \left\{ \cos(\omega)-\alpha_1(k) \right\}^2 + \sin^2(\omega)} \tag{113}$$

$$\Theta_H(\omega) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left[\frac{\left\{1-\alpha_0(k)\right\}\sin(\omega)}{\left\{1+\alpha_0(k)\right\}\left\{\cos(\omega)-\alpha_1(k)\right\}}\right] \tag{114}$$

$$\left| G_1(e^{j\omega}) \right|^2 = \frac{1}{\left\{ \cos(\omega)-\alpha_1(k) \right\}^2 + \left\{\frac{1-\alpha_0(k)}{1+\alpha_0(k)}\right\}^2 \sin^2(\omega)} \tag{115}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Theta_{G1}(\omega) = -\tan^{-1}\left[\frac{\left\{1-\alpha_0(k)\right\}\sin(\omega)}{\left\{1-\alpha_0(k)\right\}\left\{\cos(\omega)-\alpha_1(k)\right\}}\right] \tag{116}$$

$$= \Theta_H(\omega) - \frac{\pi}{2} \tag{117}$$

$$\left| G_0\left(e^{j\omega}\right)\right|^2 = \left\{\frac{2}{1-\alpha_0^2(k)}\right\} \tag{118}$$

$$\Theta_{G0}(\omega) = \pi - 2\tan\left[\frac{\left\{1-\alpha_0(k)\right\}\sin(\omega)}{\left\{1+\alpha_0(k)\right\}\left\{\cos(\omega)-\alpha_1(k)\right\}}\right] \tag{119}$$

$$= 2\Theta_H(\omega) \tag{120}$$

เมื่อค่าของ SNR มีค่ามากพอ ค่าของอินพุท $x(k)$ ในสมการที่ (56) สามารถประมาณได้ว่า

$$x(k) \approx A\cos(\omega k + \theta) \tag{121}$$

และค่าเอาท์พุทของ $\psi_1(k)$ และ $\psi_0(k)$ ของค่า $G_1(z)$ และค่า $G_0(z)$ สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned}\psi_1(k) &\approx \left| G_1\left(e^{j\omega}\right)\right\| H\left(e^{j\omega}\right)\left| A\cos\left\{\omega k + \theta + \Theta_H(\omega) + \Theta_{G1}(\omega)\right\}\right. \\ &= \left| G_1\left(e^{j\omega}\right)\right\| H\left(e^{j\omega}\right)\left| A\sin\left\{\omega k + \theta + 2\Theta_H(\omega)\right\}\right.\end{aligned} \tag{122}$$

$$\begin{aligned}\psi_0(k) &\approx \left| G_0\left(e^{j\omega}\right)\right\| G_1\left(e^{j\omega}\right)\left\| H\left(e^{j\omega}\right)\right| A\sin\left\{\omega k + \theta + 2\Theta_H(\omega) + \Theta_{G0}(\omega)\right\}\right. \\ &= \left| G_0\left(e^{j\omega}\right)\right\| G_1\left(e^{j\omega}\right)\left\| H\left(e^{j\omega}\right)\right| A\sin\left\{\omega k + \theta + 4\Theta_H(\omega)\right\}\right.\end{aligned} \tag{123}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตอนนี้เราจะพิจารณาสัญญาณเอาท์พุทของค่า $H(z)$, $G_1(z)$ และ ค่า $G_0(z)$ ในโครงสร้างแบบ parallel block เมื่อสัญญาณอินพุทคือค่า $x(Lk+l)$ ค่าสัญญาณของ adaptive control คือค่า $\psi_1(Lk+l)$ และ ค่า $\psi_0(Lk+l)$ จะสามารถหาได้จากการแทนที่ค่าของ ωk ด้วย $\omega(Lk+l)$ ในสมการที่ 122 และ 123 ตามลำดับ

เราจะได้สมการที่ 107 ใหม่ เพื่อที่จะกำหนดค่า convergence rate ของค่า $\alpha_0(Lk+l)$ เราสามารถที่จะคำนวณค่าเฉลี่ยผลรวมของค่า $\psi_1(Lk+l)$ และค่า $\psi_0(Lk+l)$ ได้จากสมการที่ 124

$$m_{\alpha 0}(L,l)=\frac{1}{2K}\sum_{k=0}^{2K-1}\psi_1(Lk+l)\,\psi_0(Lk+l) \tag{124}$$

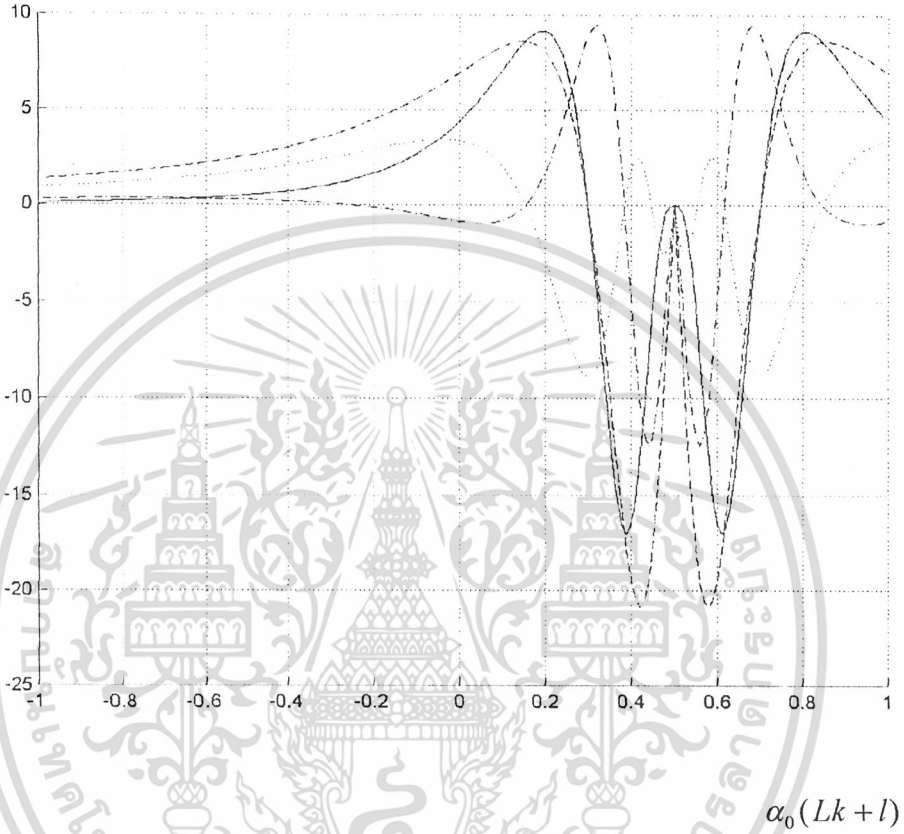
โดยที่ $\omega=\frac{\pi}{K}$ และ K คือจำนวนเต็ม

รูปที่ 3.2 แสดงคุณสมบัติเฉลี่ยโดยอ้างอิงกับ $\alpha_0(Lk+l)$ สภาวะของการทดสอบคือ $L=3,(l=0,1,2),A=1,\omega=\pi/3,\theta=0.0$ และ $\alpha_1(k)=0.3$

จากรูปที่ 3.2 ค่าของ $\alpha_0(Lk+l)$ จะเพิ่มขึ้น เมื่อค่า $m_{\alpha 0}(L,l)$ เป็นบวก และ จะมีค่าลดลง เมื่อเป็นค่าลบ, และจะทำให้เกิดการหยุดชงัก (Halt) เมื่อ $m_{\alpha 0}(L,l)=0$ จากรูปที่ 3.1 สมการที่ (67) และ สมการที่ (68) เมื่อ ค่า $\alpha_1(k)=0.3,\alpha_{0opt}=0.625$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$m_{\alpha 0}(L,l)$



รูปที่ 3.2 แสดง Characteristics curves ของ $m_{\alpha 0}(L,l)$

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าค่า $\alpha_0(Lk+l)$ ลู่เข้า เมื่อค่า $m_{\alpha 0}(L,l)=0$ และจำนวนค่าของการลู่เข้าของค่า $\alpha_0(Lk+l)$ จะไม่มีค่าแค่หนึ่ง ค่า $m_{\alpha 0}(L,l)$ ของแต่ละสาขาของการฟิลเตอร์แบบโครงสร้างแบบ parallel block โดยรวมกับสาขา l จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\sum_{t=0}^{L-1} m_{\alpha_0(L,l)} = \sum_{t=0}^{L-1}\left\{\frac{1}{2K}\sum_{k_1=0}^{2K-1}\psi_1(Lk_1+l)\,\psi_0(Lk_1+l)\right\}$$

$$= \frac{1}{2K}\sum_{k_1=0}^{2K-1}\Big\{\psi_1(Lk_1+0)\,\psi_0(Lk_1+0)+\ldots+\psi_1(Lk_1+L-1)\,\psi_0(Lk_1+L-1)\Big\}$$

$$\psi_1(2L-1)\,\psi_0(2L-1)+\psi_1(2L)\,\psi_0(2L)+\ldots+\psi_1(2LK-1)\,\psi_0(2LK-1)\Big\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{2K} \sum_{k_2=2}^{2LK-1} \psi_1(k_2)\, \psi_0(k_2)$$

$$= L \frac{1}{2LK} \sum_{k_2=0}^{2LK-1} \psi_1(k_2)\, \psi_0(k_2) \qquad (125)$$

จากสมการที่ 125 จะพบว่าผลรวมของการคูณของค่า adaptive control signal สำหรับ α_1 และค่า adaptive control signal สำหรับ α_0 ในแต่ละสาขาของการฟิลเตอร์จะมีค่าเท่ากับ L เท่าของ $m_{\alpha 0}(L, l)$ ของโครงสร้างแบบ scalar ดังนั้น จำนวนของการลู่เข้าของค่า $\alpha_0(Lk + l)$ จะมีค่าเริ่มเข้าใกล้ 1 และอัตราการลู่เข้าจะเพิ่ม เพราะว่าค่าสัมบูรณ์ค่าใหม่ที่เกิดขึ้นบนค่า $\alpha_0(Lk + l)$ ในรูปที่ 2 คือการเพิ่มอย่างปกติ โดยสมการใหม่ที่เกิดขึ้นสำหรับสาขาของการใช้ค่าบางค่าแทนที่ค่า $m_{\alpha 0}(L, l)$ โดยสามารถหาได้จาก

$$\alpha_0(k+1) = \alpha_0(k) + \mu_0 \sum_{t=0}^{L-1} \psi_1(Lk + l)\psi_0(Lk + l) \qquad (126)$$

3.6 Adaptive control signal generator โดยการใช้โครงสร้าง parallel block

จากการคำนวณที่ซับซ้อนในแต่ละสาขาของตัว filter โดยการใช้ algorithm แบบใหม่ที่ได้จากสมการที่ (112) จะแสดงให้เห็นในตารางที่ 4 โดยที่ ค่าของ $L = 1$ ซึ่งมีโครงสร้างแบบ scalar จากตารางที่ 1 จะพบว่าการคำนวณที่สลับซับซ้อนในตัวฟิลเตอร์ ค่าของ $G_0(z)$ จะมีความซับซ้อนมาก เพื่อที่จะลดความซับซ้อนนั้นในการคำนวณนั้น เราจะใช้โครงสร้างแบบขนานให้กับตัว adaptive control signal generator transfer function ของแมกทริกซ์ ค่า $G_1(z)$ และค่า $G_0(z)$ แทนด้วยขนาด อินพุท L และ เอาท์พุท L ซึ่งอยู่ในรูปแบบของ Toeplitz

	ผลบวก			ผลคูณ		
L	1	2	3	1	2	3
$H_1(z)$	3	7	9	4	9	11
$G_{1,l}(z)$	2	5	8	3	5	11
$G_{0,l}(z)$	4	23	33	6	26	39
C.U.C.	4	8/2	20/3	9	18/2	40/3
Total	**13**	**39**	**170/3**	**22**	**52**	**223/3**

C.U.C. : coefficient update circuit

ตารางที่ 4 การคำนวณที่สลับซับซ้อนของโครงสร้าง scalar แบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Psi_1(z) = G_1(z)Y(z) \tag{127}$$

$$G_1(z) = (1+\alpha_0(k))\frac{R_1(z)}{1-a_1z^{-1}-a_2z^{-2}} \tag{128}$$

$$R_1(z) = \begin{bmatrix} r_0^1(z) & r_1^1(z) & \cdots & r_{L-1}^1(z) \\ r_{-1}^1(z) & r_0^1(z) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & r_1^1(z) \\ r_{-(L-1)}^1(z) & \cdots & r_{-1}^1(z) & r_0^1(z) \end{bmatrix} \tag{129}$$

$$r_s^1(z) = \begin{cases} b_{s,1}^1 z^{-1} + b_{s,2}^1 z^{-2} & (s \geq 0) \\ b_{L+s,1}^1 + b_{L+s,2}^1 z^{-1} & (s < 0) \end{cases} \tag{130}$$

$$\begin{cases} b_{s,1}^1 = 2\alpha_0(k)c_{s,1}^3 \\ b_{s,2}^1 = Bc_{s,2}^1 - c_{s,2}^2 \end{cases} \tag{131}$$

จากสมการที่ (115) จะเห็นได้ว่า S มีค่าเท่ากับ –2 ถึง 2

$s = -2$

$$r_{-2}^1(\hat{z}) = b_{1,1}^1 + b_{1,2}^1\hat{z}^{-1}$$
$$= 2\alpha_0(k)c_{1,1}^3 + \left[Bc_{1,2}^1 - c_{1,2}^2\right]\hat{z}^{-1}$$

$$= 2\alpha_0(k)\frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k) + \left[B\left[\frac{1}{2}B\alpha_0(k) - \frac{1}{2}B^{-1}\alpha_0^2(k)\right] - \frac{1}{2}B^2\alpha_0(k) - B\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-1}$$
$$= B + \left[-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-1} \tag{132}$$

$s = -1$

$$r_{-1}^1(\hat{z}) = b_{2,1}^1 + b_{2,2}^1\hat{z}^{-1}$$
$$= 2\alpha_0(k)c_{2,1}^3 + \left[Bc_{2,2}^1 - c_{2,2}^2\right]\hat{z}^{-1}$$
$$= 2\alpha_0(k)\frac{1}{2}\alpha_0^{-1}(k) + \left[B\left(\frac{1}{2}B^2 - \frac{1}{2}\alpha_0(k)\right) - \frac{1}{2}B^3 - \frac{3}{2}B\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1}$$
$$= 1 + \left[2B\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1} \tag{133}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$s = 0$

$$r_0^1(\hat{z}) = b_{0,1}^1 \hat{z}^{-1} + b_{0,2}^1 \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) c_{0,1}^3 \hat{z}^{-1} + \left[B c_{0,2}^1 - c_{0,2}^2 \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) \left(\frac{1}{2} B^2 \alpha_0^{-1}(k) - \frac{1}{2} B \right) \hat{z}^{-1} + \left[B\left(\frac{1}{2} \alpha_0^2(k) \right) - \left(\frac{1}{2} B \alpha_0^2(k) \right) \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= \left(B^2 - B\alpha_0(k) \right) \hat{z}^{-1} \tag{134}$$

$s = 1$

$$r_1^1(\hat{z}) = b_{1,1}^1 \hat{z}^{-1} + b_{1,2}^1 \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) c_{1,1}^3 \hat{z}^{-1} + \left[B c_{1,2}^1 - c_{1,2}^2 \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) \frac{1}{2} B \alpha_0^{-1}(k) \hat{z}^{-1} + \left[B\left[\frac{1}{2} B\alpha_0(k) - \frac{1}{2} B^{-1} \alpha_0^2(k) \right] - \frac{1}{2} B^2 \alpha_0(k) - B\alpha_0^2(k) \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= B\hat{z}^{-1} + \left[-\frac{1}{2} \alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k) \right] \hat{z}^{-2} \tag{135}$$

$s = 2$

$$r_2^1(\hat{z}) = b_{2,1}^1 \hat{z}^{-1} + b_{2,2}^1 \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) c_{2,1}^3 \hat{z}^{-1} + \left[B c_{2,2}^1 - c_{2,2}^2 \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= 2\alpha_0(k) \frac{1}{2} \alpha_0^{-1}(k) \hat{z}^{-1} + \left[B\left(\frac{1}{2} B^2 - \frac{1}{2} \alpha_0(k) \right) - \frac{1}{2} B^3 - \frac{3}{2} B\alpha_0(k) \right] \hat{z}^{-2}$$
$$= \hat{z}^{-1} + \left[2B\alpha_0(k) \right] \hat{z}^{-2} \tag{136}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{10}(\hat{z}) \\ \Psi_{11}(\hat{z}) \\ \Psi_{12}(\hat{z}) \end{bmatrix} = \frac{1 + \alpha_0(k)}{D(\hat{z})} \begin{bmatrix} r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) & r_2(\hat{z}) \\ r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) \\ r_{-2}(\hat{z}) & r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_0(\hat{z}) \\ Y_1(\hat{z}) \\ Y_2(\hat{z}) \end{bmatrix} \tag{137}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{10}(\hat{z}) \\ \Psi_{11}(\hat{z}) \\ \Psi_{12}(\hat{z}) \end{bmatrix} = \frac{1 + \alpha_0(k)}{D(\hat{z})} \begin{bmatrix} r_0(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + & r_2(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \\ r_{-1}(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \\ r_{-2}(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + & r_{-1}(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \end{bmatrix} \tag{138}$$

$$\Psi_{10}(\hat{z}) = \frac{1 + \alpha_0(k)}{D(\hat{z})} \left[r_0(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + r_1(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + r_2(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \right] \tag{139}$$

$$\Psi_{11}(\hat{z}) = \frac{1 + \alpha_0(k)}{D(\hat{z})} \left[r_{-1}(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + r_0(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + r_1(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \right] \tag{140}$$

$$\Psi_{12}(\hat{z}) = \frac{1 + \alpha_0(k)}{D(\hat{z})} \left[r_{-2}(\hat{z})Y_0(\hat{z}) + r_{-1}(\hat{z})Y_1(\hat{z}) + r_0(\hat{z})Y_2(\hat{z}) \right] \tag{141}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 139 คือ

$$\Psi_{10}(\hat{z}) = \frac{1+\alpha_0(k)}{D(\hat{z})}\left[\begin{array}{l}\left(B^2 - B\beta_{00}(k)\right)\hat{z}^{-1}Y_0(\hat{z}) + \left(B\hat{z}^{-1} + \left(\begin{array}{l}-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k)\\ -B\alpha_0^2(k)\end{array}\right)\hat{z}^{-2}\right)Y_1(\hat{z}) \\ + \left(\hat{z}^{-1} + \left(-2\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-2}\right)Y_2(\hat{z})\end{array}\right] \quad (142)$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 142 คือ

$$\psi_{10}(3k) = 1+\alpha_0(k)\left[\begin{array}{l}\left(B^2 - B\alpha_0(k)\right)y(3k-3) + By(3k-2) + \left(-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right) \\ y(3k-5) + y(3k-1) + \left(-2\alpha_0(k)\right)y(3k-4) + \left(B^3 - 3B\alpha_0(k)\right) \\ \psi_1(3k-3) + \alpha_0^3(k)\psi_1(3k-6)\end{array}\right] \quad (143)$$

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 140 คือ

$$\Psi_{11}(\hat{z}) = \frac{1+\alpha_0(k)}{D(\hat{z})}\left[\begin{array}{l}\left(1+\left(-2\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}\right)Y_0(\hat{z}) + \left(B^2 - B\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}Y_1(\hat{z}) + \\ \left(B\hat{z}^{-1} + \left(-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right)\hat{z}^{-1}\right)Y_2(\hat{z})\end{array}\right] \quad (144)$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 144 คือ

$$\psi_{11}(3k+1) = 1+\alpha_0(k)\left[\begin{array}{l}y(3k) + \left(-2B\alpha_0(k)\right)y(3k-3) + \left(B^2 - B\alpha_0(k)\right)y(3k-2) + \\ By(3k-1) + \left(-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right)y(3k-5) + \\ \left(B^3 - 3B\alpha_0(k)\right)\psi_1(3k-2) + \alpha_0^3(k)\psi_1(3k-5)\end{array}\right] \quad (145)$$

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 141 คือ

$$\Psi_{12}(\hat{z}) = \frac{1+\alpha_0(k)}{D(\hat{z})}\left[\begin{array}{l}\left(B + \left(-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right)\hat{z}^{-1}\right)Y_0(\hat{z}) + \left(1+\left(-2\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}\right)Y_1(\hat{z}) + \\ \left(B^2 - B\alpha_0(k)\right)\hat{z}^{-1}Y_2(\hat{z})\end{array}\right] \quad (146)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 146 คือ

$$\psi_{12}(3k+1) = 1 + \alpha_0(k)\begin{bmatrix} By(3k) + \left(-\frac{1}{2}\alpha_0^2(k) - B\alpha_0^2(k)\right)y(3k-3) + y(3k+1) + \\ (-2B\alpha_0(k))y(3k-2) + \left(B^2 - B\alpha_0(k)\right)y(3k-1) + \\ \left(B^3 - 3B\alpha_0(k)\right)\psi_1(3k-1) + \alpha_0^3(k)\psi_1(3k-4) \end{bmatrix} \tag{147}$$

$$\Psi_0(z) = G_0(z)\Psi_1(z) \tag{148}$$

$$G_0(z) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)}\frac{R_0(z)}{1-a_1z^{-1}-a_2z^{-2}} \tag{149}$$

$$R_0(z) = \begin{bmatrix} r_0^0(z) & r_1^0(z) & \cdots & r_{L-1}^0(z) \\ r_{-1}^0(z) & r_0^0(z) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdot & \cdot & r_1^0(z) \\ r_{-(L-1)}^0(z) & \cdots & r_{-1}^0(z) & r_0^0(z) \end{bmatrix} \tag{150}$$

$$r_s^0(z) = \begin{cases} b_{s,1}^0 z^{-1} + b_{s,2}^0 z^{-2} & (s>0) \\ \alpha_0(k) + b_{s,1}^0 z^{-1} + b_{s,2}^0 z^{-2} & (s=0) \\ b_{L+s,1}^0 + b_{L+s,2}^0 z^{-1} & (s<0) \end{cases} \tag{151}$$

$$\begin{cases} b_{s,1}^0 = A_1\left(-c_{s,1}^1 - c_{s,1}^2 + Bc_{s,1}^3\right) & (s\neq 0) \\ b_{s,1}^0 = A_1\left(-c_{s,1}^1 - c_{s,1}^2 + Bc_{s,1}^3\right) - 2\alpha_0^2(k)c_{s,1}^2 & (s=0) \\ b_{s,2}^0 = A_1\left\{\left(2A_2 - B^2\right)c_{s,2}^1 + Bc_{s,2}^2\right\} & (s\neq 0) \\ b_{s,2}^0 = 2c_{s,2}^1 & (s=0) \end{cases} \tag{152}$$

$s = -2$

$$r_{-2}^0(\hat{z}) = b_{1,1}^0 + b_{1,2}^0\hat{z}^{-1}$$
$$= A_1\left[-c_{1,1}^1 - c_{1,1}^2 + Bc_{1,1}^3\right] + A_1\left[\left(2A_2 - B^2\right)c_{1,2}^1 + Bc_{1,2}^2\right]\hat{z}^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= A_1\left[-B^2+\alpha_0(k)-\frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k)+1+B\left(\frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k)\right)\right]$$
$$+A_1\left[\left(2A_2-B^2\right)\frac{1}{2}B\alpha_0(k)-\frac{1}{2}B^{-1}\alpha_0^2(k)+B\frac{1}{2}B^2\alpha_0(k)-B\alpha_0^2(k)\right]z^{-1}$$

$$= A_1\left[-B^2+\alpha_0(k)+1\right]+A_1\left[A_2B\alpha_0(k)-A_2B^{-1}\alpha_0^2(k)-\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-1} \quad (153)$$

$s=-1$

$$r_{-1}^0(\hat{z}) = b_{2,1}^0+b_{2,2}^0\hat{z}^{-1}$$
$$= A_1\left[-c_{2,1}^1-c_{2,1}^2+Bc_{2,1}^3\right]+A_1\left[\left(2A_2-B^2\right)c_{2,2}^1+Bc_{2,2}^2\right]\hat{z}^{-1}$$
$$= A_1\left[-\frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k)-B+B\left(\frac{1}{2}\alpha_0^{-1}(k)\right)\right]$$
$$+A_1\left[\left(2A_2-B^2\right)\frac{1}{2}B^2-\frac{1}{2}\alpha_0(k)+B\left(\frac{1}{2}B^3-\frac{3}{2}B\alpha_0(k)\right)\right]\hat{z}^{-1}$$
$$= A_1\left[-B\right]+A_1\left[B^2A_2-A_2\alpha_0(k)+B^2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1} \quad (154)$$

$s=0$

$$r_0^0(\hat{z}) = \alpha_0(k)+b_{0,1}^0\hat{z}^{-1}+b_{0,2}^0\hat{z}^{-2}$$
$$= \alpha_0(k)+\left[A_1\left(-c_{0,1}^1-c_{0,1}^2+Bc_{0,1}^3\right)-2\alpha_0^2(k)c_{0,1}^2\right]\hat{z}^{-1}+2c_{0,2}^1\hat{z}^{-2}$$
$$= \alpha_0(k)+\left[\begin{array}{l} A_1\left(\begin{array}{l}-B^3+2B\alpha_0(k)-\frac{1}{2}B^3\alpha_0^{-1}(k)+\frac{3}{2}\\ +B\left(\frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k)-\frac{1}{2}B\right)\end{array}\right)\\ -2\alpha_0^2(k)\left(\frac{1}{2}B^3\alpha_0^{-1}(k)-\frac{3}{2}\right)\end{array}\right]\hat{z}^{-1}$$
$$+2\left(\frac{1}{2}\alpha_0^2(k)\right)z^{-2}$$
$$= \alpha_0(k)+\left[A_1\left(-B^3+2\alpha_0(k)-\frac{1}{2}B+\frac{3}{2}\right)-B^3\alpha_0(k)+3\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-1} \quad (155)$$
$$+\left(\alpha_0^2(k)\right)z^{-2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$s=1$

$$r_1^0(\hat{z}) = b_{1,1}^0\hat{z}^{-1} + b_{1,2}^0\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-c_{1,1}^1 - c_{1,1}^2 + Bc_{1,1}^3\right]\hat{z}^{-1} + A_1\left[\left(2A_2 - B^2\right)c_{1,2}^1 + Bc_{1,2}^2\right]\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-B^2 + \alpha_0(k) - \frac{1}{2}B^2\alpha_0^{-1}(k) + 1 + B\left(\frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k)\right)\right]\hat{z}^{-1}$$

$$+ A_1\left[\left(2A_2 - B^2\right)\frac{1}{2}B\alpha_0(k) - \frac{1}{2}B^{-1}\alpha_0^2(k) + B\frac{1}{2}B^2\alpha_0(k) - B\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-B^2 + \alpha_0(k) + 1\right]\hat{z}^{-1} + A_1\left[A_2B\alpha_0(k) - A_2B^{-1}\alpha_0^2(k) - \frac{1}{2}B\alpha_0^2(k) - B^2\alpha_0^2(k)\right]\hat{z}^{-2} \quad (156)$$

$s=2$

$$r_2^0(\hat{z}) = b_{2,1}^0\hat{z}^{-1} + b_{2,2}^0\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-c_{2,1}^1 - c_{2,1}^2 + Bc_{2,1}^3\right]\hat{z}^{-1} + A_1\left[\left(2A_2 - B^2\right)c_{2,2}^1 + Bc_{2,2}^2\right]\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-\frac{1}{2}B\alpha_0^{-1}(k) - B + B\left(\frac{1}{2}\alpha_0^{-1}(k)\right)\right]\hat{z}^{-1}$$

$$+ A_1\left[\left(2A_2 - B^2\right)\frac{1}{2}B^2 - \frac{1}{2}\alpha_0(k) + B\left(\frac{1}{2}B^3 - \frac{3}{2}B\alpha_0(k)\right)\right]\hat{z}^{-2}$$

$$= A_1\left[-B\right]\hat{z}^{-1} + A_1\left[B^2A_2 - A_2\alpha_0(k) + B^2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-2} \quad (157)$$

$$\begin{bmatrix}\Psi_{00}(\hat{z})\\ \Psi_{01}(\hat{z})\\ \Psi_{02}(\hat{z})\end{bmatrix} = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\begin{bmatrix}r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z}) & r_2(\hat{z})\\ r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z}) & r_1(\hat{z})\\ r_{-2}(\hat{z}) & r_{-1}(\hat{z}) & r_0(\hat{z})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_{10}(\hat{z})\\ \Psi_{11}(\hat{z})\\ \Psi_{12}(\hat{z})\end{bmatrix} \quad (159)$$

$$\begin{bmatrix}\Psi_{00}(\hat{z})\\ \Psi_{01}(\hat{z})\\ \Psi_{02}(\hat{z})\end{bmatrix} = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\begin{bmatrix}r_0(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + & r_2(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\\ r_{-1}(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + & r_1(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\\ r_{-2}(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + & r_{-1}(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + & r_0(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\end{bmatrix} \quad (160)$$

$$\Psi_{00}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\left[r_0(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + r_1(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + r_2(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\right] \quad (161)$$

$$\Psi_{01}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\left[r_{-1}(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + r_0(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + r_1(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\right] \quad (162)$$

$$\Psi_{02}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\left[r_{-2}(\hat{z})\Psi_{10}(\hat{z}) + r_{-1}(\hat{z})\Psi_{11}(\hat{z}) + r_0(\hat{z})\Psi_{12}(\hat{z})\right] \quad (163)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 161 คือ

$$\Psi_{00}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\left[\begin{array}{l}\left(\alpha_0(k)+\left(\begin{array}{l}A_1\left(\begin{array}{l}-B^3+2B\alpha_0(k)\\-\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\\-B^3\alpha_0(k)+3\alpha_0^2(k)\end{array}\right)\end{array}\right)\hat{z}^{-1}+\alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\right)\Psi_{10}(\hat{z})+\\\left(\begin{array}{l}A_1\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)\hat{z}^{-1}+\\A_1\left(\begin{array}{l}A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)\\-B^2\alpha_0^2(k)\end{array}\right)\hat{z}^{-2}\end{array}\right)\Psi_{11}(\hat{z})+\\\left(A_1(-B)\hat{z}^{-1}+\left(A_1\left(A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right)\right)\hat{z}^{-2}\right)\Psi_{12}(\hat{z})\end{array}\right] \tag{164}$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 164 คือ

$$\psi_{00}(3k) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)}\left[\begin{array}{l}\left(\begin{array}{l}\alpha_0(k)\psi_{10}(3k)+A_1\left(\begin{array}{l}-B^3+2B\alpha_0(k)\\-\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\end{array}\right)\psi_{10}(3k-3)+\\-B^3\alpha_0(k)\psi_{10}(3k-3)+3\alpha_0^2(k)+\alpha_0^2(k)\psi_{10}(3k-6)\end{array}\right)+\\\left(\begin{array}{l}A_1\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)\psi_{11}(3k-2)+\\A_1\left(A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k)\right)\psi_{11}(3k-5)\end{array}\right)+\\\left(A_1(-B)\psi_{12}(3k-1)+\left(A_1\left(A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right)\right)\psi_{12}(3k-4)\right)+\\\left(B^3-3B\alpha_0(k)\right)\psi_{00}(3k-3)+\alpha_0^3(k)\psi_{00}(3k-6)\end{array}\right] \tag{165}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 162 คือ

$$\Psi_{01}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\left[\begin{array}{l}\left(A_1(-B)+A_1\left[A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1}\right)\Psi_{10}(\hat{z})+\\ \left(\begin{array}{l}\alpha_0(k)+A_1\left(\begin{array}{l}-B^3+2B\alpha_0(k)-\\ -\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\end{array}\right)\hat{z}^{-1}\\ -B^3\alpha_0(k)\hat{z}^{-1}+3\beta_0^2(k)\hat{z}^{-1}+\alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\end{array}\right)\Psi_{11}(\hat{z})+\\ \left(\begin{array}{l}A_1\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)\hat{z}^{-1}+\\ A_1\left(A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k)\right)\hat{z}^{-2}\end{array}\right)\Psi_{12}(\hat{z})\end{array}\right] \quad (166)$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 166 คือ

$$\psi_{01}(3k+1) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)}\left[\begin{array}{l}\left(A_1(-B)\psi_{10}(3k)+A_1\left[A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right]\psi_{10}(3k-3)\right)+\\ \left(\begin{array}{l}\alpha_0(k)\psi_{11}(3k+1)+A_1\left(\begin{array}{l}-B^3+2B\alpha_0(k)\\ -\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\end{array}\right)\psi_{11}(3k-2)+\\ -B^3\alpha_0(k)\psi_{11}(3k-2)+3\alpha_0^2(k)\psi_{11}(3k-2)\alpha_0^2(k)\psi_{11}(3k-5)\end{array}\right)+\\ \left(\begin{array}{l}A_1\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)\psi_{11}(3k-1)+\\ A_1\left(A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\frac{1}{2}B\alpha_0^2(k)-B^2\alpha_0^2(k)\right)\psi_{12}(3k-4)\end{array}\right)\\ \left(B^3-3B\alpha_0(k)\right)\psi_0(3k-2)+\alpha_0^3(k)\psi_0(3k-5)\end{array}\right] \quad (167)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Z-Transform ของสมการที่ 163 คือ

$$\Psi_{02}(\hat{z}) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)D(\hat{z})}\begin{bmatrix}\left(A_7\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)+A_1\begin{pmatrix}A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\\ \frac{1}{2}B\alpha_0(k)-B^2\alpha_0^2(k)\end{pmatrix}\hat{z}^{-1}\right)\Psi_{10}(\hat{z})\\ \left(A_1(-B)+A_1\left[A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right]\hat{z}^{-1}\right)\Psi_{11}(\hat{z})+\\ \begin{pmatrix}\alpha_0(k)+A_1\begin{pmatrix}-B^3+2B\alpha_0(k)\\ -\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\end{pmatrix}\hat{z}^{-1}\\ -B^3\alpha_0(k)\hat{z}^{-1}+3\alpha_0^2(k)\hat{z}^{-1}+\alpha_0^2(k)\hat{z}^{-2}\end{pmatrix}\Psi_{12}(\hat{z})\end{bmatrix} \tag{168}$$

ค่า Inverse Z-Transform ของสมการที่ 168 คือ

$$\psi_{02}(3k+2) = \frac{-2}{1-\alpha_0^2(k)}\begin{bmatrix}\left(A_7\left(-B^2+\alpha_0(k)+1\right)\psi_{10}(3k)+\right.\\ \left.A_1\begin{pmatrix}A_2\left(B\alpha_0(k)-B^{-1}\alpha_0^2(k)\right)+\\ \frac{1}{2}B\alpha_0(k)-B^2\alpha_0^2(k)\end{pmatrix}\psi_{10}(3k-3)\right)+\\ \left(A_1(-B)\psi_{11}(3k+1)+A_1\left[A_2\left(B^2-\alpha_0(k)\right)-B^2\alpha_0(k)\right]\psi_{11}(3k-2)\right)\\ \alpha_0(k)\psi_{12}(3k+2)+\\ A_1\begin{pmatrix}-B^3+2B\alpha_0(k)\\ -\frac{1}{2}B^2+\frac{3}{2}\end{pmatrix}\psi_{12}(3k-1)+\\ -B^3\alpha_0(k)\psi_{12}(3k-1)+3\alpha_0^2(k)\psi_{12}(3k-1)+\alpha_0^2(k)\psi_{12}(3k-4)\\ \left(B^3-3B\alpha_0(k)\right)\psi_0(3k-2)+\alpha_0^3(k)(3k-5)\end{bmatrix} \tag{169}$$

การคำนวณที่สลับซับซ้อนในแต่ละสาขาของการฟิลเตอร์ถ้าโครงสร้างนั้นเป็น algorithm แบบใหม่ ที่ได้จากสมการที่ 126 และ เป็นแบบadaptive control signal generator โครงสร้างแบบ parallel block structure ที่แสดงดังตารางที่ 5 เมื่อ ค่าของ $L=1$ ซึ่งก็คือมีโครงสร้างแบบ scalar structure

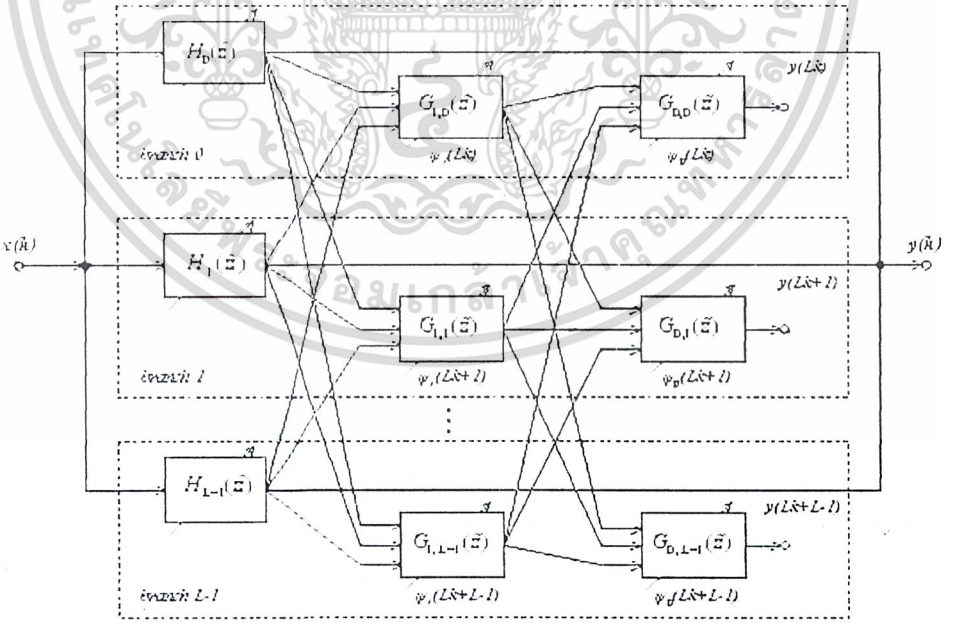
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	ผลบวก			ผลคูณ		
L	1	2	3	1	2	3
$H_1(z)$	3	6	7	4	7	8
$G_{1,l}(z)$	2	4	6	3	5	7
$G_{0,l}(z)$	4	6	8	6	8	10
C.U.C.	5	10/2	18/3	10	18/2	32/3
Total	**14**	**21**	**81/3**	**23**	**29**	**107/3**

C.U.C. : coefficient update circuit

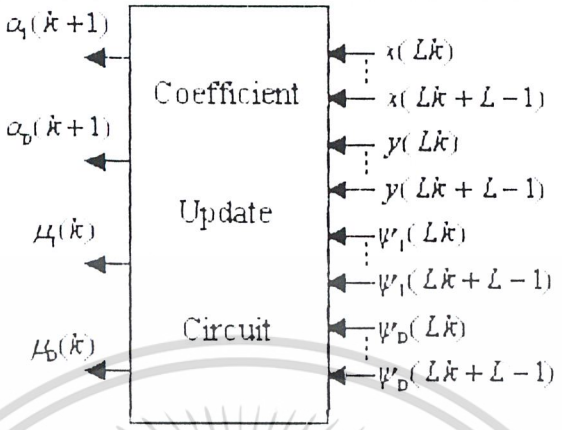
ตารางที่ 5 การคำนวณที่สลับซับซ้อนของparallel block structure แบบใหม่

สมการโครงสร้างแบบใหม่โดยการใช้ สมการ Algorithm แบบใหม่ที่ได้จากสมการที่ 126 และสมการ $\alpha_1(k+1) = \alpha_1(k) + \mu_1 \sum_{l=0}^{L-1} \{ x(Lk+l) - y(Lk+l) \} \psi_1(Lk+l)$ ค่าของ adaptive control signal generator ที่มีโครงสร้างแบบ Parallel block และมีการแปรเปลี่ยน step-size parameter อย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 3.3 โครงสร้างแบบบล็อกขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรปรับค่าสัมประสิทธิ์ล่าสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

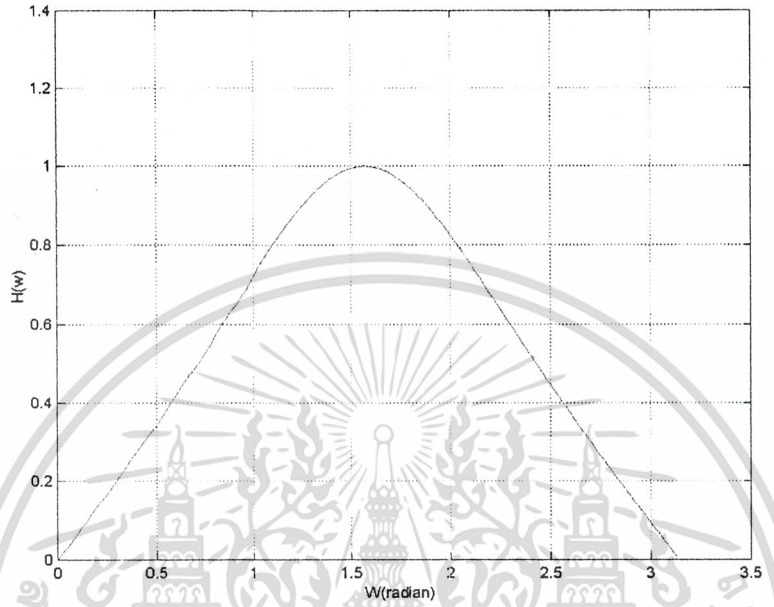
บทที่ 4

โปรแกรมแสดงคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ ϖ

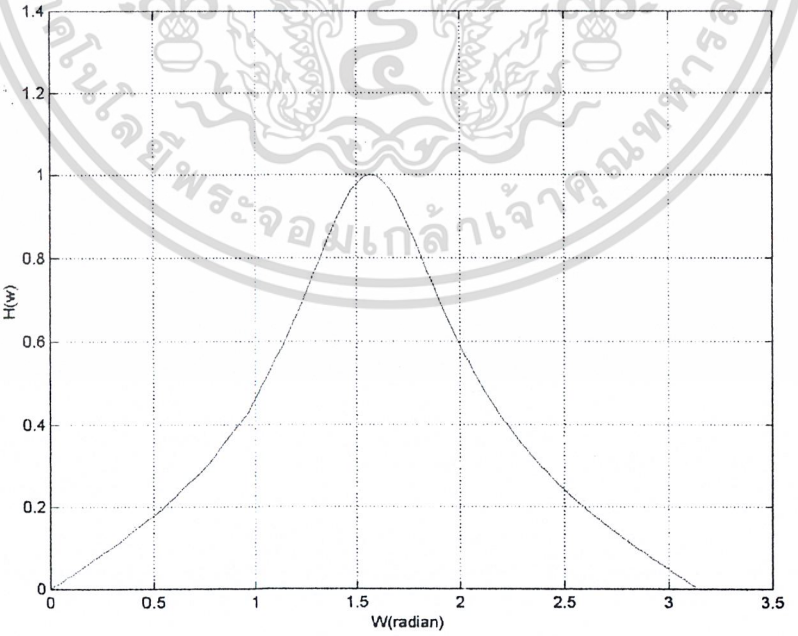
```
alpha0(α0)=-1;
while (alpha0<0|alpha0 >1)
  alpha0=input('alpha0 0 to 1\n(alpha0=)');
end
omega(ϖ )=-1;
while(omega<0|omega>180);
  omega=input('W(0<w<pi)(degree)\n(W=)');
end
alpha1 (α1) =cos((pi/180)*omega);
b1=1;
b2=0;
b3=-1;
a1=1;
a2=-alpha1.*(1+alpha0);
a3=alpha0;
k=(1-alpha0)./2;
n=[b1 b2 b3];
d=[a1 a2 a3];
[Tz,ws]=freqz(n,d,200);
plot(ws,abs(Tz*k),'r');
xlabel('W(radian)');
ylabel('H(w)');
grid on;
hold on
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ ϖ

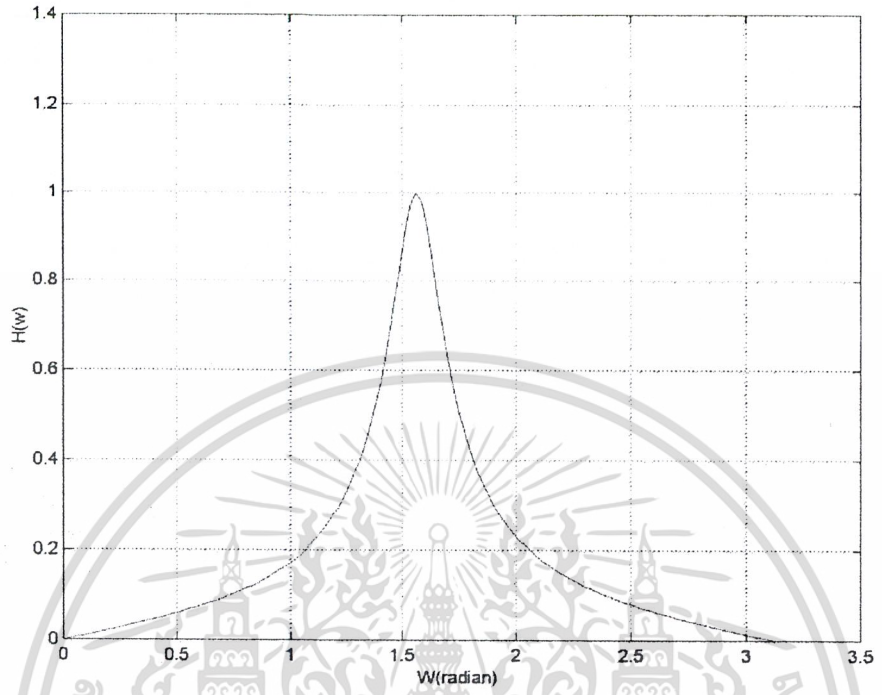


รูปที่ 4.1 $\alpha_0 = 0.2, \omega = \frac{\pi}{2}$

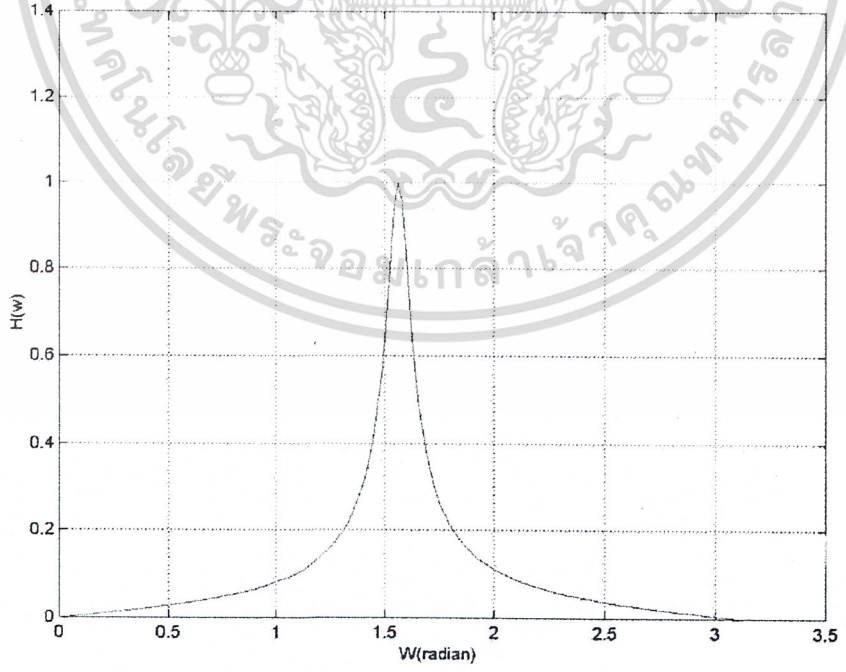


รูปที่ 4.2 $\alpha_0 = 0.5, \omega = \frac{\pi}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



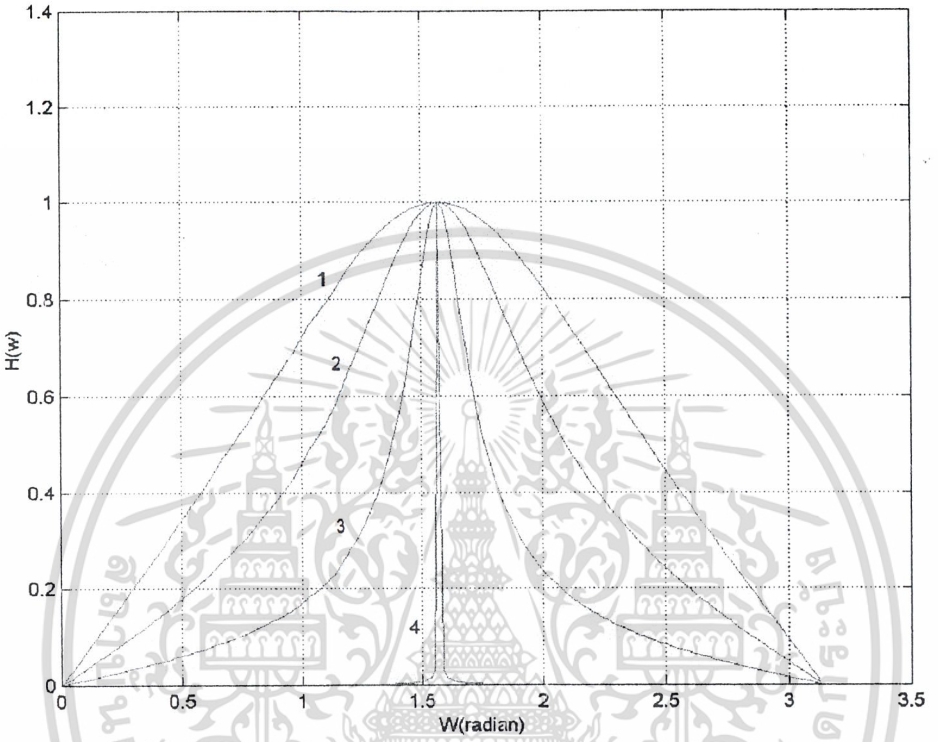
รูปที่ 4.3 $\alpha_0 = 0.8, \omega = \frac{\pi}{2}$



รูปที่ 4.4 $\alpha_0 = 0.9, \omega = \frac{\pi}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ ϖ



รูปที่ 4.5 $\left.\begin{array}{l} 1.\alpha_0 = 0.3 \\ 2.\alpha_0 = 0.5 \\ 3.\alpha_0 = 0.8 \\ 4.\alpha_0 = 0.999 \end{array}\right\} \frac{\pi}{2}$

จากรูปที่ 4.5 แสดงถึงคุณลักษณะของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ ω เมื่อกำหนดค่า α_0 มีค่าต่างๆ จะเห็นได้ว่าเมื่อ α_0 เข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ค่าของ Q facter มีค่าสูง

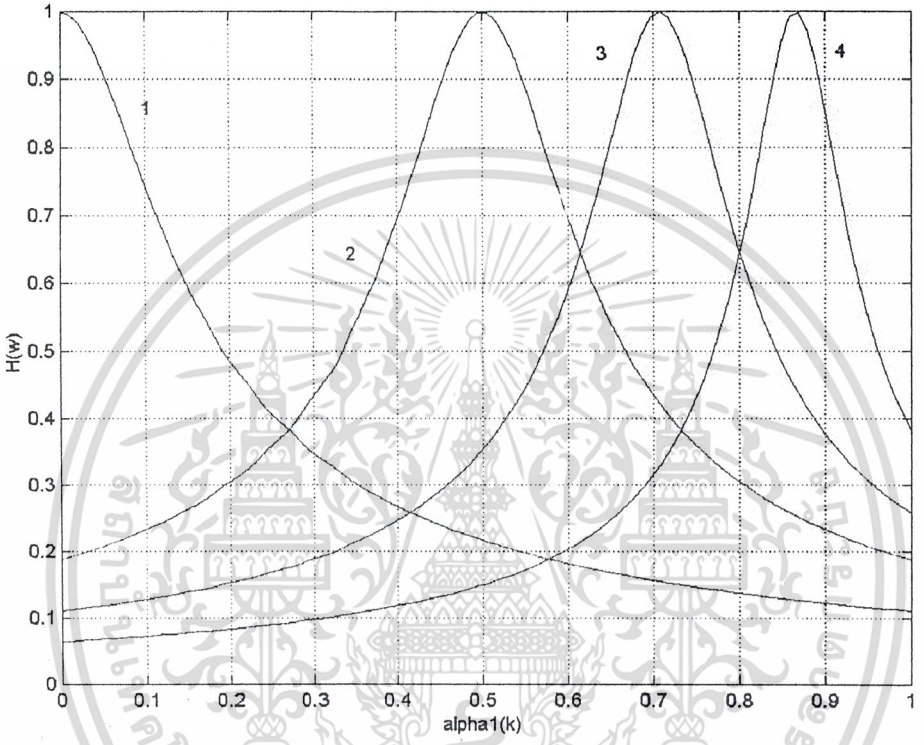
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ α_1

```
%{H(w)}=alp1
clc
alpha0=-1;
while(alpha0<0|alpha0>1)
  alpha0=input('Q factor(0<alpha<1)\n(alpha0=)');
end
omega=-1;
while(omega<0|omega>180);
  omega=input('W(0<w<pi)(pi*)\n(w=)');
end
alpha1=linspace(0,1,100);
h=zeros(size(alpha1));
h=abs([j.*sin(omega)]./[[[cos(omega)-alpha1].*[[1+alpha0]./[1-alpha0]]]+j.*sin(omega)]);
plot(alpha1,h);
grid on;
xlabel('alpha1(k)');
ylabel('{H(w)}');
hold on
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ α_1

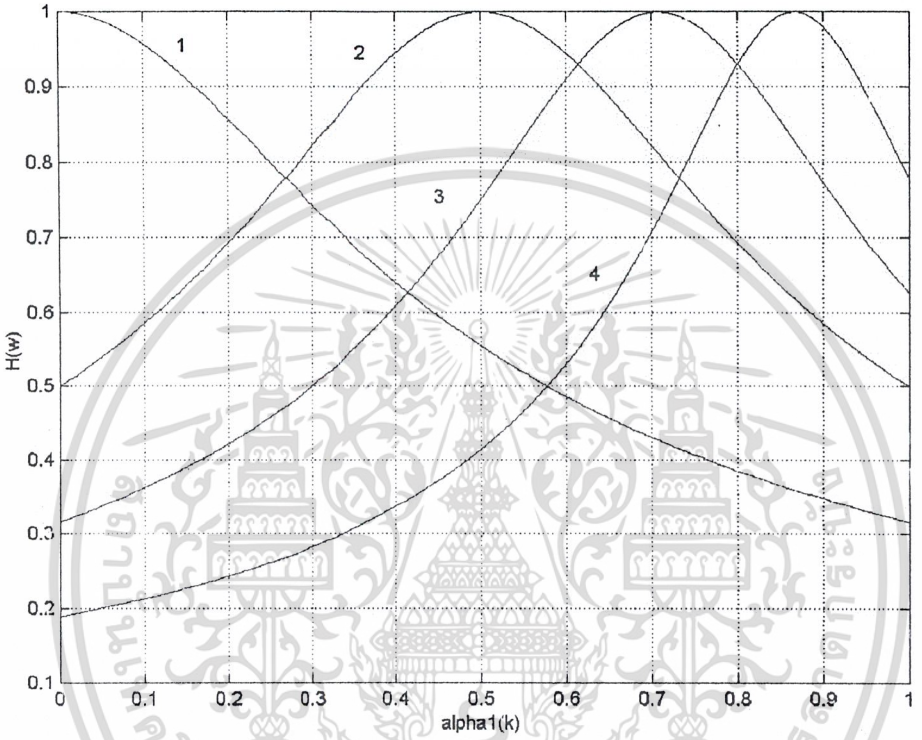


รูปที่ 4.6 $\alpha_0 = 0.8, \omega = \begin{cases} 1 = \frac{\pi}{2} \\ 2 = \frac{\pi}{3} \\ 3 = \frac{\pi}{4} \\ 4 = \frac{\pi}{6} \end{cases}$

จากรูปที่ 4.6 แสดงถึงคุณลักษณะของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ α_1 เมื่อกำหนดค่า $\alpha_0 = 0.8$ และค่า ω ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟคุณสมบัติของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ α_1



รูปที่ 4.7 $\alpha_0 = 0.5, \omega = \begin{cases} 1 = \frac{\pi}{2} \\ 2 = \frac{\pi}{3} \\ 3 = \frac{\pi}{4} \\ 4 = \frac{\pi}{6} \end{cases}$

จากรูปที่ 4.7 แสดงถึงคุณลักษณะของ $|H(\omega)|$ เทียบกับ α_1 เมื่อกำหนดค่า $\alpha_0 = 0.5$ และค่า ω ค่าต่างๆ

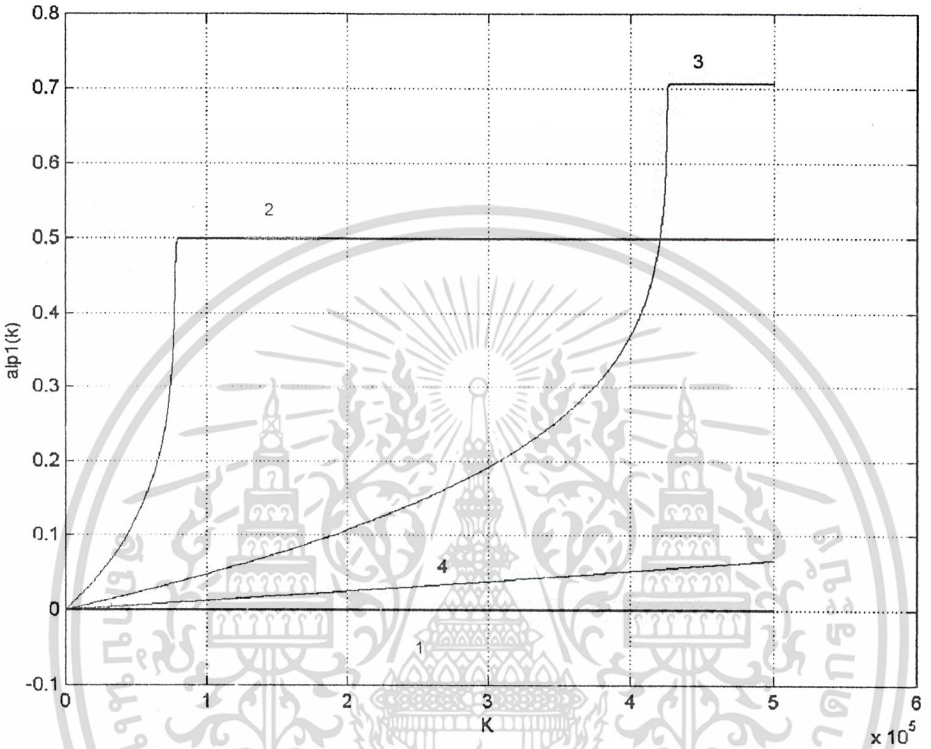
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงคุณสมบัติของ $\alpha_1(k)$ เทียบกับ k เมื่อ L = 1

```
%alpha1(k){L=1}
w=-1;
while(w<0|w>180);
  w=input('w(0 to 180)\n(W=)');
end
n=500000;
k=0:n-1;
data=cos((pi*w/180)*k+randn(1,1))+0.1*randn(1,n);
alp0=0.8;
u=0.00005;
x=zeros(n+2,1);
x(3:n+2)=data;
w1=zeros(n+2,1);
alp1=zeros(n+2,1);
y=zeros(n+2,1);
for k=3:n+2;
  y(k)=(1-alp0)/2.*(x(k)-x(k-2))+alp1(k).*(1+alp0).*y(k-1)-alp0.*y(k-2);
  w1(k)=alp1(k).*(1+alp0).*w1(k-1)-alp0.*w1(k-2)+(1+alp0).*y(k-1);
  alp1(k+1)=alp1(k)+u*y(k)*w1(k);
end
plot(alp1);
grid on;
xlabel('K');
ylabel('alp1(k)');
hold on;
clear
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

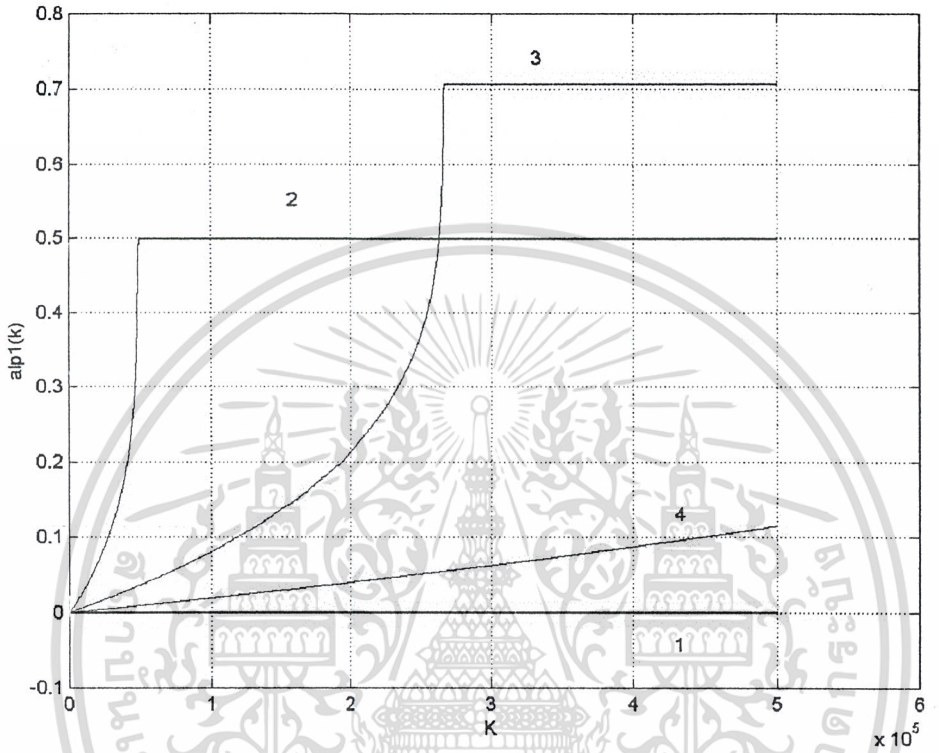
กราฟแสดงคุณสมบัติของ $\alpha_1(k)$ เทียบกับ k เมื่อ L = 1



รูปที่ 4.8 $\mu = 0.00005, \alpha_0 = 0.8, \omega = \begin{cases} 1 = \frac{\pi}{2} \\ 2 = \frac{\pi}{3} \\ 3 = \frac{\pi}{4} \\ 4 = \frac{\pi}{6} \end{cases}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงคุณสมบัติของ $\alpha_1(k)$ เทียบกับ k เมื่อ L = 1



รูปที่ 4.9 $\mu = 0.00008, \alpha_0 = 0.8, \omega = \begin{cases} 1 = \frac{\pi}{2} \\ 2 = \frac{\pi}{3} \\ 3 = \frac{\pi}{4} \\ 4 = \frac{\pi}{6} \end{cases}$

จากรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าเมื่อค่า μ เพิ่มขึ้นจะทำให้การลู่เข้าทำได้เร็วขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงคุณสมบัติของ $\alpha_1(k)$ เทียบกับ k เมื่อ L = 1

รูปที่ 4.11 $\omega = \frac{\pi}{3}, \alpha_0 = 0.8, \mu = \begin{cases} 1 = 0.00008 \\ 2 = 0.00005 \\ 3 = 0.00003 \end{cases}$

จากรูปที่ 4.11 เมื่อกำหนดค่า $\omega = \frac{\pi}{3}, \alpha_0 = 0.8$ จะเห็นว่าเมื่อค่า μ มีค่ามากทำให้การลู่เข้าทำได้เร็วกว่า

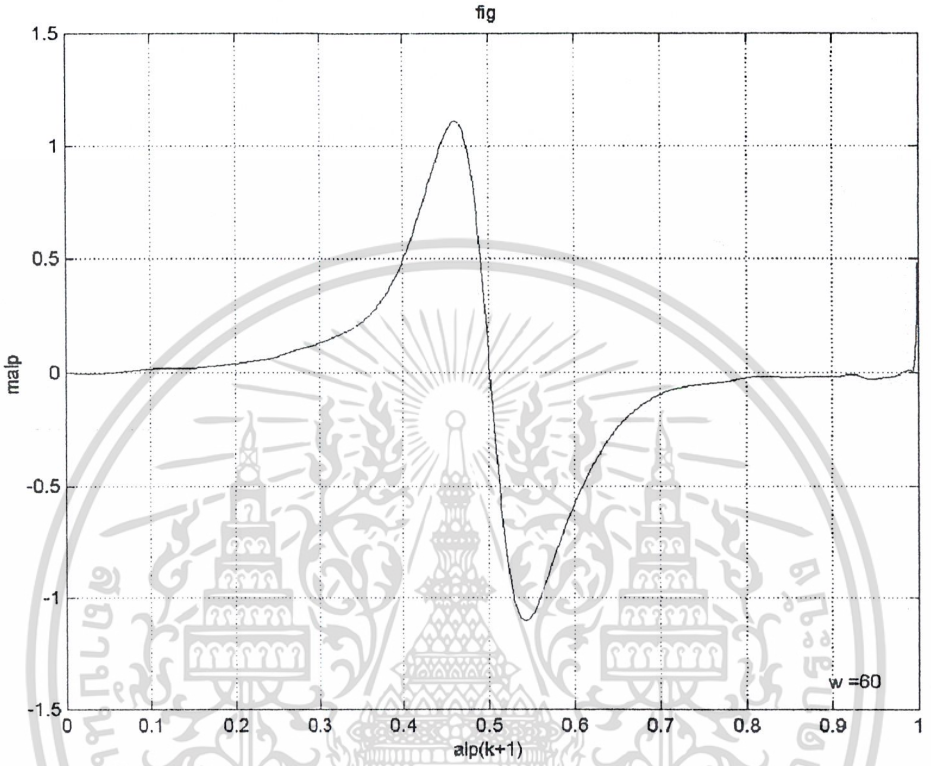
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงคุณสมบัติของ $m\alpha_0(L, l)$ กรณี L =1

```
w=-1;
while(w<0|w>180)
  w=input('w(0 to 180)\n w=')
end
n=500; k=0:n-1; N=1000;
data=cos(((pi*w/180)*k)+randn(1,1))+0.1*randn(1,length(k));
alp0=0.85; u=0.00005;
x=zeros(n+2,1);
x(3:n+2)=data;
w1=zeros(n+4,1);
alp1=linspace(0,1,N);
y=zeros(n+4,1);
malp1=zeros(N,1);
for i=1:N
  for k=3:n+2
    y(k)=(1-alp0)/2.*(x(k)-x(k-2))+alp1(i)*(1+alp0).*y(k-1)-alp0.*y(k-2);
    w1(k)=alp1(i).*(1+alp0).*w1(k-1)-alp0.*w1(k-2)+(1+alp0).*y(k-1);
    malp1(i)=1/6*(y(k-2)*w1(k-2)+y(k-1)*w1(k-1)+y(k)*w1(k)+y(k+1)*w1(k+1)+y(k+2)*w1
(k+2));
  end
end
plot(alp1,malp1,'b');
grid on;
xlabel('alp(k+1)');
ylabel('malp');
title('fig');
hold on;
clear;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

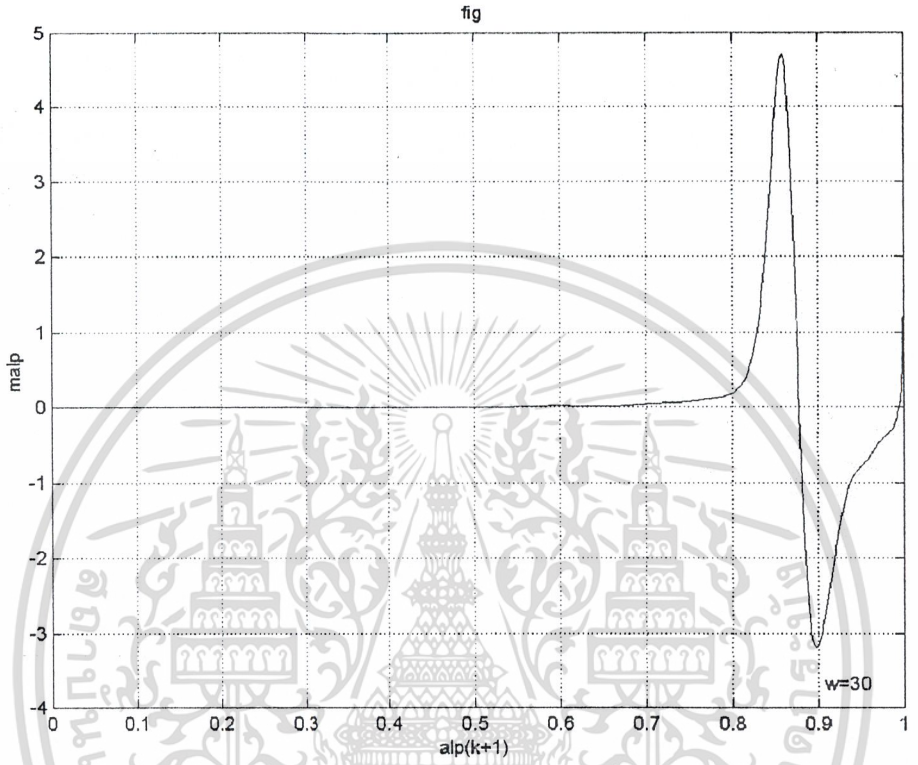
กราฟแสดงคุณสมบัติของ $m\alpha_0(L,l)$ กรณี L =1



รูปที่ 4.13 $\alpha_0 = 0.85, \omega = \frac{\pi}{3}, \mu = 0.00005$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

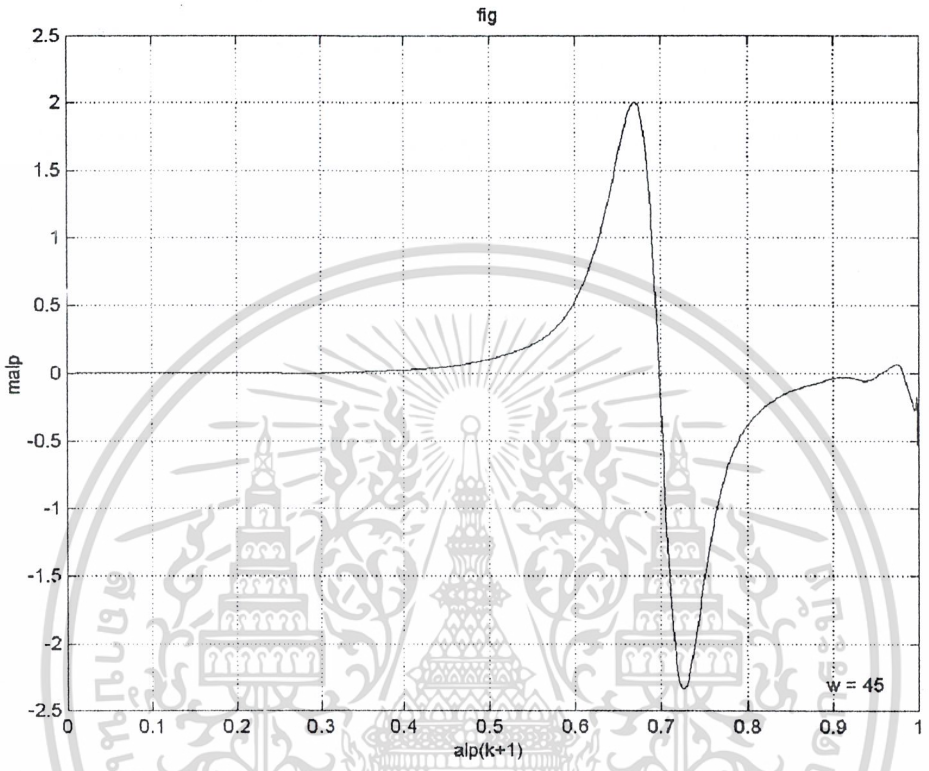
กราฟแสดงคุณสมบัติของ $m\alpha_0(L,I)$ กรณี L =1



รูปที่ 4.14 $\alpha_0 = 0.85, \omega = \frac{\pi}{6}, \mu = 0.00005$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ราฟแสดงคุณสมบัติของ $m\alpha_0(L,l)$ กรณี L =1



รูปที่ 4.15 $\alpha_0 = 0.85, \omega = \frac{\pi}{4}, \mu = 0.00005$

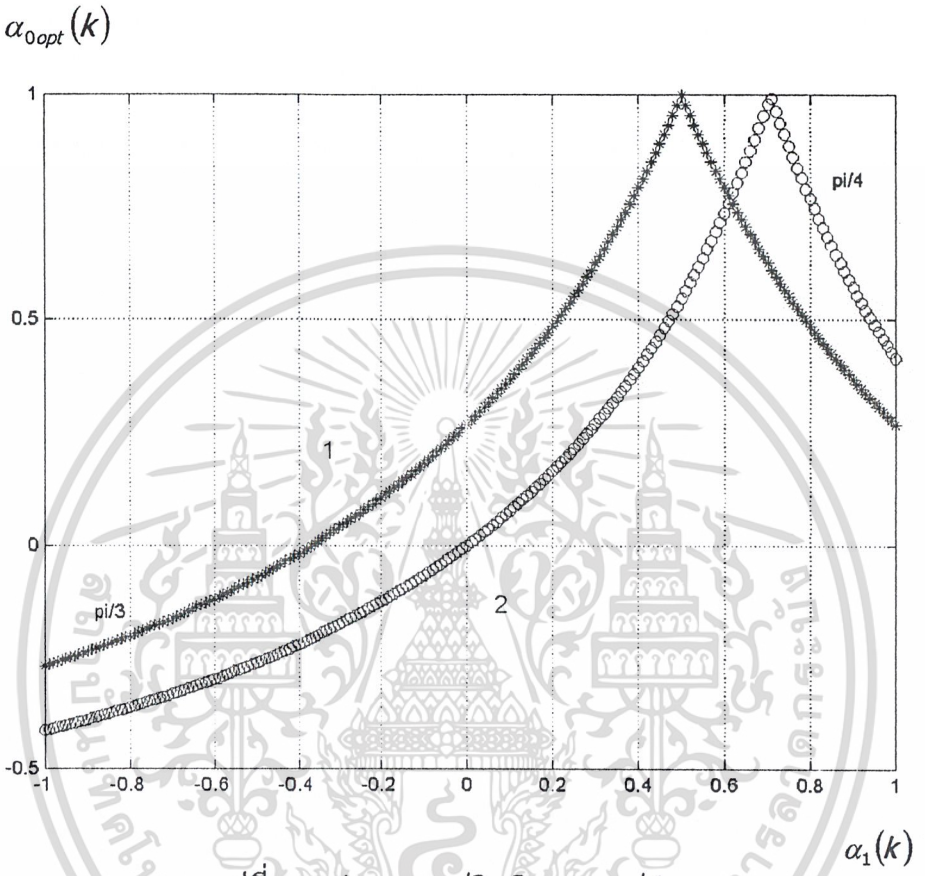
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงค่าความสัมพันธ์ ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$, $\alpha_1(k)$

```
function p =phi0(k,g0z,g1z,hz,w,L,l,theta,angle_hw)
p = (g0z.*g1z.*hz).*1.*sin(w*(L*k+l)+theta+4*angle_hw);

function p =phi1(k,g1z,hz,w,L,l,theta,angle_hw)
p = g1z.*hz.*1.*sin(w*(L*k+l)+theta+2*angle_hw);

function alpha_k0=opti(w)
%alpha_k1=input(' Alpha1(k) =');
alpha_k1=[-1:0.01:1];
alpha_k1_low=alpha_k1( find(alpha_k1 <= cos(w)) );
alpha_k1_up=alpha_k1( find(alpha_k1 > =cos(w)) );
% For alpha_k1 < cos(w)
alpha_k0_low=( sin(w)-cos(w)+alpha_k1_low )./( sin(w)+cos(w)-alpha_k1_low );
% For ak1 > cos(w)
alpha_k0_up=( sin(w)+cos(w)-alpha_k1_up )./( sin(w)-cos(w)+alpha_k1_up );
%
alpha_k0=[alpha_k0_low alpha_k0_up];

%function opti_alp(w1,w2)
w1=pi/3;
w2=pi/4;
alpha_k01=opti(w1);
alpha_k02=opti(w2);
figure
plot([-1:0.01:1],alpha_k01,'*'); gtext('pi/3'); hold on
plot([-1:0.01:1],alpha_k02,'o'); gtext('pi/4'); hold off
grid on
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงค่าความสัมพันธ์ ที่เหมาะสมที่สุดระหว่าง $\alpha_0(k)$และ$\alpha_1(k)$



รูปที่ 4.16 $1:\omega=\pi/3,\ 2:\omega=\pi/4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดง Characteristics curves ของ $m_{\alpha 0}(L,l)$

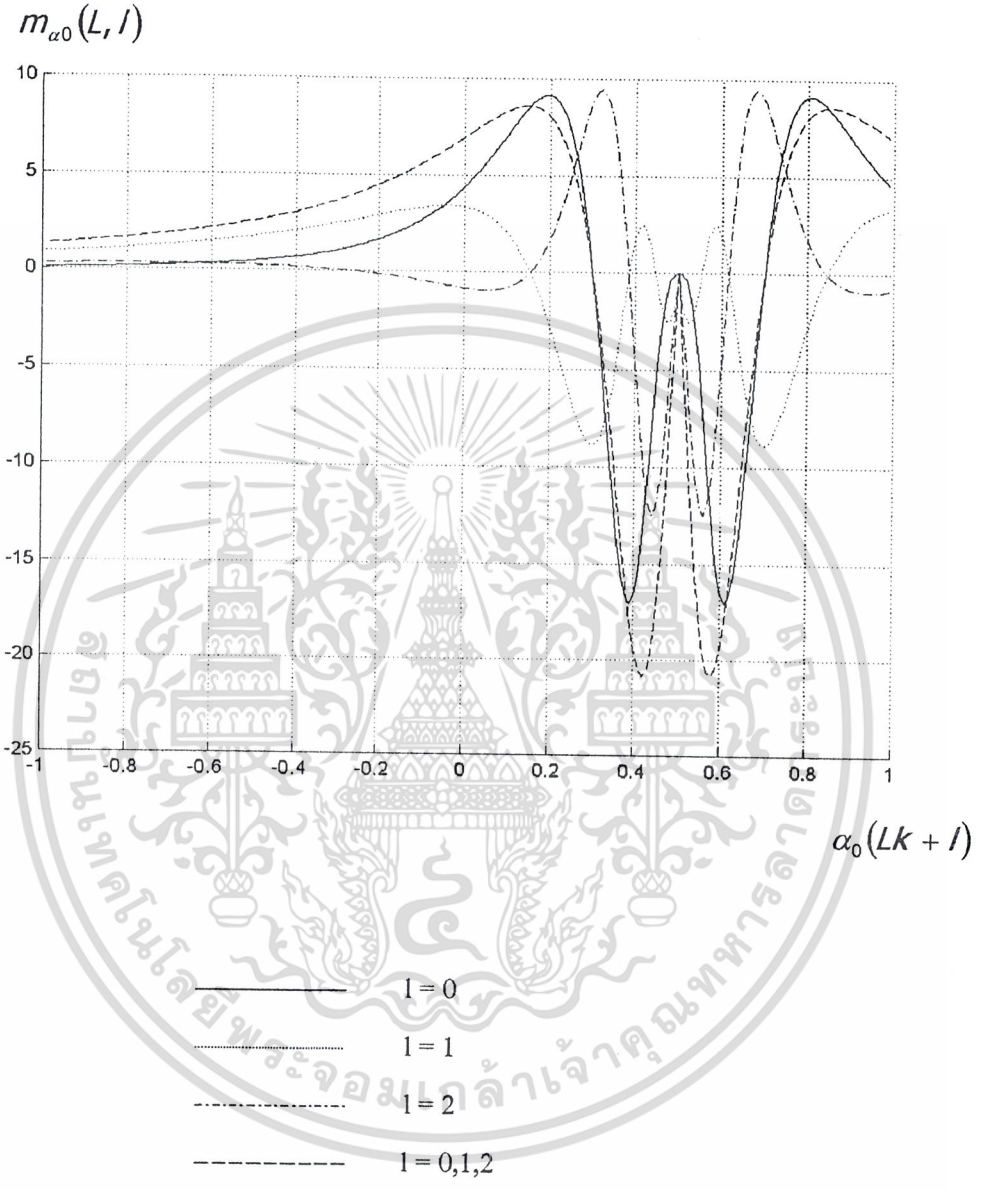
```
w=input('w = ');
theta=input('theta = ');
L=input('L = ');
l=input('l = ');

%%%%% optimal alpha 0 & alpha 1 %%%%%
alpha_k1=[-0.99:0.01:0.99];
alpha_k1_low=alpha_k1( find(alpha_k1 <= cos(w)) );
alpha_k1_up=alpha_k1( find(alpha_k1 > =cos(w)) );
% For alpha_k1 < cos(w)
alpha_k0_low=( sin(w)-cos(w)+alpha_k1_low )./( sin(w)+cos(w)-alpha_k1_low );
% For ak1 > cos(w)
alpha_k0_up=( sin(w)+cos(w)-alpha_k1_up )./( sin(w)-cos(w)+alpha_k1_up );
%
alpha_k0=[alpha_k0_low alpha_k0_up];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
al0 = alpha_k0; al1 = 0.3;
% Define...
% w = angle, al0 = alpha 0, al1 = alpha 1
% theta = angle, k = intervals

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% hz = H(z)
temp_hz = (sin(w)^2)./( ((1+al0)./(1-al0)).^2 .*(cos(w)-al1).^2 +sin(w)^2 );
hz = sqrt(abs(temp_hz));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% angle_hw = angle_H(w)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
angle_hw = pi/2 -atan( ((1-al0)*sin(w))./((1+al0).*(cos(w)-al1)) );

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% g0z = G0(z)
g0z = abs( 2./(1-al0.^2) );

% g1z = G1(z)
temp_g1z = 1./( (cos(w)-al1).^2 +(((1-al0)./(1+al0)).^2)*sin(w)^2 );
g1z = sqrt(abs(temp_g1z));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% angle_g0w = angle_G0(w)
angle_g0w = 2*angle_hw;

% angle_g1w = angle_G1(w)
angle_g1w = angle_hw -pi/2;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
K = pi/w;
temp = 0;

for k =0:2*K-1
   temp = temp + phi1(k,g1z,hz,w,L,l,theta,angle_hw)...
    .*phi0(k,g0z,g1z,hz,w,L,l,theta,angle_hw);
end
ml0 = temp/(2*K);

figure(200),hold on
plot([-0.99:0.01:0.99],ml0,'-k');hold off
grid on;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดง Characteristics curves ของ $m_{\alpha 0}(L, l)$



รูปที่ 4.17 $\alpha_1(k) = 0.3, \omega = \frac{\pi}{3}, \Theta = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมแสดงกระบวนการ convergence ของ $\alpha_1(k)$

```
clear
clc
figure(5)
%alpha1(k){L=1}
w=60;
%while(w<0|w>180);
%w=input('w(0 to 180)\n(W=)');
%end
n=15000;
k=0:n-1;
data=cos((pi*w/180)*k+randn(1,1))+0.1*randn(1,n);
alp0=0.8;
u=0.0005;
x=zeros(n+2,1);
x(3:n+2)=data;
w1=zeros(n+2,1);
alp1=zeros(n+2,1);
y=zeros(n+2,1);
for k=3:n+2;
  y(k)=(1-alp0)/2.*(x(k)-x(k-2))+alp1(k).*(1+alp0).*y(k-1)-alp0.*y(k-2);
  w1(k)=alp1(k).*(1+alp0).*w1(k-1)-alp0.*w1(k-2)+(1+alp0).*y(k-1);
  alp1(k+1)=alp1(k)+u*y(k)*w1(k);
end
plot(alp1);
clear
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
clc
figure(5)
%alpha1(k){L=1}
w=60;
%while(w<0|w>180);
%w=input('w(0 to 180)\n(W=)');
%end
n=15000;
k=0:n-1;
data=cos((pi*w/180)*k+randn(1,1))+0.1*randn(1,n);
alp0=0.8;
u=0.0005;
x=zeros(n+2,1);
x(3:n+2)=data;
w1=zeros(n+2,1);
alp1=zeros(n+2,1);
y=zeros(n+2,1);
for k=3:n+2;
  y(k)=(1-alp0)/2.*(x(k)-x(k-2))+alp1(k).*(1+alp0).*y(k-1)-alp0.*y(k-2);
  w1(k)=alp1(k).*(1+alp0).*w1(k-1)-alp0.*w1(k-2)+(1+alp0).*y(k-1);
  alp1(k+1)=alp1(k)+u*y(k)*w1(k);
end
plot(alp1);
clear
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
clc
%alpha1(k){L=1}
w=60;
%while(w<0|w>180);
%   w=input('w(0 to 180)\n(W=)');
%end
n=15000;
k=0:n-1;
data=cos((pi*w/180)*k)+0.1*randn(1,n);
alp0=0.8;
u1max =0.001; u1min =0.000001;
alp0max =0.99; alp0min =-0.99;
u1=((u1max-u1min)/(alp0max-alp0min))*(alp0max-alp0)+u1min;
x=zeros(n+2,1);
x(3:n+2)=data;
w1=zeros(n+2,1);
alp1=zeros(n+2,1);
y=zeros(n+2,1);
for k=3:n+2;
  y(k)=(1-alp0)/2.*(x(k)-x(k-2))+alp1(k).*(1+alp0).*y(k-1)-alp0.*y(k-2);
  w1(k)=alp1(k).*(1+alp0).*w1(k-1)-alp0.*w1(k-2)+(1+alp0).*y(k-1);
  alp1(k+1)=alp1(k)+u1*(x(k)-y(k))*w1(k);
end
figure(5)
plot(alp1);
clear
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
clc
w=60;
%while(w<0|w>180)
%  w=input('w(0 to 180)\n w=')
%end
n=50000;
k=0:n-1;
data1=cos((pi*w/180)*k)+0.1*randn(1,n);
alp0=0.85;
u=4.7527e-004;
x=zeros(n+3,1);
x(4:n+3)=data1;
y=zeros(n+3,1);
w1=zeros(n+3,1);
alp1=zeros(n+3,1);
for k=3:((n+3)-mod(n,2))/2

  y(2*k) =((1-alp0)/2)*...
     ( x(2*k)+alp1(k)*(1+alp0)*x(2*k-1)-(1-alp0)*x(2*k-2)...
     -alp1(k)*(1+alp0)*x(2*k-3)-alp0*x(2*k-4) )...
     +( alp1(k)^2*(1+alp0^2)+2*alp0 )*y(2*k-2)-alp0^2*y(2*k-4);

  y(2*k+1) =((1-alp0)/2)*...
     ( alp1(k)*(1+alp0)*x(2*k)+x(2*k+1)-(1-alp0)*x(2*k-1)...
     -alp1(k)*(1+alp0)*x(2*k-2)-alp0*x(2*k-3) )...
     +( alp1(k)^2*(1+alp0^2)+2*alp0 )*y(2*k-1)-alp0^2*y(2*k-3);

w1(2*k) =((1-alp0)/2)*...
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    ( (1+alp0)*x(2*k-1)-(1+alp0)*x(2*k-3) )...
    +2*alp1(k)*(1+alp0)^2*y(2*k-2)...
    +( alp1(k)^2*(1+alp0^2)+2*alp0 )*w1(2*k-2)...
    +alp0^2*w1(2*k-4);

  w1(2*k+1) =((1-alp0)/2)*...
    ( (1+alp0)*x(2*k)-(1+alp0)*x(2*k-2) )...
    +2*alp1(k)*(1+alp0)^2*y(2*k-1)...
    +( alp1(k)^2*(1+alp0^2)+2*alp0 )*w1(2*k-1)-alp0^2*w1(2*k-3);

  alp1(k+1)=alp1(k)+u*( (x(2*k)-y(2*k))*w1(2*k) + (x(2*k+1)-y(2*k+1))*w1(2*k+1) );
end
figure(5)
plot(alp1(1:16000),'k');
clear
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
clc
w=60;
%while(w<0|w>180)
%  w=input('w(0 to 180)\n(w=)');
%end
n=50000;
k=0:n-1;
data1=cos((pi*w/180)*k)+0.1*randn(1,n);
alp0=0.85;
u=4.7527e-004;
x=zeros(n+3,1);
x(4:n+3)=data1;
y=zeros(n+3,1);
w1=zeros(n+3,1);
alp1=zeros(n+3,1);
for k=3:((n+3)-mod(n,3))/3
  A =alp1(k)*(1+alp0);

  y(3*k)=((1-alp0)/2)*...
    ( x(3*k)+A*x(3*k-1)+(A^2-alp0-1)*x(3*k-2)-(1-alp0)*A*x(3*k-3)...
    +(alp0^2+alp0-A^2)*x(3*k-4)-A*alp0*x(3*k-5)-(alp0^2)*x(3*k-6) )...
    +(A^3-3*A*alp0)*y(3*k-3)-(alp0^3)*y(3*k-6);

  y(3*k+1)=((1-alp0)/2)*...
    ( A*x(3*k)+x(3*k+1)+(A^2-alp0-1)*x(3*k-1)-(1-alp0)*A*x(3*k-2)...
    +(alp0^2+alp0-A^2)*x(3*k-3)-A*alp0*x(3*k-4)-(alp0^2)*x(3*k-5) )...
    +(A^3-3*A*alp0)*y(3*k-2)-(alp0^3)*y(3*k-5);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

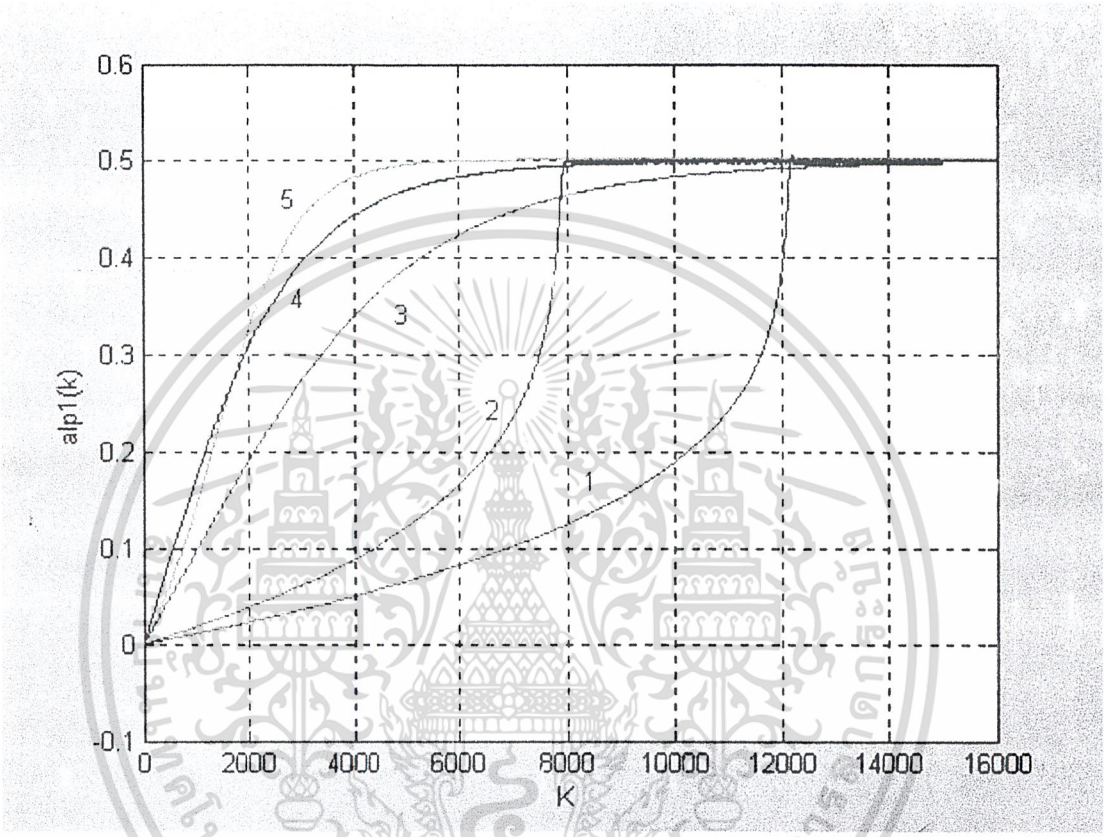
```
y(3*k+2)=((1-alp0)/2)*...
    ( (A^2-alp0-1)*x(3*k)+A*x(3*k+1)+x(3*k+2)-(1-alp0)*A*x(3*k-1)...
    +(alp0^2+alp0-A^2)*x(3*k-2)-A*alp0*x(3*k-3)-(alp0^2)*x(3*k-4) )...
    +(A^3-3*A*alp0)*y(3*k-1)-(alp0^3)*y(3*k-4);

  w1(3*k)=((1-alp0)/2)*...
    ( (1+alp0)*x(3*k-1)+2*A*(1+alp0)*x(3*k-2)+(1-alp0^2)*x(3*k-3)...
    -2*A*(1+alp0)*x(3*k-4)-(1+alp0)*alp0*x(3*k-5) )...
    +( 3*A^2*(1+alp0)-3*alp0*(1+alp0) )*y(3*k-3)...
    +(A^3-3*A*alp0)*w1(3*k-3)-(alp0^3)*w1(3*k-6);

  w1(3*k+1)=((1-alp0)/2)*...
    ( (1+alp0)*x(3*k)+2*A*(1+alp0)*x(3*k-1)+(1-alp0^2)*x(3*k-2)...
    -2*A*(1+alp0)*x(3*k-3)-(1+alp0)*alp0*x(3*k-4) )...
    +( 3*A^2*(1+alp0)-3*alp0*(1+alp0) )*y(3*k-2)+(A^3-3*A*alp0)*w1(3*k-2)...
    -(alp0^3)*w1(3*k-5);

  w1(3*k+2)=((1+alp0)/2)*...
    ( 2*A*(1+alp0)*x(3*k)+(1+alp0)*x(3*k+1)+(1-alp0^2)*x(3*k-1)...
    -2*A*(1+alp0)*x(3*k-2)-(1+alp0)*alp0*x(3*k-3) )...
    +( 3*A^2*(1+alp0)-3*alp0*(1+alp0) )*y(3*k-1)...
    +(A^3-3*A*alp0)*w1(3*k-1)-(alp0^3)*w1(3*k-4);

  alp1(k+1)=alp1(k)+u*( (x(3*k)-y(3*k))*w1(3*k)...
    +(x(3*k+1)-y(3*k+1))*w1(3*k+1)...
    +(x(3*k+2)-y(3*k+2))*w1(3*k+2) );
end
figure(5)
plot(alp1(1:16000),'r');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
grid on;
xlabel('K');
ylabel('alp1(k)');
hold on
```


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงกระบวนการ convergence ของ $\alpha_1(k)$



รูปที่ 4.18 กระบวนการ convergence ของ $\alpha_1(k)$ (3)l=1,(4)l=2,(5)l=3

ค่าที่ใช้ในการในการจำลอง A = 1, SNR = 10dB, $\omega = \pi/3$, $\theta = 0$,

$\mu_{1\max} = 0.001$, $\mu_{1\min} = 0.000001$, $\mu_{0\max} = 0.01$, $\mu_{0\min} = 0.00001$

$\alpha_{0\max} = 0.99$, $\alpha_{0\min} = -0.99$, $K_1 = 1$, $K_0 = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

จากผลของการวิเคราะห์และออกแบบ Adaptive algorithm แบบโครงสร้างบล็อกขนาน โดยการนำเอา coefficient update circuit ในแต่ละสาขามาทำงานรวมกันภายในวงจรเดียว เพื่อที่จะทำให้ผลการ convergence ของค่า $\alpha_1(k)$ มีความรวดเร็วและถูกต้องในค่าที่เหมาะสมที่สุด

ค่าของ convergence ของแต่ละสาขาของการ filter จะต้องแตกต่างจากค่าเริ่มต้น โดยขึ้นอยู่กับค่าของ $\alpha_0(Lk+l)$ ในแต่ละสาขา และ จำนวนครั้งของการคำนวณจะมีขนาดที่ใหญ่ algorithm แบบโครงสร้างแบบบล็อกขนานที่มีวงจรสัมประสิทธิ์การ update ต้องการเพียงแค่เก็บค่าสัมประสิทธิ์เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ update แล้วในแต่ละสาขาของตัว filter ซึ่งสามารถที่จะลดจำนวนครั้งของการคำนวณที่ซับซ้อนลง จะทำให้วงจรมีส่วนประกอบของอุปกรณ์น้อยกว่าในโครงสร้างแบบสเกล่าร์เราทราบได้จากการเปรียบเทียบ ตัวบวก$\oplus$ ตัวคูณ $\otimes$ ที่เป็นผลรวมในตารางที่ 4 และ 5

จากกราฟแสดงคุณสมบัติต่างๆ ทำให้เราได้ทราบถึงประสิทธิภาพการทำงานของการติดตามสัญญาณอินพุทว่ามีความรวดเร็ว ถูกต้องเพียงใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. วัลลภ สุระกำพลธร, การประมวลผลสัญญาณเชิงเลข (Digital Signal Processing), สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, สำนักพิมพ์ ไดนาพริ้นท์ , ตุลาคม พ.ศ. 2533
2. อรรถสิทธิ์ เหล่าสกุล, Digital Signal Processing (Fundamentals), สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. มนัส สังวรศิลป์, วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์, สำนักพิมพ์อินโฟเพรส, พิมพ์ครั้งที่ 1 2543
4. S.Nishimura, S.Mori, J.K.Kim and K.Hirano, "Parallel block structure for adaptive high speed noise canceller " Trans.IEICE, J72-A, No.5, pp.786-794, May 1998.
5. K.Maruyama, C.Benjangkaprasert, N.Takebe, "High speed adaptive noise canceller with parallel block structure",Trans.IEICE,E79A, No.3, pp.275-282, Mar.1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้