

การออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อแยกซินทิลเลชันและการลดทอนเนื่องจากฝน
ในสัญญาณดาวเทียม
ON DESIGN OF FILTER FOR EXTRACTING SCINTILLATION AND
RAIN ATTENUATION



โดย
นาย ชาญณรงค์ สิริกุลชัยกิจ
นางสาว นิภาภรณ์ นกเสวก

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์

เลขหมู่.....สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง .b.....
เลขทะเบียน 50391 ปีการศึกษา 2545 .i.....
วัน,เดือน,ปี 13 พ.ค. 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ON DESIGN OF FILTER FOR EXTRACTING SCINTILLATION AND
RAIN ATTENUATION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG 2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อแยกซินทิลเลชันและการลด
ทอนเนื่องจากฝนในสัญญาณดาวเทียม

ON DESIGN OF FILTER FOR EXTRACTING
SCINTILLATION AND RAIN ATTENUATION

นักศึกษา

นาย ชาญณรงค์ ศิริกุลชัยกิจ รหัสประจำตัว 43015768

นางสาว นิภาภรณ์ นกเสวก รหัสประจำตัว 43015775

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. อรลภก แสงอรุณ

ภาควิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา

2545

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
รับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. อรลภก แสงอรุณ)

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อแยกซินทิลเลชั่นและการลด
ทอนเนื่องจากฝนในสัญญาณดาวเทียม

นักศึกษา

นาย ชาณณรงค์ ศิริกุลชัชยกิจ รหัสประจำตัว 43015768
นางสาว นิภาภรณ์ นกเสวก รหัสประจำตัว 43015775

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. อรลภก แสงอรุณ

ภาควิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา

2545

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านแบบเอฟไออาร์ในการแยก
ปรากฏการณ์ซินทิลเลชั่นและปรากฏการณ์การลดทอนของสัญญาณเนื่องจากน้ำฝนออกจากกัน ใน
การทดลองใช้สัญญาณดาวเทียมไทยคม2 ซึ่งรับสัญญาณที่มุมเงยสูง ณ สถานีรับสัญญาณสถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากการทดลองการทำงานที่เวลาจริง (real time)
โดยประยุกต์ใช้บอร์ด DSP และโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พบว่าสามารถแยก
ปรากฏการณ์ซินทิลเลชั่นออกจากปรากฏการณ์การลดทอนในสัญญาณได้ตามวัตถุประสงค์

PROJECT On Design Of Filter For Extracting Scintillation and Rain Attenuation

NAME Mr. Channarong Sirikulchaikij
Miss. Nipaporn Noksawek

ADVISOR Assoc.Prof. Ornlarp Sangaroon

DEPARTMENT Information Engineering

ACADEMIC YEAR 2002

ABSTRACT

This project presents on the design of Finite Impulse Response digital filter for extraction scintillation phenomena and rain attenuation phenomena. The satellite signal were received at King Mongkut's Institute of Technology Ladkang at high elevation angle via Thaicom2. The real time application with Digital Signal Processing board and the application which simulates the working with program computer shows that the result of the application has consistency.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีทั้งทางด้านทฤษฎี การปฏิบัติและองค์ประกอบอื่น ๆ อีกมากมาย พร้อมทั้งคำแนะนำและความช่วยเหลือจากอาจารย์ที่ปรึกษา ทั้งด้านเทคนิคต่าง ๆ ตลอด จนความร่วมมือของบุคคลหลาย ๆ ท่าน

ขอขอบคุณ ท่านอาจารย์ รศ. อรลาภ แสงอรุณ ,ท่านอาจารย์ รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่ให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านเกี่ยวกับการทำโครงการในครั้งนี้ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คุณวัน วิสา ชัชวงษ์ เป็นอย่างยิ่งสำหรับการช่วยเหลือที่ดีมาโดยตลอด

คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาบัตรฉบับนี้ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณ หลาย ๆ ท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 วงจรกรองความถี่เชิงเลข.....	3
2.1 ชั้นของวงจรกรองความถี่เชิงเลข.....	3
2.2 ชนิดของวงจรกรองความถี่.....	4
2.3 วงจรกรองความถี่เฟสเชิงเส้น.....	5
2.4 หน้าต่างในการออกแบบวงจรกรองความถี่.....	5
2.4.1 ฟังก์ชันหน้าต่างที่นิยมใช้กันมาก.....	7
2.4.2 สูตรขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยปรับปรุงค่าของ $h(n)$ ด้วยฟังก์ชันหน้าต่าง $w(n)$	9
บทที่ 3 ปრაกฏการณ์การลดทอน.....	11
3.1 สัญญาณการรบกวนในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม.....	11
3.1.1 ความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม.....	12
3.2 ผลกระทบจากปრაกฏการณ์ลดทอนเนื่องจากฝน.....	14
3.2.1 เกิดจากการดูดกลืนพลังงาน (Absorption).....	15
3.2.2 เกิดจากการกระจายของคลื่น (Scattering).....	15

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.3	เกิดจากการดีโพลาไรซ์เซชัน (Depolarization).....	15
3.3	ผลกระทบจากปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน.....	18
3.3.1	รายละเอียดการวัดข้อมูล.....	19
3.3.2	วิธีการวิเคราะห์.....	19
3.3.3	สมการที่ใช้วิเคราะห์ปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน.....	20
3.3.4	แสดงควมถี่ที่เกิดปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน.....	20
บทที่ 4	ทฤษฎีวงจรกรองความถี่แบบ FIR.....	22
4.1	การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบเอฟไออาร์.....	22
4.2	การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่าน, ช่วงความถี่ผ่าน, ช่วงความถี่หยุดแบบเอฟไออาร์.....	29
4.2.1	ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High pass Filter).....	29
4.2.2	ตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน (Band pass filter).....	32
4.2.3	ตัวกรองช่วงความถี่หยุด (Band Stop Filter).....	33
4.3	การออกแบบโปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง.....	34
4.3.1	ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	34
4.3.2	ออกแบบวงจรกรองความถี่สูงผ่าน.....	35
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง.....	38
5.1	Frequency Response Of Analog Interface Chip.....	38
5.2	การทดสอบโปรแกรมที่ออกแบบ.....	40
5.3	Board TMS320C3x DSP Starter Kit.....	42
5.4	การติดตั้ง Board TMS320C3x DSP Starter Kit	44
5.5	TLC 32040 ANALOG INTERFACE CIRCUITS.....	46
5.6	ขั้นตอนการใช้โปรแกรม TMS320C3x/4x C Compiler.....	51
5.6.1	ขั้นตอนการแปลงไฟล์.....	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน FIR Low pass Filter.....	56
5.8 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน FIR High pass filter.....	57
5.9 ขั้นตอนการ simulate เพื่อแยกสัญญาณ.....	58
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง.....	62
6.1 สรุปผลการทดลอง.....	62
6.2 แนวทางการพัฒนาและประยุกต์การใช้งาน.....	62
6.3 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ไข.....	62
ภาคผนวก.....	63
ภาคผนวก ก สถาปัตยกรรมของ TMS320C31.....	64
ภาคผนวก ข ดาวเทียมไทยคม 2.....	79
ภาคผนวก ค โปรแกรม.....	81
เอกสารอ้างอิง.....	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการตอบสนองความถี่ทั้งขนาดและเฟสของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ.....	6
รูปที่ 2.2 คุณสมบัติหน้าค่างชนิดต่างๆ.....	8
รูปที่ 3.1 โอกาสในการเกิดสัญญาณรบกวน.....	12
รูปที่ 3.2 แสดงการลดทอนของสัญญาณ Ku Band เมื่อเกิดสภาวะอากาศต่างๆ.....	13
รูปที่ 3.3 (ก) การสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากการดูดกลืน (Absorption) (ข) การสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากการกระจาย (Scattering).....	16
รูปที่ 3.4 ตัวอย่างข้อมูลการลดทอนเนื่องจากฝนในย่าน Ku.....	18
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของสัญญาณดาวเทียมที่นำมาวิเคราะห์.....	19
รูปที่ 3.6 ตัวอย่างข้อมูลการเกิดซินทิลเลชันของสัญญาณดาวเทียมในย่าน Ku.....	21
รูปที่ 4.1 แสดงผลการตอบสนองความถี่และผลการตอบสนองอิมพัลส์.....	22
รูปที่ 4.2 แสดงผลการตอบสนองความถี่.....	26
รูปที่ 4.3 แสดงผลการตอบสนองความถี่ฟังก์ชันของวินโดว์.....	27
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ของออลพาส, โทพาส, ไฮพาสฟิลเตอร์.....	29
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน.....	32
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่หยุด.....	33
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่.....	39
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณที่อินพุตเป็นศูนย์.....	40
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่ความถี่เพิ่มขึ้น.....	41
รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณที่เพิ่มความถี่ 200 Hz.....	41
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณที่เพิ่มความถี่ 500 Hz.....	42
รูปที่ 5.6 TMS320C3x DSP Starter Kit Block Diagram.....	43
รูปที่ 5.7 บอร์ด TMS320C3x DSP Starter Kit.....	43
รูปที่ 5.8 Debugger Display ของ Board TMS320C3x DSP Starter Kit.....	44
รูปที่ 5.9 ข้อความที่เครื่องแสดง กรณีที่คอมพิวเตอร์ตัดต่อไม่ได้.....	45
รูปที่ 5.10 การแบ่งส่วนต่างๆของ Debugger window.....	46
รูปที่ 5.11 Diagram ของ TLC32040 Analog Interface.....	47
รูปที่ 5.12 Diagram ขั้นตอนการใช้ TMS320C3x/4x C Compiler.....	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่		หน้า
รูปที่ 5.13	โครงสร้างหน่วยความจำของ Board TMS320C3x DSP Starter Kit.....	52
รูปที่ 5.14	ผลจากการแปลงด้วย C compiler.....	54
รูปที่ 5.15	แสดงการสร้างแฟ้มข้อมูล .OUT.....	56
รูปที่ 5.16	แสดงสัญญาณหลังทำการรัน โปรแกรม ของ FIR Low pass Filter.....	56
รูปที่ 5.17	แสดงสัญญาณหลังทำ การรัน โปรแกรม ของ FIR High pass Filter.....	57
รูปที่ 5.18	หน้าต่างของโปรแกรม Sptool	59
รูปที่ 5.19	แสดงหน้าต่างของการ Import file Sptool.....	59
รูปที่ 5.20	แสดงสัญญาณที่ใ้เข้ามาจากข้อมูลสัญญาณดาวเทียม.....	60
รูปที่ 5.21	แสดง Rain Attenuation ที่แยกออกจากสัญญาณดาวเทียม โดย Low pass filter.....	60
รูปที่ 5.22	แสดง Scintillation ที่แยกออกจากสัญญาณดาวเทียม โดย High pass filter.....	61

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
ตารางที่ 2.1	คุณสมบัติของฟังก์ชันหน้าต่างสำหรับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	8
ตารางที่ 5.1	การตอบสนองความถี่.....	39
ตารางที่ 5.2	Control Register ของ TLC32040.....	46
ตารางที่ 5.3	รายละเอียดภายในของ Register A และ Register B.....	48
ตารางที่ 5.4	ค่า Register A และ Register B ที่ความถี่แซมปิ้ง 8 kHz.....	50
ตารางที่ 5.5	ค่า Register A และ Register B ที่ความถี่แซมปิ้ง.....	50



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการศึกษาข้อมูลมีความสำคัญต่อการพัฒนาเศรษฐกิจเป็นอย่างมาก ไม่จำกัดหน่วยราชการหรือเอกชนเท่านั้น แต่ได้ขยายตัวเข้าสู่ประชาชนทุกระดับชั้นจะเห็นได้ว่าปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆ กันอย่างมากและมีราคาที่ถูกลงเมื่อเทียบกับสมัยก่อนซึ่งทำให้การสื่อสารสมัยนี้เป็น “ยุคไร้พรมแดน” สามารถติดต่อง่ายขึ้นและสะดวกมากยิ่งขึ้น ซึ่งทำให้ความเป็นอยู่เปลี่ยนแปลงไปเป็นอันมาก กิจกรรมสื่อสารเหล่านี้ได้เข้ามามีบทบาทต่อชีวิตประจำวันของเรา เช่น ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมที่จันรับส่งขนาดเล็ก (VSAT : Very Small Aperture Terminal) การใช้โทรศัพท์มือถือผ่านดาวเทียม การถ่ายทอดสัญญาณโทรทัศน์ผ่านดาวเทียม (Video conference) เป็นต้น เทคโนโลยีการสื่อสารผ่านดาวเทียมก็เป็นทางเลือกหนึ่งที่มีการพัฒนาเทคโนโลยีอย่างต่อเนื่อง จึงเป็นการย่อโลกให้เล็กลง ทุกคนจึงมีการรับรู้ข่าวสารเท่าเทียมกัน

แต่อย่างไรก็ตามการสื่อสารผ่านดาวเทียมก็ยังเป็นระบบที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามาสอดแทรกได้เช่นเดียวกันเหมือนระบบอื่น ๆ เช่นสัญญาณรบกวนจากความร้อนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ สัญญาณรบกวนจากสภาพแวดล้อม การลดทอนอันเนื่องมาจากฝนตก การลดทอนในชั้นบรรยากาศต่างๆ และการกระจายของสัญญาณเนื่องจากความไม่ราบเรียบของชั้นบรรยากาศทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอย่างกะทันหันที่เรียกว่าปรากฏการณ์ซินทิลเลชันปรากฏการณ์ทั้งสองนี้เป็นสาเหตุที่สำคัญของการจางหายของสัญญาณและสามารถเกิดขึ้นพร้อมกันขณะฝนตก จึงเป็นที่จะต้องทำการออกแบบวงจรของความถี่เพื่อแยกซินทิลเลชันและการลดทอนเนื่องจากฝนในสัญญาณดาวเทียม ออกจากกันเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาพื้นฐานการใช้ Digital Signal Processing ในการแยกการลดทอนเนื่องจากฝนและซินทิลเลชันออกจากกัน
2. เพื่อศึกษาทฤษฎีการทำงานของ Digital Filter และนำไปใช้งานจริง
3. เพื่อต้องการแยกซินทิลเลชัน และการลดทอนเนื่องจากฝนในสัญญาณดาวเทียม

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากการวัด Spectrum ของการแกว่งของสัญญาณขณะฝนตก ซึ่งเกิดปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน และปรากฏการณ์ลดทอนของสัญญาณเนื่องจากฝนพร้อมกันพบว่าความถี่ตัด (Frequency cutoff) ระหว่างสโลปของการลดทอนและซินทิลเลชันอยู่ที่ประมาณ 0.02Hz ฉะนั้นต้องแยกปรากฏการณ์ทั้งสองนี้ออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ผ่าน (filter) โดยใช้วงจรกรองความถี่สูงผ่านที่มีความถี่ตัด 0.02 Hz กรองซินทิลเลชันและวงจรกรองความถี่ผ่าน ที่มีความถี่ตัด 0.02 Hz กรองสัญญาณลดทอน สำหรับปริญญาานิพนธ์นี้ใช้วงจรกรองความถี่แบบคิวิตอลเฟอไออาร์

1.4 ขอบเขตของโครงการ

1. แยกปรากฏการณ์ทั้งสองโดยการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
2. ทดลองที่เวลาดิจิทัลโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เบอร์ TMS320c31



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

วงจรรองความถี่เชิงเลข

ในโครงงานนี้เป็นการใช้บอร์ด DSP (Digital Signal Processing) มาประยุกต์ใช้งานด้าน ดิจิตอลฟิลเตอร์ ซึ่งดิจิตอลฟิลเตอร์นั้นมีด้วยกันหลายชนิด ไม่ว่าจะเป็นแบบ FIR (Finite Impulse Response Filter) หรือแบบ IIR (Infinite Impulse Response Filter) และอาจแบ่งเป็นตัวกรองป้อน กลับและแบบไม่ป้อนกลับก็ได้ ในการประยุกต์ใช้บอร์ด DSP นี้ จะใช้การออกแบบวงจรรอง แบบ FIR ซึ่งวงจรรองแบบ FIR นี้มีข้อดีอยู่ 3 ประการ คือ

1. เป็นระบบที่เสถียร (stable)
2. เป็นระบบที่เป็นจริง (realizable)
3. สามารถออกแบบให้เป็นเฟสเชิงเส้นได้ง่าย (linear phase)

วงจรรองสัญญาณเป็นส่วนสำคัญในการที่จะตัดแปลงสัญญาณในเชิงคุณสมบัติทาง ความถี่ ในการออกแบบวงจรรองความถี่เชิงเลขนั้นประกอบด้วย 3 ขั้นตอนหลักคือ

1. คุณสมบัติเฉพาะของวงจรรองความถี่ ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบและข้อ มูลทางความถี่ของอินพุต
2. ขั้นตอนการออกแบบ เพื่อดำเนินการหาการตอบสนองต่ออินพุตที่เป็นตัวอย่างเดียว
3. กำหนดรูปแบบของวงจรร

ขั้นตอนทั้ง 3 เป็นขั้นตอนที่มีความสัมพันธ์ใกล้ชิดกันมาก ในที่นี้พิจารณาที่เงื่อนไขที่วงจรรองความถี่สามารถสร้างขึ้นมาได้ในทางปฏิบัติคือ $h(n)$ เป็นค่าจริง $h(n)$ มีเหตุ $(h(n) = 0 \text{ for } n < 0)$ และ $h(n)$ มีเสถียรภาพ $\left(\sum_{n=0}^{\infty} |h(n)| < \infty \right)$

2.1 ชั้นของวงจรรองความถี่เชิงเลข (Class of Digital Filter) [5]

จากชุดสมการความต่าง (Difference Equation) มีความสำคัญต่อระบบสัญญาณเต็มหน่วย เพราะสามารถที่จะสร้างคำตอบในการวนรอบ คุณสมบัติดังกล่าวนี้ทำให้สามารถที่จะสร้างวงจรรองความถี่เชิงเลข โดยการขยายการตอบสนองต่อตัวอย่างเดี่ยวออกไปอย่างไม่สิ้นสุด สมการความต่างสัมประสิทธิ์เชิงเส้นคงที่ (Linear Constant Coefficient Difference Equation, LCCDE) ลำดับ N เขียนได้โดย

$$\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ a_k และ b_k เป็นค่าคงที่ และถือว่า $a_0 \neq 0$ หาก $h(m)$ เป็นการตอบสนองของอินพุตตัวอย่างเดี่ยว และ $y(n)$; $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ เป็นเอาต์พุตของสมการเชิงเขียนใหม่

$$\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^M h_m x(n-m) \quad (2.2)$$

การตอบสนองของอินพุตตัวอย่างเดี่ยวอาจมีจำนวนจำกัดหรือไม่จำกัดก็ได้ หากการตอบสนองของอินพุตตัวอย่างเดี่ยวอาจมีจำนวนจำกัด ก็จะเรียกระบบนี้ว่า ระบบการตอบสนองตัวอย่างเดี่ยวจำนวนจำกัด (Finite Impulse Response, FIR)

จากสมการที่ (2.2) หาก $N=0$

$$y(n) = \sum_{m=0}^M h_m x(n-m) = h(n) * x(n) \quad (2.3)$$

เป็นสมการทั่วไปของวงจรกรองความถี่เชิงเลขการตอบสนองตัวอย่างเดี่ยวจำกัด (FIR)

2.2 ชนิดของวงจรกรองความถี่ (Type of Filter) [5]

สัญญาณอนาลอกที่ ω_a ถูกสุ่มด้วยความถี่ $f_s = 1/T$ ผลการสุ่มต่อสัญญาณในช่วงความถี่จำกัด (band limit signal) $f_s > 2f_a$ หรือ $\theta = \omega T < \pi$ จะทำให้สามารถที่จะสร้างสัญญาณกลับคืนได้อย่างถูกต้อง θ ซึ่งเรียกว่าความถี่ดิจิทัล (Digital Frequency) นี้จะมีค่าระหว่าง $-\pi < \theta < +\pi$ วงจรกรองความถี่ผ่านเชิงเลขจึงนิยามความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) ด้วยค่า θ_c ตามอุดมคติแล้วถือว่าวงจรกรองความถี่มีการตอบสนองที่เรียบในช่วงแถบผ่าน (Pass band) และเรียบในช่วงแถบไม่ผ่าน (Stop band) โดยมีอัตราการเปลี่ยนแปลง (Roll off) เป็นอนันต์ที่ความถี่คัทออฟ ตามลักษณะการตอบสนองต่อความถี่ $|H(e^{j\theta})|$ ของวงจรกรองความถี่ที่จะสามารถแยกได้เป็น

1. วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low pass filter)
2. วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High pass filter)
3. วงจรกรองผ่านเฉพาะความถี่ (Band pass filter)
4. วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่ (Band reject filter)

2.3 วงจรกรองความถี่เฟสเชิงเส้น (Linear Phase Filter) [5]

มีวงจรกรองความถี่ส่วนมาที่ยังคงรักษารูปร่างของสัญญาณผ่านเอาไว้ในขณะที่สัญญาณผ่านวงจรไปวงจรเช่นนั้นเป็นวงจรกรองความถี่เฟสเชิงเส้น ซึ่งมีการตอบสนองความถี่เขียนได้โดย

$$H(e^{j\theta}) = |H(e^{j\theta})| e^{-j\theta m} \quad (2.4)$$

เมื่อ $-\pi < \theta < +\pi$ และ $H(e^{j\theta})$ เป็นการแปลงฟูริเยร์ของ $h(n)$ หากให้ $X(e^{j\theta})$ เป็นการแปลงฟูริเยร์ของ $x(n)$ ให้การตอบสนองมีค่า $|H(e^{j\theta})| = 1$ ในช่วงผ่านความถี่ สมการของเอาต์พุตเขียนได้เป็น

$$Y(e^{j\theta}) = X(e^{j\theta}) H(e^{j\theta}) = X(e^{j\theta}) e^{-j\theta m} \quad (2.5)$$

หรือเมื่อแปลงกลับฟูริเยร์

$$y(n) = x(n - m) \quad (2.6)$$

จะเห็นว่าวงจรกรองความถี่เฟสเชิงเส้นไม่ได้เปลี่ยนรูปร่างของอินพุตไป หากวงจรกรองความถี่ที่ $|H(e^{j\theta})| = 1$ แต่ไม่ได้เป็นเฟสเชิงเส้นมีความสำคัญและเป็นเงื่อนไขพอเพียงที่ว่า $h(n)$ ซึ่งจำกัดจำนวน N จะต้องมีความสมมาตรประมาณกึ่งกลาง

2.4 หน้าต่างในการออกแบบวงจรกรองความถี่เชิงเลข (Windowing in design a FIR Digital Filter) [5]

วงจรกรองความถี่ที่มีจำนวนของสัมประสิทธิ์ที่มากพอจะให้คุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับทฤษฎีมากขึ้น แต่การสร้างวงจรดังกล่าวในทางปฏิบัติเป็นสิ่งที่ทำได้ยากและไม่เหมาะสมเพราะว่าในการคำนวณจะต้องใช้เวลานานและเป็นการสิ้นเปลืองต่ออุปกรณ์อีกด้วยวิธีที่ง่ายในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบเชิงเลขคือการจำกัดจำนวนอิมพัลส์ การกระทำดังกล่าวย่อมส่งผลให้วงจรที่ได้มีคุณสมบัติที่ไม่สมบูรณ์ภายใต้ข้อแลกเปลี่ยนคือวงจรง่ายขึ้นและมีความสิ้นเปลืองน้อยกว่าการปรับค่า $h(n)$ ที่ได้โดยการปรับน้ำหนักใหม่ในลักษณะการคูณเฉพาะช่วง (Window function ,

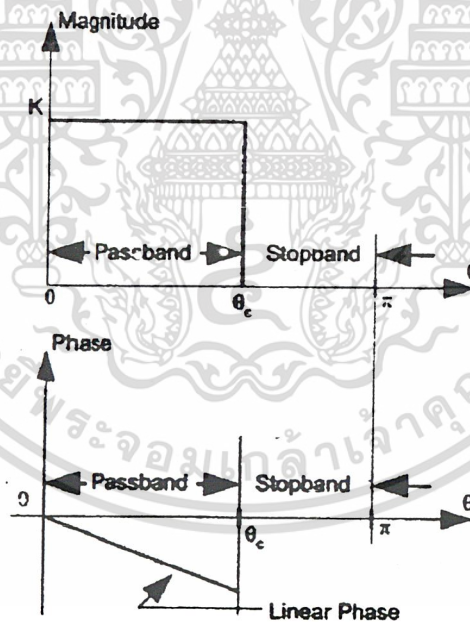
$w(n)$) สามารถที่จะลดการกระเพื่อม และปรับปรุงช่วงการตอบสนองเปลี่ยนแปลงได้ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ (ค่าการตอบสนองอิมพัลส์) ที่ใช้คือ

$$h(n) = h_d(n) * w(n) \quad (2.7)$$

โดยค่า $h_d(n)$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการออกแบบ การถ่วงจุดต่อจุดในโดเมนเวลา ก็คือการถ่วงประสานในโดเมนความถี่ ดังนั้น

$$H(e^{j\theta}) = H_d(e^{j\theta}) * W(e^{j\theta}) \quad (2.8)$$

การไม่ควม $h(n)$ ด้วยฟังก์ชันโคไซน์ แท้จริงก็คือการถ่วงด้วย 1 ซึ่งก็คือการใช้ฟังก์ชันหน้าต่างเป็นแบบสี่เหลี่ยมนั่นเอง



รูปที่ 2.1 แสดงการตอบสนองความถี่ทั้งขนาดและเฟสของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำในอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ฟังก์ชันหน้าต่างที่นิยมใช้กันมากมีดังนี้ Rectangular, Hanning, Hamming, Blackman, และ Kaiser อันที่จริงแล้วมีมากกว่านี้ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมต่อการใช้งาน

1. Rectangular

$$w(n) = 1; 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.9)$$

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

2. Hanning window

$$w(n) = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (2.10)$$

3. Hamming window

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (2.11)$$

4. Blackman window

$$w(n) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad (2.12)$$

5. Kaiser window

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\beta \sqrt{1 - \left(1 - \frac{2n}{N-1}\right)^2} \right]}{I_0[\beta]} \quad (2.13)$$

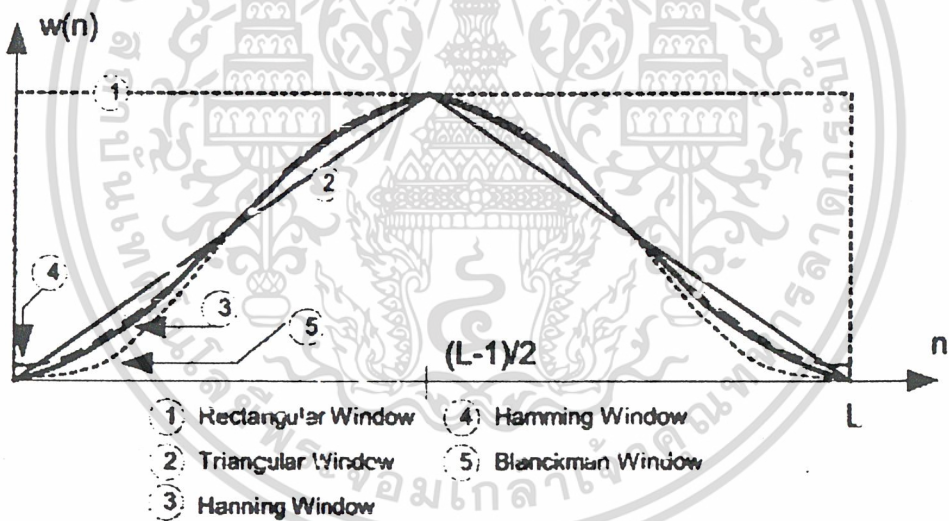
โดยที่ $I_0 = \int_0^{2\pi} \frac{e^{x \cos \theta}}{2\pi} d\theta$

สำหรับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำฟังก์ชันหน้าต่างมีคุณสมบัติดังแสดงในตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของฟังก์ชันหน้าต่างสำหรับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

Window Type	Transition width	Minimum stop band Attenuation
Rectangular	$4\pi/N$	-21dB
Bartlett	$8\pi/N$	-25dB
Hanning	$8\pi/N$	-44dB
Hamming	$8\pi/N$	-53dB
Blackman	$12\pi/N$	-74dB
Kaiser	Variable	

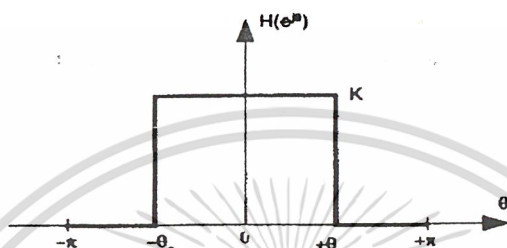


รูปที่ 2.2 คุณสมบัติหน้าต่างชนิดต่างๆ

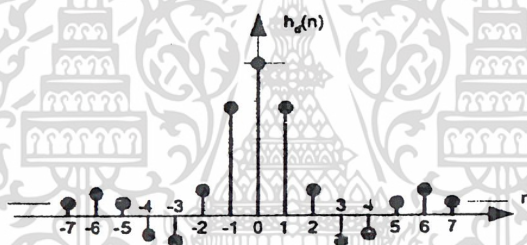
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 สรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยปรับรูปร่างค่าของ $h(n)$ ด้วยฟังก์ชันหน้าต่าง $w(n)$

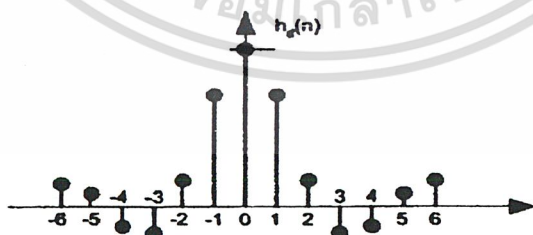
1. กำหนดคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ต้องการ $H(e^{j\theta})$



2. หาค่าสัมประสิทธิ์หรือ $h(n)$ จะทำให้การตอบสนองความถี่ตามข้อ 1 (ค่า $h(n)$ ที่ได้จะสมมาตร – Linear phase และ Causal – มีค่า n เป็นลบ)

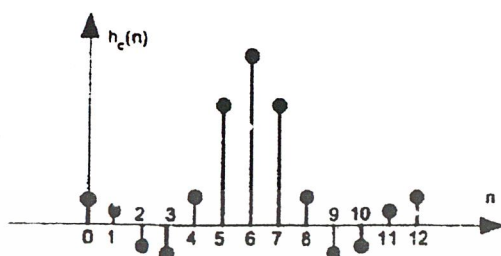


3. จำกัดจำนวนของการตอบสนองความถี่ (กำหนดความยาว N ของวงจรกรอง)

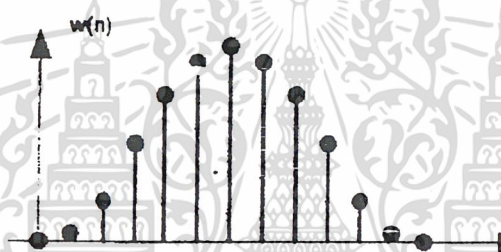


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

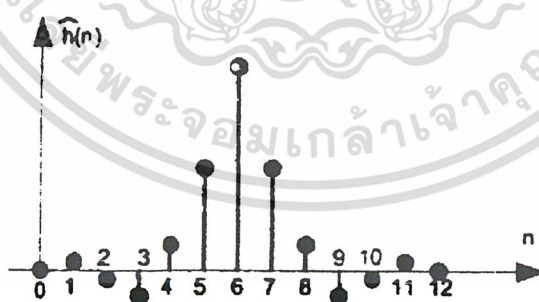
4. เลื่อนมาทางขวาทั้งหมด เพื่อให้เป็นระบบมีเหตุ



5. เลือกหน้าต่างที่เหมาะสมกับความถี่ความต้องการ $w(n)$



6. ปรับค่าของสัมประสิทธิ์ $\hat{h}(n) = h_d(n) * w(n)$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 ปรากฏการณ์การลดทอน

การเกิดสัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม มีความเป็นไปได้จากหลายๆ สาเหตุด้วยกัน ซึ่งได้มีการแบ่งเป็นชนิดของการเกิดสัญญาณรบกวน โดยสหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศ ITU (International Telecommunications Union) ดังต่อไปนี้

3.1 สัญญาณการรบกวนในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม [4]

A1 การส่งสัญญาณของระบบส่งสัญญาณภาคพื้นดิน (Terrestrial Transmissions) อาจทำให้เกิดการสัญญาณรบกวนแก่สถานีดาวเทียมภาคพื้นดิน

A2 การส่งสัญญาณของสถานีดาวเทียมภาคพื้นดิน อาจทำให้เกิดการรบกวนกับระบบส่งสัญญาณภาคพื้นดินอื่นๆ (Terrestrial Station)

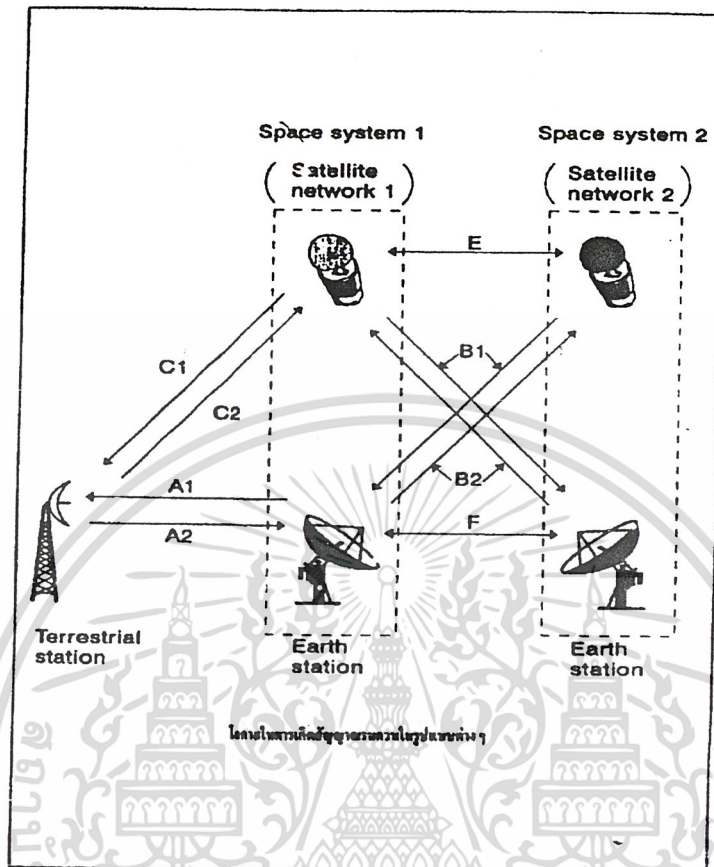
B1 การส่งสัญญาณของดาวเทียมดวงหนึ่ง อาจทำให้เกิดการรบกวนแก่ภาครับของสถานีดาวเทียมภาคพื้นดินของระบบดาวเทียมอื่นๆ

B2 การส่งสัญญาณของสถานีดาวเทียมภาคพื้นดินของระบบดาวเทียมระบบหนึ่ง อาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งรับได้โดยดาวเทียมในระบบอื่นๆ ได้

C1 การส่งสัญญาณของดาวเทียม อาจทำให้เกิดการรบกวนสถานีรับส่งสัญญาณภาคพื้นดิน เช่น ระบบไมโครเวฟ เป็นต้น

C2 การส่งสัญญาณของสถานีรับส่งสัญญาณทางพื้นดิน อาจทำให้เกิดการรบกวนแก่ดาวเทียม

E การส่งสัญญาณของดาวเทียมใดดวงหนึ่งอาจทำให้เกิดการรบกวนแก่ดาวเทียมดวงอื่นๆ



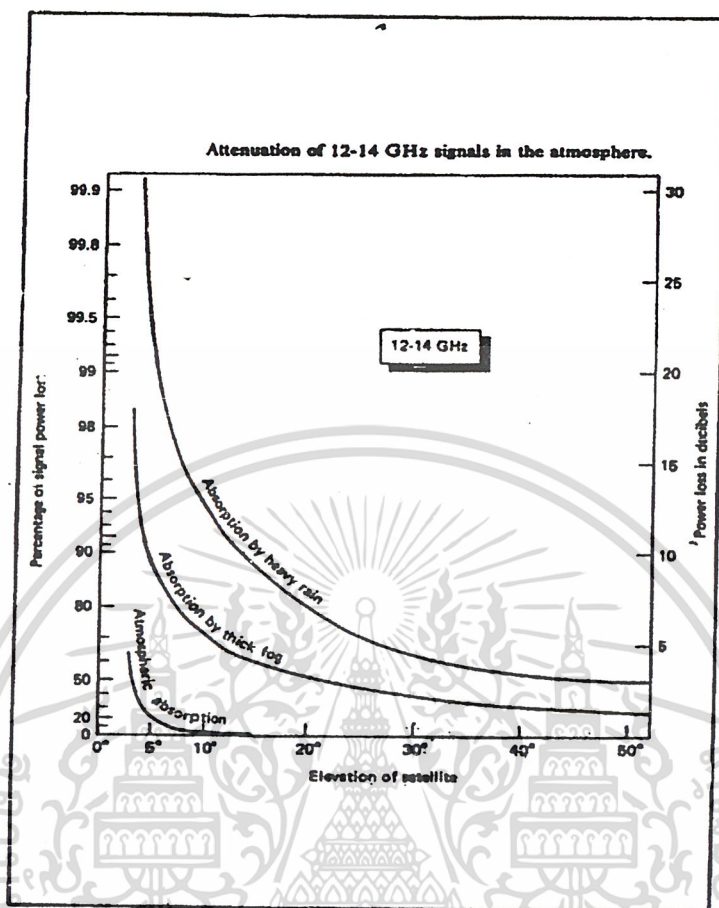
รูปที่ 3.1 โอกาสในการเกิดสัญญาณรบกวน

3.1.1 ความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม

คลื่นวิทยุที่ใช้สำหรับการสื่อสารผ่านดาวเทียมนั้นถูกกำหนดขึ้นโดยการประชุม World Administrative Radio Conference for Space Telecommunication WARC-ST ของสหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union) ซึ่งอยู่ภายใต้บังคับการสหประชาชาติมีสมาชิกจากประเทศต่างๆ ทั่วโลกทำหน้าที่บริหารความถี่และกำหนดย่านความถี่ที่สามารถนำไปใช้ในระบบบดาวเทียมต่างๆ

ย่านความถี่ที่ใช้สำหรับการสื่อสารผ่านดาวเทียมดังกล่าวเป็นทรัพยากรที่มีจำกัด จึงต้องมีการพัฒนาการใช้งานให้ได้ประโยชน์สูงสุด อย่างไม่จำกัดปริมาณเพื่อใช้งานเพิ่มขึ้น เช่น ในระบบดาวเทียมสื่อสารได้เริ่มต้นใช้งานที่ความถี่ย่าน C Band 6/4 GHz ซึ่งต่อมามีการนำความถี่ย่าน Ku Band 14/11 GHz มาใช้งานเพิ่มเติม แต่ย่านความถี่ที่สูงขึ้นจะได้รับผลกระทบจากฝนที่เกิดขึ้น (Rain Condition) ทำให้สัญญาณมีการสูญเสียกำลังงานในการส่งไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงการลดทอนของสัญญาณ Ku Band เมื่อเกิดสภาวะอากาศต่างๆ

การเลือกดาวเทียมสื่อสารให้ใช้งานในย่านความถี่ต่างๆ นั้นจึงจำเป็นต้องพิจารณาถึงสภาพภูมิอากาศของบริเวณที่ใช้งานด้วยเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะเกิดขึ้นจากการใช้งาน ตัวอย่างเช่น ดาวเทียมสื่อสารสำหรับใช้งานในบริเวณที่มีฝนตกชุก เช่น ประเทศไทย มาเลเซีย อินโดนีเซีย ควรจะให้ความถี่ที่ใช้งานความถี่ C Band 6/4 GHz ซึ่งผลกระทบจากฝนน้อยกว่าความถี่ย่าน Ku Band 14/11 GHz

จากความต้องการใช้งานระบบดาวเทียมที่เพิ่มขึ้นอย่างมากในปัจจุบันจึงมีการพัฒนาดาวเทียมที่ใช้งานความถี่ที่สูงขึ้น เช่น ย่าน Ku Band 14/11 GHz โดยสร้างให้มีกำลังส่ง (Power) ที่สูงขึ้นเพื่อการใช้งานในเชิงพาณิชย์ได้อย่างกว้างขวางขึ้นในอนาคตอันใกล้

ย่านความถี่ที่ใช้งานกับการสื่อสารผ่านดาวเทียม สามารถแบ่งเป็นย่านความถี่ (Band) ดังตัวอย่างต่อไปนี้

1. **C-Band** ความถี่ 6/7 GHz
Up Link 5925 – 6425 MHz
Down Link 3700 – 4200 MHz
2. **X-Band** ความถี่ 8/7 MHz
Up Link 7900 – 8400 MHz
Down Link 7250 – 7750 MHz
3. **Ku-Band** ความถี่ 14/11 GHz
Up Link 14.0 – 14.5 GHz
Down Link 11.7 – 12.2 GHz
4. **K-Band** ความถี่ 30/20 GHz
Up Link 27.5 – 30.5 GHz
Down Link 17.7 – 20.2 GHz
5. **Ka-Band** ความถี่ 44/20 GHz
Up Link 4305 – 45.5 GHz
Down Link 20.2 – 21.2 GHz

ความถี่ตัวเลขตัวแรกจะหมายถึงความถี่ขาขึ้น (Up Link) คือ สัญญาณที่ส่งจากสถานีภาคพื้นดินขึ้นไปบนดาวเทียมและตัวเลขตัวหลังหมายถึงความถี่ขาลง Down Link ซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากดาวเทียมมายังสถานีภาคพื้นดินจะพบว่าความถี่ (Up Link) มีค่าสูงกว่าความถี่ขาลง (Down Link) เสมอ เนื่องจากคุณสมบัติของคลื่นความถี่วิทยุที่จะมีความกว้างลำ (Beam width) แคบลงเมื่อมีคว ความถี่สูงขึ้นทำให้การส่งสัญญาณขาขึ้นด้วยความถี่ที่สูงกว่านั้นสัญญาณจะมีการกระจายน้อยกว่าเป็นการหลีกเลี่ยงการเกิดสัญญาณรบกวนกับระบบดาวเทียมอื่น และมีการสูญเสียพลังงานน้อยเมื่อส่งขึ้นไปในอวกาศ

3.2 ผลกระทบจากปรากฏการณ์ลดทอนเนื่องจากฝน [4]

เนื่องจากในปัจจุบันนี้ความต้องการใช้งานด้านการติดต่อสื่อสารนั้น นับวันจะขยายจำนวนความต้องการเพิ่มขึ้น สำหรับการสื่อสารด้วยระบบไมโครเวฟนั้นที่ย่านความถี่ของไมโครเวฟย่านต่ำๆ มีการใช้งานอย่างแพร่หลายจนไม่เพียงพอต่อความต้องการ คือไม่สามารถที่จะขยายจำนวนช่องสัญญาณให้มากขึ้นได้ จึงได้ขยายระบบไมโครเวฟโดยการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้น

เมื่อความถี่สูงขึ้นนั้น จะทำให้สัญญาณคลื่นเกิดการลดทอนในชั้นบรรยากาศได้มากและยังมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นด้วย การลดทอนของสัญญาณคลื่นโดยส่วนใหญ่จะเกิดจากฝนมากกว่าสาเหตุอื่น ขนาดของการลดทอนของสัญญาณคลื่นจะมีค่าน้อยเมื่อใช้ความถี่ที่ต่ำ แต่เมื่อความถี่ที่ใช้สูงกว่า 10 GHz แล้ว ขนาดของการลดทอนของสัญญาณคลื่นจะมีค่าสูง

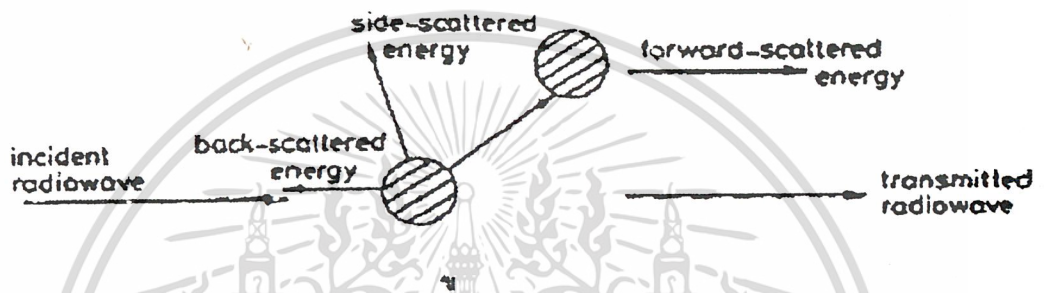
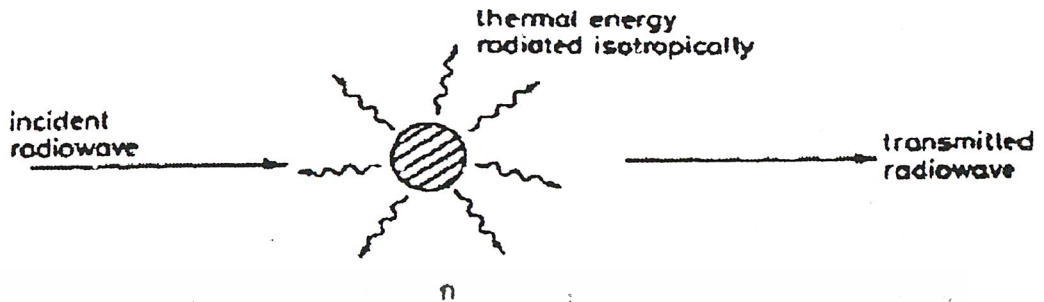
การลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากฝนสำหรับย่านความถี่ Ku เกิดจากสาเหตุหลักๆ ด้วยกัน 3 ประการ คือ

3.2.1 เกิดจากการดูดกลืนพลังงาน (Absorption) เกิดขึ้นเมื่อความยาวของคลื่นมีขนาดใกล้เคียงกับเส้นผ่านศูนย์กลางของเม็ดฝนเปรียบเสมือนว่าเม็ดฝนเป็นตัวนำที่ไม่สมบูรณ์ เมื่อคลื่นแม่เหล็กเดินทางผ่านเม็ดฝนจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำมีกระแสเคลื่อนที่ที่เกิดขึ้น นั่นคือ เมื่อมีกระแสเคลื่อนที่ย่อมจะทำให้เกิดการดูดกลืนพลังงานไว้มากยิ่งขึ้น

3.2.2 เกิดจากการกระจายของคลื่น (Scattering) เมื่อคลื่นเดินทางกระทบเม็ดฝนจะทำให้คลื่นบางส่วนเกิดการแตกกระจายออกไปทุกทิศทุกทางของเม็ดฝนทำให้สัญญาณที่ควรจะได้รับในทิศทางที่ต้องการลดน้อยลงไป หรือการกระจายของคลื่น ในลักษณะดังกล่าวนี้สัญญาณบางส่วนอาจจะไปกระทบ (Interference) กับข่ายการศึกษาแบบอื่นๆที่อยู่ในความถี่เดียวกันนี้ได้

3.2.3 เกิดจากการดีโพลาไรซ์เซชัน (Depolarization) เนื่องจากเม็ดฝนมีลักษณะที่ไม่เป็นทรงกลมโดยสมบูรณ์ โดยเฉพาะขณะเมื่อฝนแรง และมีลมพัดจะทำให้เม็ดฝนมีลักษณะไม่เป็นทรงกลมมากยิ่งขึ้นด้วยเป็นลำดับ

จากรูปที่ 3.3 เป็นการแสดงโครงสร้างการลดทอนที่เกิดจากการดูดกลืนและการกระจายไปในอันดับทิศทางต่างๆ ซึ่งอธิบายได้ว่าในส่วนของ การดูดกลืนคือเมื่อมีการส่งกำลังงานเข้าไปในวัตถุ(เม็ดฝน) วัตถุนั้นก็จะมีความร้อนเกิดขึ้นและจะมีการแพร่กระจายออกในทุกทิศทุกทางรอบวัตถุนั้น ซึ่งวัตถุนั้นนั้นจะแพร่ความร้อนออกมามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์ของวัตถุนั้นว่ามีความสามารถในการดูดกลืนมากหรือน้อยตามกฎของ Kirchhoff's laws และกำลังงานที่เหลือส่วนหนึ่งจะทะลุผ่านวัตถุนั้นไป ในส่วนการกระจายนั้น เป็นการกล่าวถึงกำลังงานที่ส่งเข้าไปกระทบกับวัตถุแล้วมีการสะท้อนกระจายออกไปในทิศทางต่างๆ เช่น Back Scattering เป็นการกระจายกำลังงานสวนทางกับกำลังงานที่ป้อนเข้าไป Side Scattering คือ กำลังงานจะมีการกระจายออกไปด้านข้าง ซึ่งการกระจายในลักษณะนี้มีโอกาสที่จะไปรบกวนกับระบบสื่อสารอื่นๆ ได้ และการกระจายแบบ Forward Scattering นั้นจะเกิดขึ้นหลังการกระจายของกำลังงานในอันดับที่หนึ่งผ่านไปแล้ว Forward Scattering สามารถจะเกิดขึ้นได้ทั้งแบบเสริม (Coherent) และแบบหักล้าง (Incoherent) กำลังงานที่ส่งเข้าไปตามที่ได้



รูปที่ 3.3 (ก) การสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากการดูดกลืน (Absorption)

(ข) การสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากการกระจาย (Scattering)

1. การดูดกลืนพลังงานเนื่องจากฝน (Absorption)

หยดน้ำฝนแต่ละหยดเหมือนกับตัวนำที่ไม่สมบูรณ์ เมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสเคลื่อนที่ขึ้น เนื่องจากกระแสเคลื่อนที่แปรผันโดยตรงกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) ค่ากระแสเคลื่อนที่ที่สามารถคำนวณ ได้ดังนี้

$$I_d = \varepsilon \frac{dE}{dt} \quad (3.1)$$

เมื่อ I_d = กระแสเคลื่อนที่

$\varepsilon = \varepsilon_0, \varepsilon_r, \varepsilon_r$ = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

E = ความเข้มของสนามไฟฟ้า

กระแสเคลื่อนที่ นี้เองที่มีผลต่อการดูดกลืนพลังงานทั้งนี้เพราะการเกิดกระแสเคลื่อนที่นี้ต้องใช้พลังงาน ซึ่งนำมาจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผ่านนั่นเอง ดังนั้นที่ความถี่ของสัญญาณไมโครเวฟยิ่งสูงก็จะทำให้เกิดกระแสเคลื่อนที่มากขึ้น ทำให้สัญญาณถูกดูดกลืนพลังงานมากขึ้นตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การลดทอนกำลังเนื่องจากการกระจายออกของคลื่น (Scattering)

ฝนเป็นตัวกระทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นซ้อน (Secondary radiation) หรือการกระจายออกของคลื่น ในทางปฏิบัติผลการกระจายออกของคลื่นมีผลในการลดทอนกำลังอันเนื่องมาจากทิศทางของคลื่น กล่าวคือ แทนที่คลื่นจะเดินทางไปในทิศทางเดียวกันหมด จะมีคลื่นบางส่วนที่กระจายออกทุกทิศทุกทาง

การสูญเสียกำลังเนื่องจากการกระจายออกของคลื่น สามารถคำนวณได้จากทางทฤษฎีของ Straiton และ Howton ซึ่งได้ทำการทดลองและสรุปว่าค่าการลดทอนเนื่องจากการกระจายออกของคลื่นจะเป็นไปดังสมการ

$$\delta = 4.34 \times 10^5 NK2\pi p^2 \tag{3.2}$$

เมื่อ

δ = ค่าการลดทอนสัญญาณ เดซิเบล/กิโลเมตร

N = จำนวนหยดน้ำฝน/ ลูกบาศก์เซ็นติเมตร

K = เป็นสัมประสิทธิ์การกระจายออกของคลื่น

P = รัศมีของหยดน้ำฝนในหน่วยเซ็นติเมตร

3. การดีโพลาไรซ์ (Depolarization)

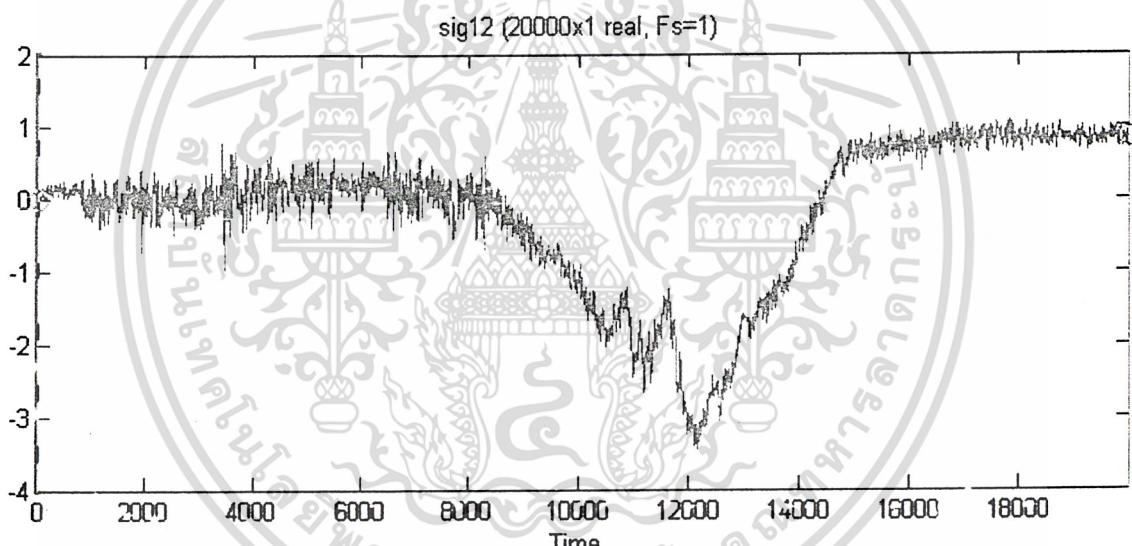
การเกิดดีโพลาไรซ์ของคลื่นในเส้นทางเดินของคลื่นเมื่อมีฝนตก จะทำให้ระดับสัญญาณที่รับได้ลดต่ำลงเนื่องจากเกิด Cross-polarization ของสัญญาณ สาเหตุดังกล่าวเกิดเนื่องมาจากโมเลกุลของน้ำเป็น Polar molecule ซึ่งเกิดจากการรวมตัวของธาตุที่ไม่เหมือนกันสองชนิด คือ อะตอมของธาตุไฮโดรเจนกับอะตอมของธาตุออกซิเจน โดยที่อะตอมของไฮโดรเจนมีอิเล็กตรอนหนึ่งตัวในวาเลนซ์เชลล์ (Valence shell) ส่วนอะตอมของออกซิเจนมีอิเล็กตรอนอยู่ภายนอกสุด 6 ตัว คือ เกือบเต็มวาเลนซ์เชลล์ อะตอมของธาตุทั้งสองรวมตัวกันอยู่ในอัตราส่วน 2 ต่อ 1 ดังนั้น อะตอมของออกซิเจนจึงดึงอิเล็กตรอนจากอะตอมของธาตุไฮโดรเจน จึงเป็นสาเหตุทำให้โมเลกุลของน้ำมีประจุไฟฟ้ากระจายอยู่อย่างไม่สมมาตร โดยด้านหนึ่งของโมเลกุลจะปรากฏเป็นประจุบวก เมื่อเปรียบเทียบกับอีกด้านหนึ่งซึ่งจะปรากฏเป็นประจุลบ ดังนั้น โมเลกุลของน้ำจึงแสดงไดโพลจะถูกเหนี่ยวนำ ผลคือจะเกิดการเรียงตัวของประจุต่างขั้วทั้งสองอย่างเป็นระเบียบในทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดมีไดโพลโมเมนต์ไฟฟ้าเกิดขึ้น ค่าไดโพลโมเมนต์ไฟฟ้าต่อหน่วยปริมาตรเราเรียกว่า “โพลาไรเซชัน (Polarization)” ดังนั้น

เนื่องจากไดโพลภายในโมเลกุลของน้ำจะเปลี่ยนกลับไปมาตามคาบของสนามไฟฟ้า เมื่อความถี่ของสนามไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้น เวลาของการเกิดโพลาไรเซชันจะมีน้อยลง นั่นคือ เมื่อสนามไฟ

ฟ้าเปลี่ยนทิศทางไดโพลก็ต้องเปลี่ยนทิศตามไปด้วย เมื่อความถี่สูงมากขึ้นการเปลี่ยนทิศของไดโพลจะทำได้ไม่เต็มที่ การเกิดโพลาริเซชันจึงไม่สมบูรณ์ ประจุในโมเลกุลของน้ำที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของไดโพลก็จะมีจำนวนน้อยลง ทำให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ) มีค่าลดลงด้วย

สำหรับการโพลาริเซชันของพวกโมเลกุลเชิงขั้ว (Polar Molecule) เราเรียกว่า Molecular polarization หรือไดโพลโพลาริเซชัน ความไม่สมบูรณ์ของไดโพลโพลาริเซชันเกิดขึ้นในย่านความถี่ไมโครเวฟ เพราะไดโพลมีขนาดใหญ่และมีมวลมากเมื่อเปรียบเทียบกับอิเล็กตรอนและอนุภาคไฟฟ้าอื่นๆ จึงกลับตัวได้ช้า ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการไดโพลาริเซชันของโมเลกุลทำให้เกิดครอส-โพลาริเซชัน ขึ้นที่งานสายอากาศของเครื่องรับ

ดังนั้น ในภาวะวางแผนระบบ โครงข่ายไมโครเวฟในช่วงความถี่สูงๆ จึงจำเป็นต้องศึกษาและทำความเข้าใจในผลของการลดทอนสัญญาณอันเนื่องมาจากฝน



รูปที่ 3.4 ตัวอย่างข้อมูลการลดทอนเนื่องจากฝนในย่าน Ku

3.3 ผลกระทบจากปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน [4]

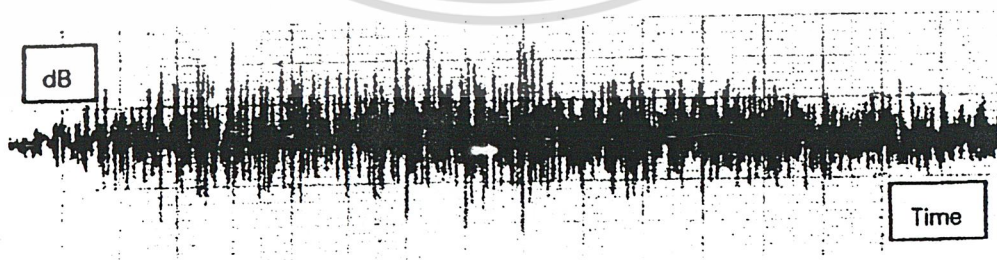
ซินทิลเลชัน (Scintillation) หมายถึง การเปลี่ยนแปลงอย่างกะทันหันของระดับสัญญาณเนื่องจากชั้นบรรยากาศตลอดเส้นทาง การแพร่กระจายสัญญาณจากดาวเทียมไปยังสถานีภาคพื้นดิน อันเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการจางหาย (Fading) ได้ โดยเฉพาะประเทศที่อยู่ใกล้เส้นศูนย์สูตร เช่น ประเทศไทย สัญญาณที่รับในย่าน Ku-Band ซึ่งในปัจจุบันใช้งานสายอากาศที่มีขนาดเล็ก จะได้รับผลกระทบจากการเกิดปรากฏการณ์ซินทิลเลชันเนื่องจากชั้นบรรยากาศโทรโปสเฟียร์ (Troposphere) อยู่หลายเดซิเบล (dB)

3.3.1 รายละเอียดการวัดข้อมูล

การทำงานเริ่มจากการรับสัญญาณดาวเทียมจากดาวเทียมไทยคม 2 ซึ่งทำการวัดที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เส้นแวงที่ 100.8 องศาตะวันออก เส้นรุ้งที่ 13.76 องศาเหนือ เข้ามาที่เครื่องรับสัญญาณแต่เนื่องจากสัญญาณความถี่ขาลง (Down link) ของสัญญาณดาวเทียมนั้นมีความถี่สูงมาก คือในช่วง 3.7 – 4.2 GHz สำหรับสัญญาณย่าน C-Band และความถี่สูงถึง 11.7 – 12.2 GHz สำหรับความถี่ย่าน Ku-Band ดังนั้น จึงไม่สามารถนำเอาสัญญาณจาก LNB ของภาครับสัญญาณมาใช้เป็นอินพุตของเครื่องบันทึกการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณดาวเทียมได้โดยตรง ดังนั้น จึงใช้สัญญาณจากภาค Automatic Gain Control (AGC) แทน ซึ่ง AGC นี้จะเป็นตัวควบคุมอัตราขยายของภาคต่างๆ หลังจากนั้นสัญญาณดังกล่าวจะเข้ามาที่เครื่องบันทึกผลการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณดาวเทียม เครื่องบันทึกสัญญาณก็จะทำการบันทึกการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณ แต่หน่วยความจำของเครื่องบันทึกมีจำนวนจำกัด ดังนั้นจึงต้องนำมาเก็บไว้ในคอมพิวเตอร์เพื่อนำมาวิเคราะห์ต่อไป

3.3.2 วิธีการวิเคราะห์

นำสัญญาณดาวเทียมในช่วงที่มีการเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับอย่างกระทันหัน (Scintillation) ในความถี่ย่าน C-Band และความถี่ย่าน Ku-Band ซึ่งสัญญาณดังกล่าวมีลักษณะดังรูปที่ 3.5 มาทำการวิเคราะห์ ซึ่งในการทดลองนี้ได้กำหนดช่วงเวลาในการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ของข้อมูลไว้ที่ 48 จุดต่อวินาที เพื่อให้มีความมั่นใจว่าระบบจะทำงานได้ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว จากข้อมูลที่บันทึกได้นำมาคำนวณหาค่าความถี่กับค่าสูงสุดของระดับสัญญาณ (Peak to Peak) ทุกๆ 5000 ค่าแล้วหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าทั้งสอง แล้วตรวจสอบคุณลักษณะของสัญญาณ



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของสัญญาณดาวเทียมที่นำมาวิเคราะห์

3.3.3 สมการที่ใช้วิเคราะห์ปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน

จากลักษณะสัญญาณที่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับอย่างกะทันหัน (Scintillation) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 จะนำมาวิเคราะห์หาค่าความถี่ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าสูงสุดของระดับสัญญาณ (Peak to Peak) ในแต่ละค่า ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากหลักการที่ว่า

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมรับค่าได้ 48 ค่า / นาที

หรือรับได้ 48 ค่า / 60 วินาที

เพราะฉะนั้น 1 ค่าใช้เวลา 1.25 วินาที จึงมีความถี่เป็น 0.8 Hz

$$\begin{aligned} \text{สรุปได้ว่า} \quad T_s &= 1.25 \text{ sec} \\ FS &= 1 / T_s = 0.8 \text{ Hz} \end{aligned}$$

จากหลักการทฤษฎีสุ่มตัวอย่าง คือ

$$f_s = 2f_1$$

เพราะฉะนั้น ความถี่ $f_1 = 0.4 \text{ Hz}$

หลังจากนั้นก็นำค่าความถี่ และค่าสูงสุดของระดับสัญญาณ (peak to peak) ที่ได้มาแสดงในลักษณะกราฟเพื่อหาค่าความสัมพันธ์ของค่าทั้งสองเพื่อนำไปเป็นข้อสรุปต่อไป

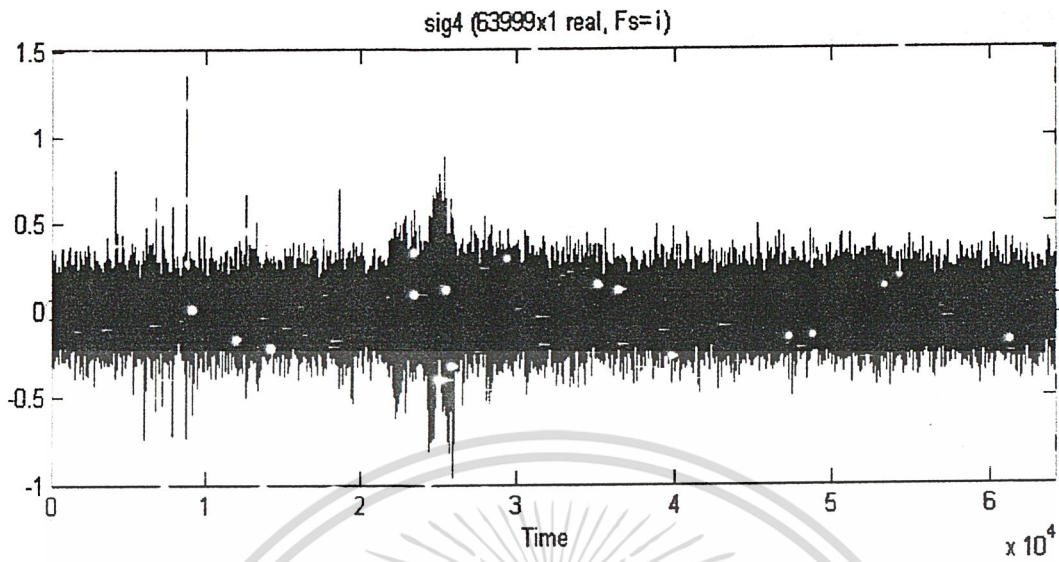
3.3.4 แสดงความถี่ที่เกิดปรากฏการณ์ซินทิลเลชัน

จากหัวข้อที่แล้ว ทำให้ทราบว่าคอมพิวเตอร์จะแสดงข้อมูล (data) ในทาง Frequency-domain ซึ่งทาง Frequency-domain นั้นจะใช้หลักของ Digital Signal Processing (DSP) เข้ามาช่วยในการพิจารณา คือ เรื่องระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลพื้นฐาน จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง (Sampling)

ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างของแซนอน (Shannon) กล่าวว่าไว้ว่า “สัญญาณจะถูกสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ Sampling ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดที่เราจะทำการประมวลผล”

$$\begin{aligned} f_s &= 2f_1 \\ \text{เมื่อ} \quad f_s &\text{ เป็นความถี่ Sampling} \\ f_1 &\text{ เป็นความถี่อินพุต} \end{aligned}$$

ในโปรแกรมการวิเคราะห์นี้เราจะใช้การสุ่มตัวอย่างด้วยความถี่ $f_s = 2f_1$ พอดี



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างข้อมูลการเกิดซินทิลเลชันของสัญญาณดาวเทียมในย่าน Ku

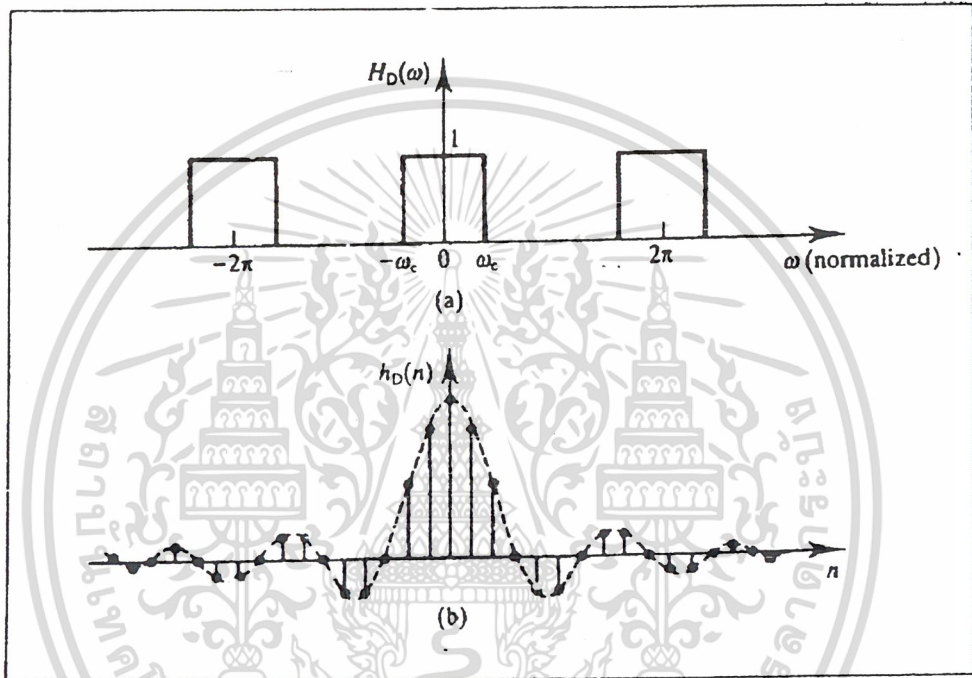
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบเอฟโฟอาร์

4.1 การออกแบบตัวกรองดิจิทัลแบบเอฟโฟอาร์

จะใช้วิธีอนุกรมฟูรีเยร์ (Fourier Series) มาทำการออกแบบพิจารณารูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงผลตอบสนองความถี่และผลตอบสนองอิมพัลส์ในทางอุดมคติ

- แสดงการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ
- แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ

ตัวกรองที่มีผลตอบสนองทางความถี่ $H_D(\omega)$ สามารถหาค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ $h_D(n)$ ได้ จากความสัมพันธ์ของการแปลงกลับของฟูรีเยร์ ดังสมการที่(4.1)

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_D(\omega) e^{j\omega n} d\omega \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นกราฟแสดงการตอบสนองความถี่ของตัวกรองที่ต่ำผ่านซึ่งมีความถี่ คัทออฟ คือ ω_c โดย ω_c นี้จะเป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ (Normalized frequency) ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (4.2)

$$f = \frac{f_c}{f_s} \quad (4.2)$$

โดย F คือ ความถี่คัทออฟนอร์มอลไลซ์ (Normalized Cut off frequency)

F_c คือ ความถี่คัทออฟ (Cut off frequency (Hz))

F_s คือ ความถี่แซมปลิง (Sampling frequency (Hz))

จากกราฟจะเห็นได้ว่าค่า $H_D(\omega)$ จะมีค่าเท่ากับ 1 ในช่วง ตั้งแต่ $-\omega_c$ ดังนั้นค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของรูปที่ 4.1 (a) จะหาได้จากสมการที่ (4.3)

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 \times e^{j\omega n} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega n} d\omega \quad (4.3)$$

$$h_D(n) = \frac{\sin(2\pi f n)}{n\pi} \quad (4.4)$$

เนื่องจากค่าผลตอบสนองอิมพัลส์นั้นมีความสมมาตรกัน ดังนั้น ในการหาค่าจะทำการหาเพียงครึ่งหนึ่งก็พอ ดังตัวอย่าง ถ้าต้องการหาผลตอบสนองอิมพัลส์ $n=53$ จะทำการหาค่า n ตั้งแต่ 0 จนถึง 26 ส่วนค่า -1 จนถึง -26 นั้นไม่จำเป็นต้องหาเนื่องจากความเป็นสมมาตรนั่นเอง

ตัวอย่างที่ 1 การออกแบบตัวกรองแบบเฟอไออาร์ 53 ลำดับ ความถี่คัทออฟ, f_c มีค่า 1.75 KHz และ ความถี่แซมปิ้ง, f_s มีค่า 8 KHz ดังนั้นค่า $h(n)$ จะมีค่าในช่วง -26 จนถึง 26 แต่จะมีการหาตั้งแต่ 0 จนถึง 26 ดังต่อไปนี้

$$f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{1.75\text{KHz}}{8\text{KHz}} = 0.21875$$

$$h_D(n) = \frac{\sin(2\pi fn)}{n\pi}$$

$$n = 0; h_D(0) = 2 \times f = 2 \times 0.21875 = 0.4375$$

$$n = 1; h_D(1) = \frac{\sin(2\pi \times 0.21875)}{\pi} = 0.31219 = h_D(-1)$$

$$n = 2; h_D(2) = \frac{\sin(2 \times 2\pi \times 0.21875)}{2\pi} = 0.060906 = h_D(-2)$$

$$n = 26;$$

$$h_D(26) = \frac{\sin(26 \times 2\pi \times 0.21875)}{26\pi} = -0.01131 = h_D(-26)$$

จะเห็นได้ว่าขณะนี้ได้สัมประสิทธิ์ของตัวกรองมีค่า n เริ่มจาก -26 จนถึง 26 แต่ในการสร้างจริง (Implementation) ไม่สามารถกระทำได้อ่ามี n เป็นลบ และจะทำให้สมการของระบบไม่สอดคล้องกับสมการที่ (4.3) และสมการที่ (4.4) ดังนั้นจะต้องทำให้ n เป็นบวกทุกตัว สมมติว่าตัวกรองมีค่า n อยู่ในช่วง $-x$ จนถึง x ทำให้ n เป็นบวกทำโดยแทนค่า $n=x+n$ ดังนั้นจากตัวอย่างจะได้ค่า $n=26+n$ ทำให้ค่าของ n จะมีค่าอยู่ในช่วง $0-52$ ดังต่อไปนี้

$$h(0) = h(52) = -0.01131$$

$$h(1) = h(51) = 0.00248$$

$$h(2) = h(50) = 0.01326$$

$$h(3) = h(49) = 0.00270$$

$$h(4) = h(48) = -0.01337$$

$$h(5) = h(47) = -0.00842$$

$$h(6) = h(46) = 0.01125$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h(7) = h(45) = 0.01393$$

$$h(8) = h(44) = -0.00677$$

$$h(9) = h(43) = -0.01836$$

$$h(10) = h(42) = 0.000$$

$$h(11) = h(41) = 0.02081$$

$$h(12) = h(40) = 0.00870$$

$$h(13) = h(39) = -0.02036$$

$$h(14) = h(38) = -0.01876$$

$$h(15) = h(37) = 0.01608$$

$$h(16) = h(36) = 0.02941$$

$$h(17) = h(35) = -0.00690$$

$$h(18) = h(34) = -0.03979$$

$$h(19) = h(33) = -0.00887$$

$$h(20) = h(32) = 0.04901$$

$$h(21) = h(31) = 0.03537$$

$$h(22) = h(30) = -0.05367$$

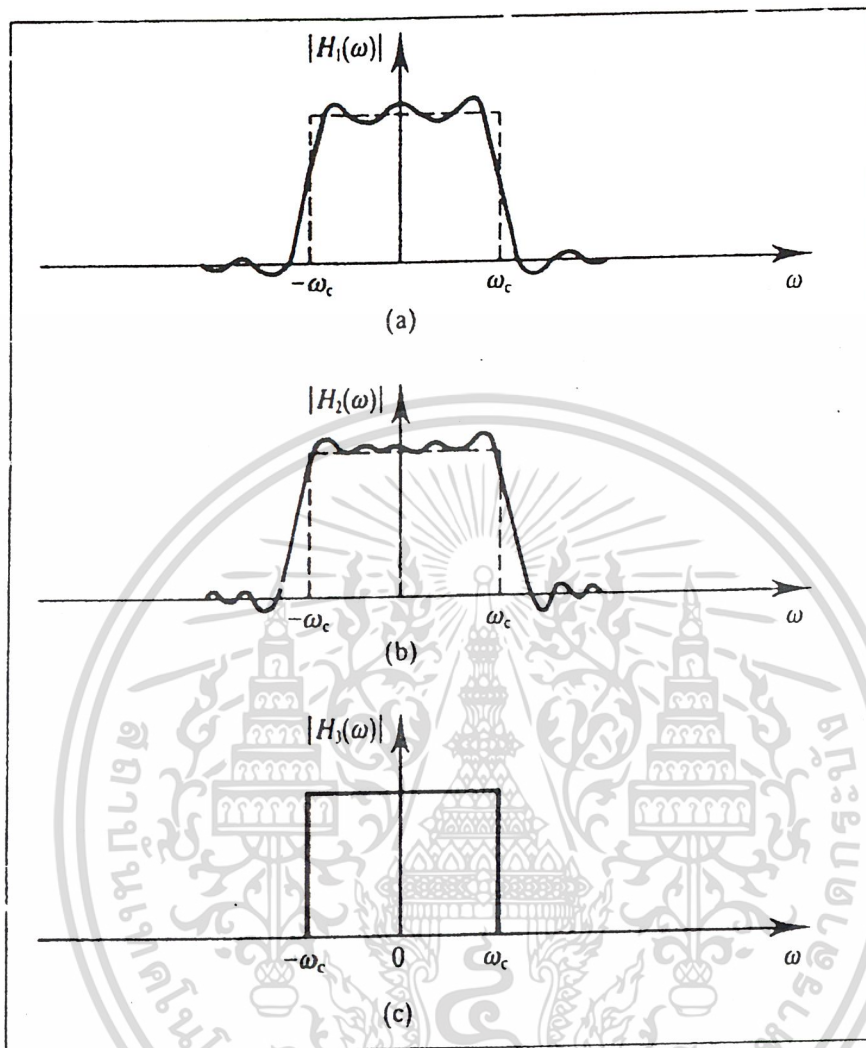
$$h(23) = h(29) = -0.08822$$

$$h(24) = h(28) = 0.06091$$

$$h(25) = h(27) = 0.31219$$

$$h(26) = h(26) = 0.43750$$

ตัวกรองแบบเฟอไออาร์จะมีผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบอุดมคติก็ต่อเมื่อมีการใช้ สัมประสิทธิ์เป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองแบบเฟอไออาร์ จะมีการกระเพื่อม (Ripple) เกิดขึ้น ถ้าจำนวนสัมประสิทธิ์มีค่าน้อยก็จะทำให้เกิดการเพี้ยนมาก แต่ ถ้าสัมประสิทธิ์มีจำนวนมากขึ้นก็จะทำให้ค่าการกระเพื่อมน้อยลง ซึ่งจะมีผลใกล้เคียงกับผลการ ตอบสนองความถี่ทางอุดมคติมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.2



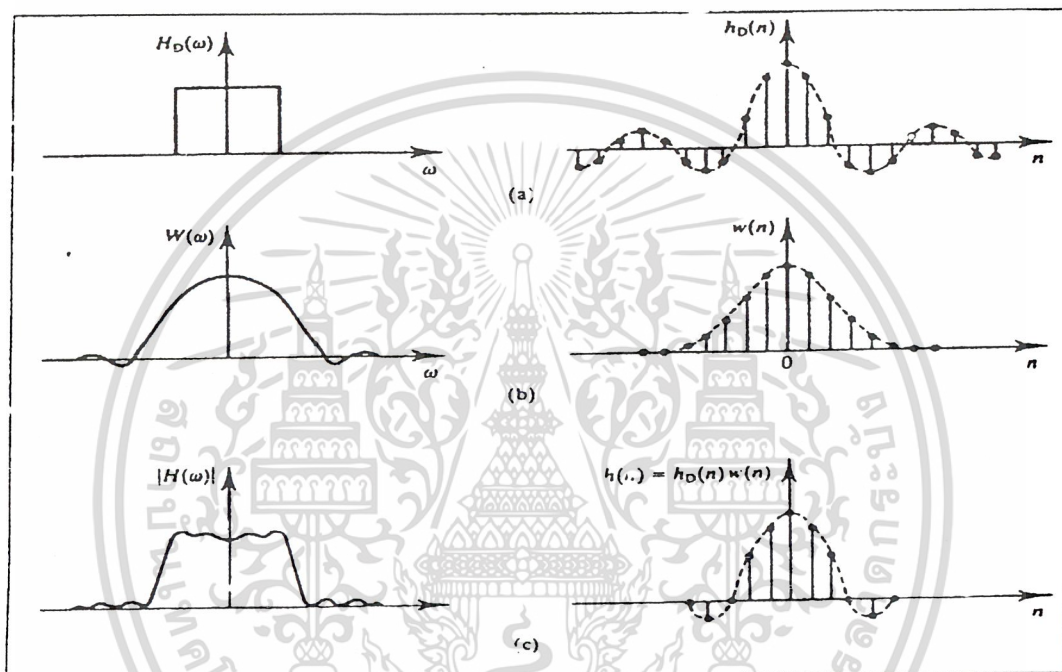
รูปที่ 4.2 แสดงผลการตอบสนองของความถี่

- (a) สัมประสิทธิ์ 13 ตัว
- (b) สัมประสิทธิ์ 25 ตัว
- (c) สัมประสิทธิ์เป็นอนันต์

เพื่อให้ผลการตอบสนองความถี่มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองความถี่ในทางอุดมคติ จึงได้มีการค้นคิดวิธีการแก้ปัญหาโดยการนำสัมประสิทธิ์ $h_p(n)$ มาคูณกับสัมประสิทธิ์อีกตัวหนึ่ง สัมประสิทธิ์ตัวนี้ก็คือ $w(n)$ ผลที่ได้จากการคูณจะเป็นสัมประสิทธิ์ตัวใหม่หรือ $h(n)$ ซึ่งการหาสัมประสิทธิ์ $h(n)$ นี้เรียกว่า การหาโดยใช้ฟังก์ชันของวินโดว์ (Window) สมการของ $h(n)$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.5)

$$h(n) = h_D(n) \cdot w(n) \quad (4.5)$$

ค่าของ $w(n)$ สามารถหาได้หลายวิธีขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ ซึ่งแต่ละวิธีจะให้ผลการตอบสนองความถี่ที่แตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงผลการตอบสนองความถี่ด้วยฟังก์ชันของวินโดว์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้สมการที่ใช้หาค่า $w(n)$ ของแต่ละวิธียังแตกต่างกันดังต่อไปนี้
 เรคแทนกูลาร์วินโดว์ (Rectangular window)

$$w(n) = 1 \quad (4.6)$$

ฮานนิงวินโดว์ (Hanning window)

$$w(n) = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (4.7)$$

แฮมมิงวินโดว์ (Hamming window)

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (4.8)$$

แบลคแมนวินโดว์ (Blackman window)

$$w(n) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) \quad (4.9)$$

ไคเซอร์วินโดว์ (Kaiser window)

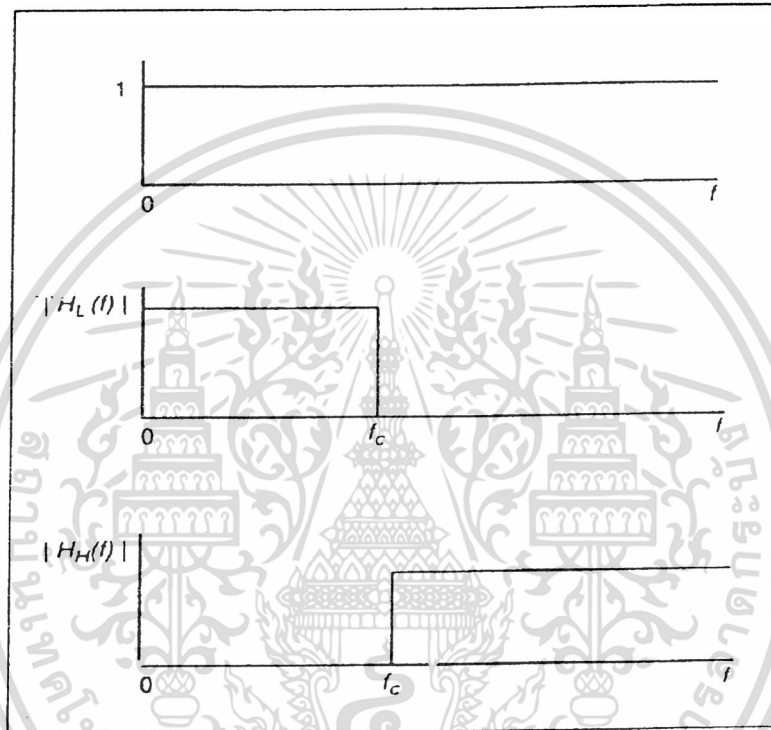
$$w(n) = \frac{I_0\left[\beta \sqrt{1 - \left(1 - \frac{2n}{N-1}\right)^2}\right]}{I_0[\beta]} \quad (4.10)$$

I_0 เป็นค่าจากฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) อันดับที่ 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่าน, ช่วงความถี่ผ่าน, ช่วงความถี่หยุดแบบเอพ็ไออาร์

4.2.1 ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High pass Filter) ในการออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่าน จะทำโดยการนำผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองออลพาส (All pass filter) ลบด้วยผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงกราฟตอบสนองความถี่ของออลพาสฟิลเตอร์, โลพาสฟิลเตอร์, ไฮพาสฟิลเตอร์

และในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่สูงสามารถหาได้จากสมการ

$$h_D(n)_{high} = \delta(n) - h_D(n)_{low} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2 การออกแบบไฮพาสฟิลเตอร์โดยใช้ฟังก์ชันของวินโคร์แบบเรคแทนกูลเร่ กำหนดให้ความถี่คัทออฟมีค่า 1.75 KHz, ความถี่แซมปิ้งมีค่า 8 KHz จำนวนลำดับเท่ากับ 53

$$f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{1.75 \text{ KHz}}{8 \text{ KHz}} = 0.21875$$

$$h_D(n) = \frac{\sin(2\pi fn)}{n\pi}$$

$$n = 0; h_D(n) = \delta(n) - (2 \times f) = 1 - (2 \times 0.21875) = -0.5625$$

$$n = 1; h_D(1) = \delta(1) - \frac{\sin(2\pi \times 0.21875)}{\pi} = 0 - 0.31219$$

$$h_D(1) = -0.31219 = h_D(-1)$$

$$n = 2; h_D(2) = \delta(2) - \frac{\sin(2 \times 2\pi \times 0.21875)}{\pi} = -0.06012$$

$$h_D(2) = -0.06012 = h_D(-2)$$

$$n = 26; h_D(26) = \delta(26) - \frac{\sin(26 \times 2\pi \times 0.21875)}{\pi} = -0.01131$$

$$h_D(26) = -0.01131 = h_D(-26)$$

ทำตัวกรองให้เป็นcausal ทำโดยบวก n ทุกตัวด้วย 26 ทำให้ n เปลี่ยนจากช่วง -26 ถึง 26 มาเป็นช่วง 0 ถึง 52 จะได้สัมประสิทธิ์ของตัวกรองควมถี่สูงผ่านเอฟไฮอาร์แบบเรคแทนกูลเร่วินโคร์ที่มีความถี่คัทออฟ 1.75 KHz, ความถี่แซมปิ้งมีค่า 8 KHz, $N = 53$ ดังต่อไปนี้

$$h(0) = h(52) = 0.01131$$

$$h(1) = h(51) = -0.00248$$

$$h(2) = h(50) = -0.01326$$

$$h(3) = h(49) = -0.00270$$

$$h(4) = h(48) = 0.01337$$

$$h(5) = h(47) = -0.00842$$

$$h(6) = h(46) = -0.01125$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h(7) = h(45) = -0.01393$$

$$h(8) = h(44) = 0.00677$$

$$h(9) = h(43) = 0.01836$$

$$h(10) = h(42) = 0.300$$

$$h(11) = h(41) = -0.02081$$

$$h(12) = h(40) = -0.00870$$

$$h(13) = h(39) = 0.02036$$

$$h(14) = h(38) = 0.01876$$

$$h(15) = h(37) = -0.01608$$

$$h(16) = h(36) = -0.02941$$

$$h(17) = h(35) = 0.00690$$

$$h(18) = h(34) = 0.03979$$

$$h(19) = h(33) = 0.00887$$

$$h(20) = h(32) = -0.04901$$

$$h(21) = h(31) = -0.03537$$

$$h(22) = h(30) = 0.05627$$

$$h(23) = h(29) = 0.08822$$

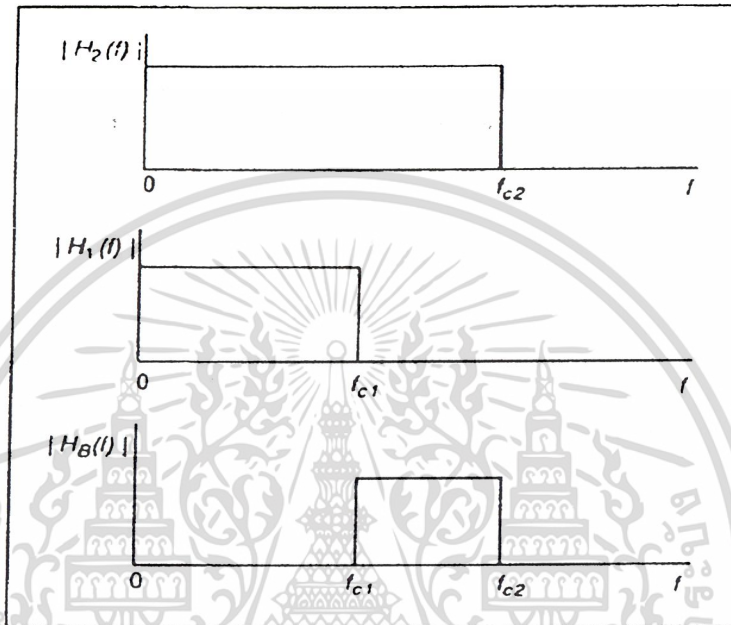
$$h(24) = h(28) = -0.06091$$

$$h(25) = h(27) = -0.31219$$

$$h(26) = h(26) = 0.56250$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน (Band pass filter) ในการออกแบบตัวกรองช่วงความถี่ผ่านแบบเอพไออาร์ จะทำโดยนำเอาผลการตอบสนองความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน 2 ความถี่มาลบกันดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงกราฟผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองคว เมถี่ต่ำผ่าน 2 ความถี่ และกราฟผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่ผ่าน

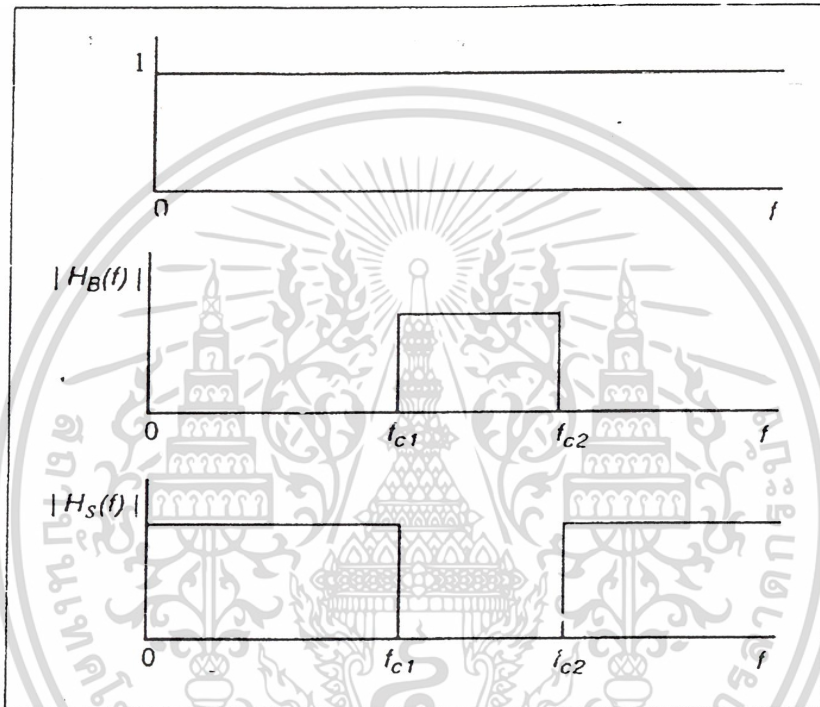
และในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองช่วงความถี่ผ่านสามารถหาได้จากสมการ

$$h_D(n)_{Band} = h_D(n)_{fc2} - h_D(n)_{fc1} \quad (4.12)$$

$$h_D(n)_{Band} = \frac{\sin(2\pi f_{c2} n)}{n\pi} - \frac{\sin(2\pi f_{c1} n)}{n\pi} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ตัวกรองช่วงความถี่หยุด (Band Stop Filter) สามารถกระทำได้โดยนำผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองออลพาสลบด้วยผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองช่วงความถี่ผ่านดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงผลตอบสนองของตัวกรองออลพาส, ช่วงความถี่ผ่าน, และช่วงความถี่หยุด

ในการหาค่าประสิทธิของตัวกรองช่วงความถี่หยุดสามารถหาได้จากสมการ

$$h_D(n) = \delta(n) - [h_D(n)_{f_{c2}} - h_D(n)_{f_{c1}}] \quad (4.14)$$

$$h_D(n) = \delta(n) - \left[\frac{\sin(n \times 2\pi f_2)}{n\pi} - \frac{\sin(n \times 2\pi f_1)}{n\pi} \right] \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบโปรแกรมที่ใช้ในการทดลอง

สำหรับในส่วนของการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านเอพไออาร์ ในที่นี้ได้เลือกใช้ ฟังก์ชันวินโดว์แบบแฮมมิง

4.3.1 ออกแบบวงจรความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) แบบเอพไออาร์โดยใช้ฟังก์ชันของ วินโดว์แบบแฮมมิงกำหนดให้มีความถี่คutoff $f_c = 0.03$ Hz, ความถี่แซมปิ้ง $f_s = 10$ KHz จำนวน ลำดับเท่ากับ 45 Order

$$f = \frac{f_c}{f_s} = \frac{0.03}{10 \times 10^3} = 3 \times 10^{-6} \text{ Hz}$$

$$h_D(n) = \frac{\sin 2\pi f n}{n\pi}$$

$$n = 0; h_D(0) = 2 \times f = 6 \times 10^{-6}$$

$$n = 1; h_D(1) = \frac{\sin(2\pi \times 3 \times 10^{-6} \times 1)}{\pi} = 2.094395102 \times 10^{-7}$$

$$n = 2; h_D(2) = \frac{\sin(2\pi \times 3 \times 10^{-6} \times 2)}{2\pi} = 1.047197551 \times 10^{-7}$$

$$n = 44; h_D(44) = \frac{\sin(2\pi \times 3 \times 10^{-6} \times 44)}{44\pi} = 1.047197557 \times 10^{-7}$$

ฟังก์ชันหน้าต่างแบบแฮมมิง

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$$

ทำการแทนค่า $n=0$ จนถึง $n=44$ และ N คือ จำนวน Order ก็จะได้ค่า $w(n)$ แล้วนำไป Convolution กับค่า $h_D(n)$ จะได้ $h(n)$

$$H[0] = 4.8 \times 10^{-7} = H[44]$$

$$H[1] = 5.080929 \times 10^{-7} = H[43]$$

$$H[2] = 5.917994 \times 10^{-7} = H[42]$$

$$H[3] = 7.294158 \times 10^{-7} = H[41]$$

$$H[4] = 9.181404 \times 10^{-7} = H[40]$$

$$H[5] = 1.154131 \times 10^{-6} = H[39]$$

$$H[6] = 1.432585 \times 10^{-6} = H[38]$$

$$H[7] = 1.747832 \times 10^{-6} = H[37]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H[8] = 2.093455e-06 = H[36]$$

$$H[9] = 2.462418e-06 = H[35]$$

$$H[10] = 2.847211e-06 = H[34]$$

$$H[11] = 3.240000e-06 = H[33]$$

$$H[12] = 3.632789e-06 = H[32]$$

$$H[13] = 4.017582e-06 = H[31]$$

$$H[14] = 4.386545e-06 = H[30]$$

$$H[15] = 4.732169e-06 = H[29]$$

$$H[16] = 5.047415e-06 = H[28]$$

$$H[17] = 5.325869e-06 = H[27]$$

$$H[18] = 5.561860e-06 = H[26]$$

$$H[19] = 5.750584e-06 = H[25]$$

$$H[20] = 5.888201e-06 = H[24]$$

$$H[21] = 5.971907e-06 = H[23]$$

$$H[22] = 6.000000e-06 = H[22]$$

จากนั้นนำค่า $h(n)$ ที่ได้ใส่ไว้ในส่วนของโปรแกรม Low pass filter

4.3.2 ออกแบบวงจรความถี่สูงผ่าน (High pass filter) แบบเอฟโฟลทอร์ โดยใช้ฟังก์ชันของวินโดว์แบบแฮมมิ่งกำหนดให้มีความถี่คัทออฟ $f_c = 0.03$ Hz, ความถี่แซมปลิง $f_s = 10$ KHz จำนวนลำดับเท่ากับ 45 Order

จากสมการของ FIR $h(n) = h_D(n) * w(n)$

โดยที่ $h_D(n) = \frac{\sin(2\pi f n)}{n\pi}$

และ $w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$

ในการทำ High pass โดยการนำ All pass – Low pass จะได้จากสูตร

$$h_D(n)_{high} = \delta(n) - h_D(n)_{low}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = 0; h_D(0) = \delta(0) - (2 \times f) = 1 - (2 \times 3 \times 10^{-6}) = 0.999994$$

$$n = 1; h_D(1) = \delta(1) - \frac{\sin(2\pi \times 3 \times 10^{-6})}{\pi} = -1.047197551 \times 10^{-7} = h_D(-1)$$

$$n = 2; h_D(2) = \delta(2) - \frac{\sin(2\pi \times 2 \times 3 \times 10^{-6})}{2\pi} = -2.908882087 \times 10^{-10} = h_D(-2)$$



$$n = 44; h_D(44) = \delta(44) - \frac{\sin(2\pi \times 44 \times 3 \times 10^{-6})}{44\pi} = -2.908882087 \times 10^{-7} = h_D(-44)$$

เลือกใช้ฟังก์ชันหน้าต่างแบบแฮมมิง

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$$

ทำการแทนค่า $n=0$ จนถึง $n=44$ และ N คือ จำนวน Order ก็จะได้ค่า $w(n)$ แล้วนำไป Convolution กับค่า $h_D(n)$ จะได้ $h(n)$

$$H[0] = -4.800000e-07 = H[44]$$

$$H[1] = -5.080929e-07 = H[43]$$

$$H[2] = -5.917994e-07 = H[42]$$

$$H[3] = -7.294158e-07 = H[41]$$

$$H[4] = -9.181404e-07 = H[40]$$

$$H[5] = -1.154131e-06 = H[39]$$

$$H[6] = -1.432585e-06 = H[38]$$

$$H[7] = -1.747832e-06 = H[37]$$

$$H[8] = -2.093455e-06 = H[36]$$

$$H[9] = -2.462418e-06 = H[35]$$

$$H[10] = -2.847211e-06 = H[34]$$

$$H[11] = -3.240000e-06 = H[33]$$

$$H[12] = -3.632789e-06 = H[32]$$

$$H[13] = -4.017582e-06 = H[31]$$

$$H[14] = -4.386545e-06 = H[30]$$

$$H[15] = -4.732169e-06 = H[29]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H[16] = -5.047415e-06 = H[28]$$

$$H[17] = -5.325869e-06 = H[27]$$

$$H[18] = -5.561860e-06 = H[26]$$

$$H[19] = -5.750584e-06 = H[25]$$

$$H[20] = -5.888201e-06 = H[24]$$

$$H[21] = -5.971907e-06 = H[23]$$

$$H[22] = 9.999940e-01 = H[22]$$

จากนั้นนำค่า $h(n)$ ที่ได้ใส่ไว้ในส่วนของโปรแกรม high pass filter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

เนื่องจากโครงงานนี้ได้ทำการออกแบบวงจรกรองชนิดต่างๆ ซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองได้ เช่น การเปลี่ยนชนิดของตัวกรอง การเปลี่ยนความถี่คัตออฟ และอื่นๆ ซึ่ง การทดลองจะแบ่งออกเป็นส่วน 3 ส่วน คือ

1. การทดสอบโปรแกรมที่ออกแบบ
2. การเขียน โปรแกรมลงใน Chip DSP เพื่อดูผลการตอบสนองต่อสัญญาณจริงๆ
3. การ Simulation ดูผลการตอบสนองจากระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่สามารถทำการแยกชิ้นทีละชิ้นออกจากสัญญาณผสมได้

5.1 Frequency Response Of Analog Interface Chip

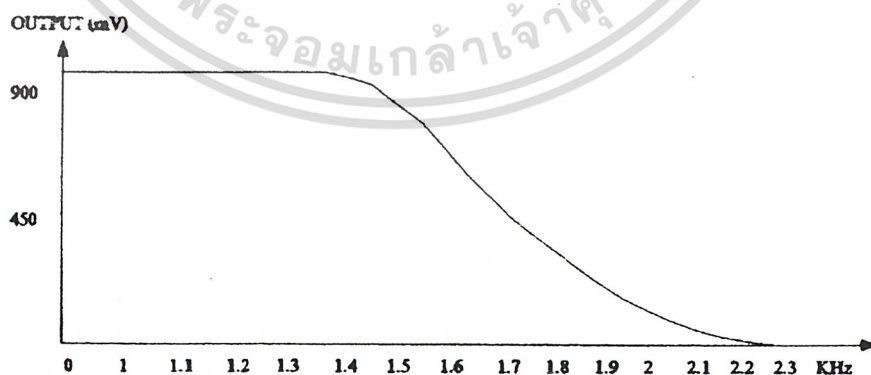
ก่อนทำการเขียน โปรแกรมลงใน Chip DSP เพื่อให้ทำงานเป็น Filter และทำการวิเคราะห์ผลตอบสนองในรูปแบบต่างๆ เราต้องทราบว่าที่ภาคสุดท้ายของ Digital To Analog Converter ใน IC Analog Interface (TLC32040AIC) จะมี Low-pass Filter อยู่ ทำให้การวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ Filter ที่เราทำการออกแบบเกิดการผิดพลาดได้ ดังนั้น เราต้องหาผลตอบสนองทางความถี่ของ Filter ตัวนี้เสียก่อน

โดยความถี่ Sampling จะไม่มีผลต่อ Low-pass Filter เพราะเราจะเปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าใน Register A,B ซึ่งไม่มีผลต่อการตอบสนองต่อความถี่ของ Low-pass Filter (Switch Capacitor Filter) เพราะ Clock ที่ใช้ในส่วนนี้จะมาจากการหาร Master Clock กับค่าใน Register A,B (ดูรายละเอียดการทำงานของ TLC32040 Interface Analog จาก TLC32040 Single Supply Analog Interface Circuit Data Manul) จากนั้นทำการรันโปรแกรม แล้วเก็บค่าผลตอบสนองที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งจะได้ดังตารางข้างล่าง โดย Amplitude ของ Output เท่ากับ 1.00 โวลท์

ตารางที่ 5.1 การตอบสนองความถี่

Frequency (KHz)	Amplitude (Output (mV))
1	960
1.1	960
1.2	960
1.3	960
1.4	960
1.5	840
1.6	760
1.7	560
1.8	400
1.9	280
2.0	200
2.1	80
2.2	40
2.3	20

จากตารางสามารถ Plot graph ได้ดังนี้



รูปที่ 5.1 กราฟแสดงการตอบสนองความถี่

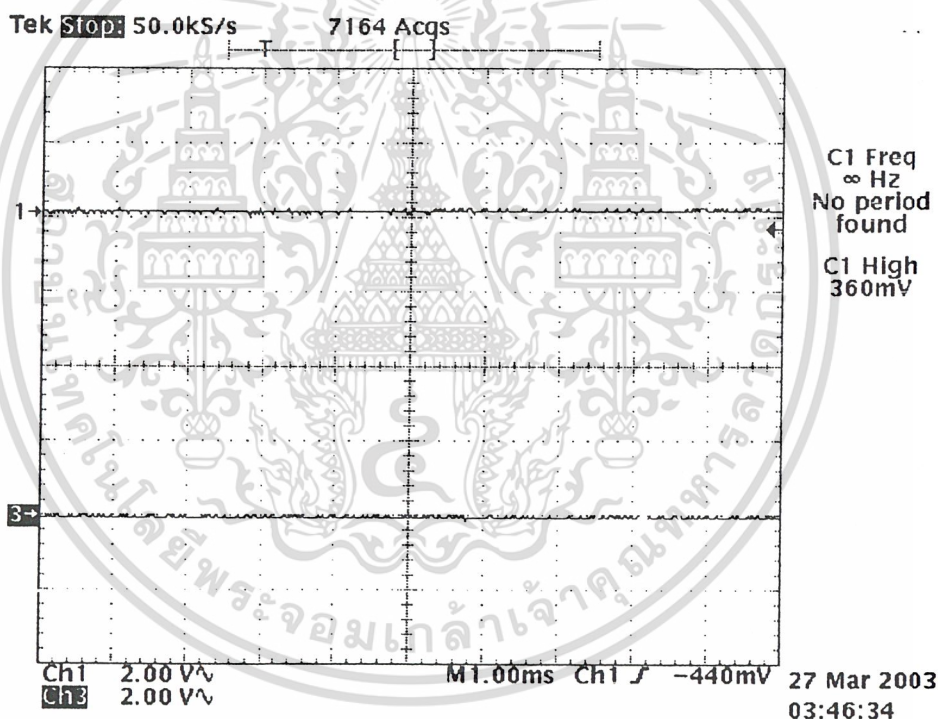
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟจะเห็นว่าความถี่ Cutoff ของ Low – Pass Filter จะอยู่ที่ 1.5 KHz ซึ่งเป็นผลการตอบสนองของบอร์ดที่มีต่อโปรแกรมที่เขียน เวลาทดลองจะต้องอยู่ในช่วงไม่เกินความถี่นี้ อีกอย่างคือ การตอบสนองเชิง Phase ของบอร์ด ซึ่งสามารถแสดงโดยรูปของการตอบสนองที่ความถี่ต่างๆ

5.2 การทดสอบโปรแกรมที่ออกแบบ

ในขั้นตอนนี้จะทำการทดสอบโปรแกรมที่ออกแบบทั้ง lowpass filter และ highpass filter ว่าเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่ ซึ่งทำการทดลองเหมือนกันดังนี้

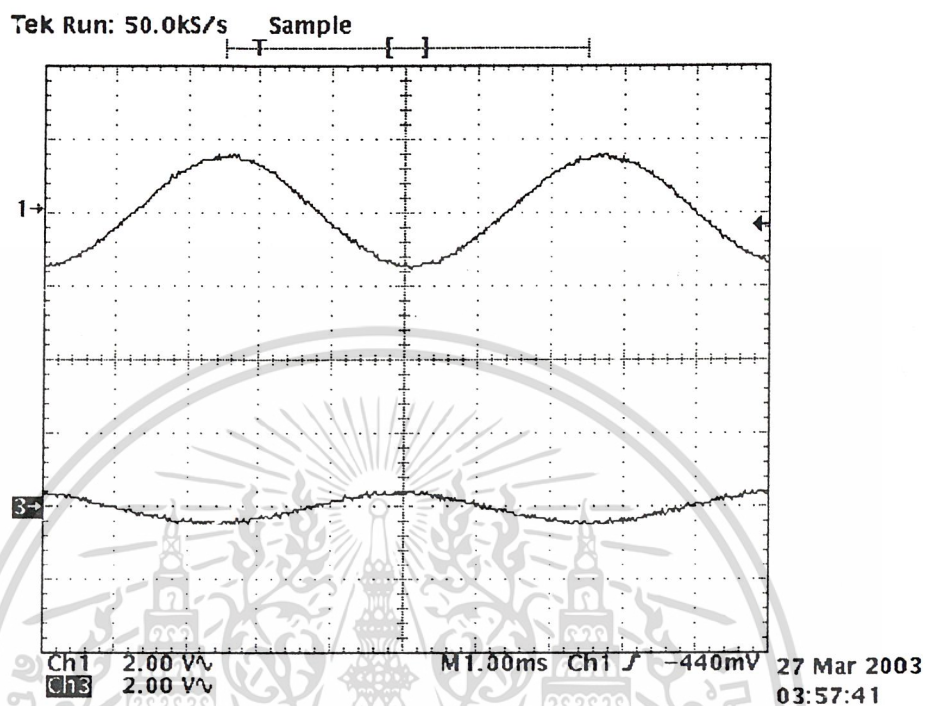
จ่ายสัญญาณเข้าไปยังบอร์ดประมวลผลจากนั้นสั่งรันโปรแกรมซึ่งขั้นตอนแรกควรทดสอบ ผลตอบสนองของบอร์ดประมวลผล โดยให้สัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ จะได้สัญญาณดังรูปที่ 5.2



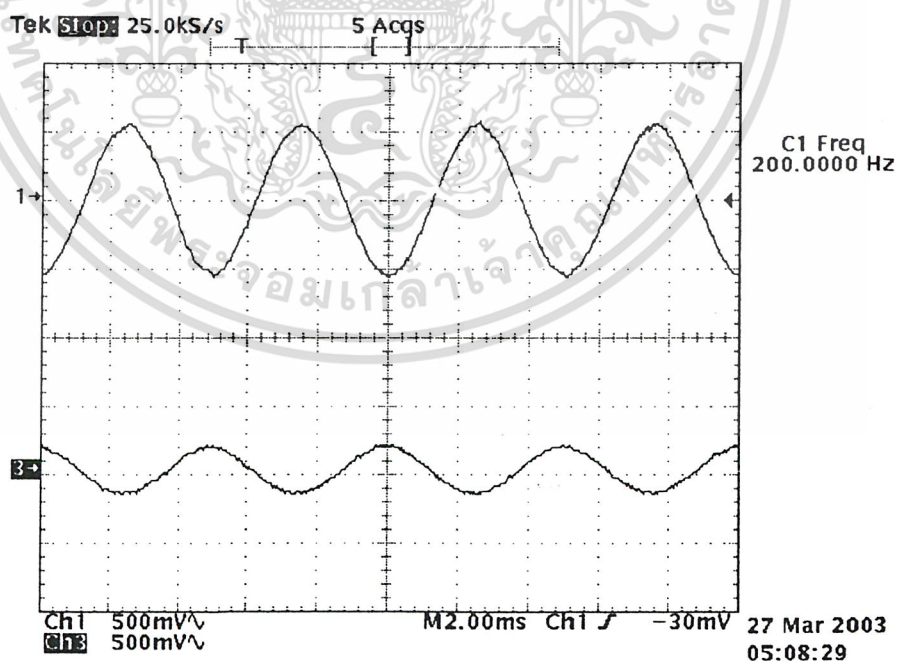
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณที่อินพุตเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจึงเพิ่มความถี่ ขึ้น ไปเรื่อยๆ รูปสัญญาณที่เริ่มปรากฏและถึงจุดคัทออฟ

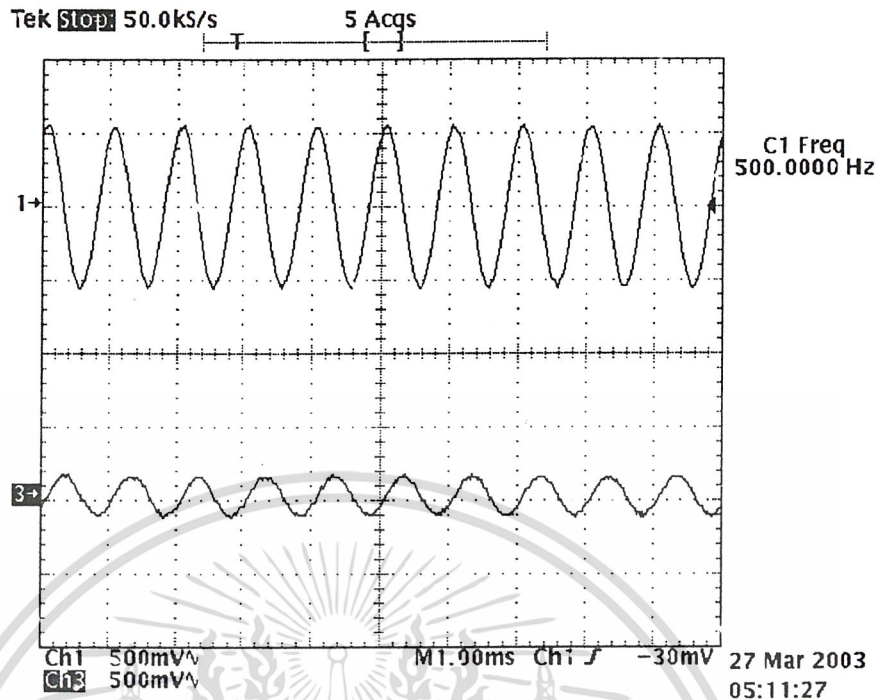


รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณที่ความถี่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณที่เพิ่มความถี่ 200 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณที่เพิ่มความถี่ 500 Hz

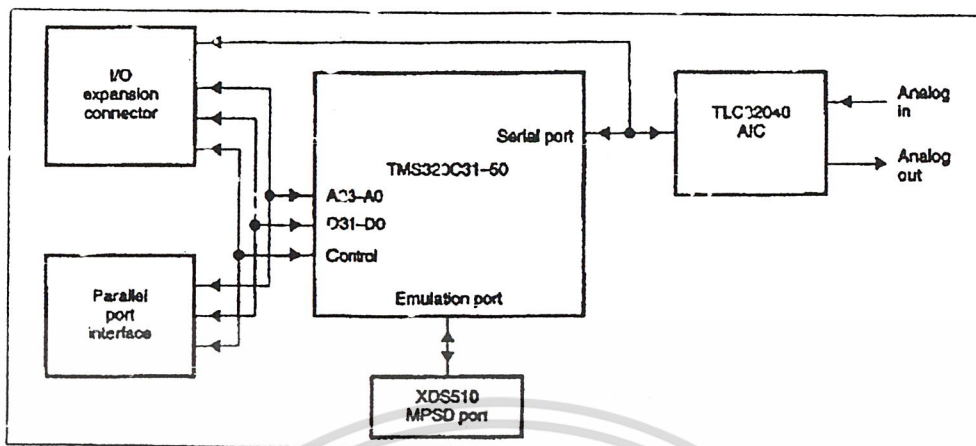
5.3 Board TMS320C3x DSP Starter Kit

มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

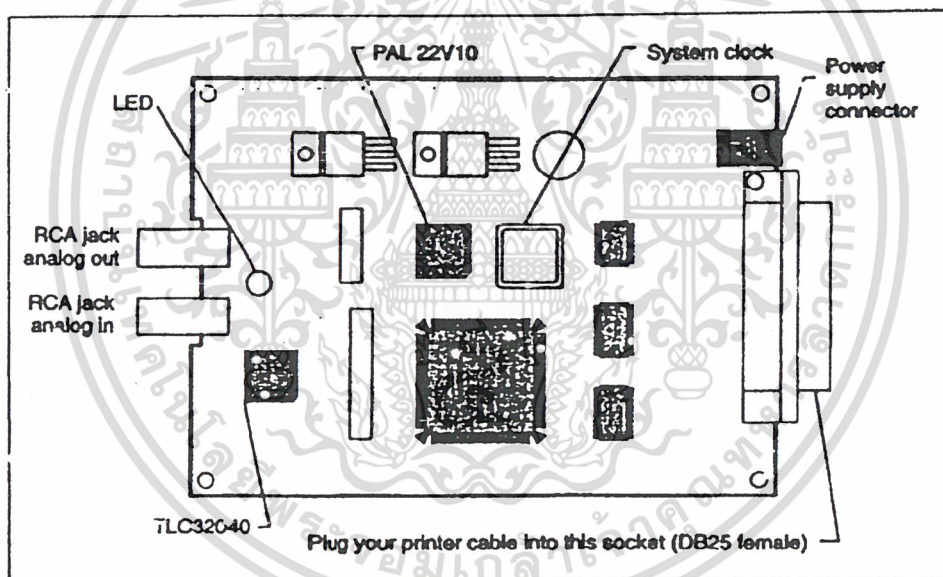
1. ใช้ตัวประมวลผลแบบจุดทศนิยมลอย (Floating – Point Processor) TMS 320C31
2. 40- ns instruction cycle time, 50 MFLOPS (Million Floating- Point Operation Per Second), 25 MIPS (Million Instruction Per Second)
3. เชื่อมต่อกับเครื่องคอมพิวเตอร์ผ่าน Paraller Port
4. ใช้ Chip TLC32040 A/D 14 Bit และ D/A สามารถกำหนดความถี่แซมปิ้งได้สูงสุด 20 kHz
5. ทางด้าน Input ของ A/D มีตัวกรองความถี่เพื่อป้องกันเกิดการเคลือบแฝง (Aliasing) และทางด้าน Output ของ D/A มีตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อปรับสัญญาณให้เรียบ (Filter D/A เรียกว่า Re-construction Filter)
6. ใช้ไฟเลี้ยงประมาณ 7- 10 Volt

ข้อควรระวัง A/D สามารถรับแรงดันสูงสุดได้ไม่เกิน ± 3 Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 TMS320C3x DSP Starter Kit Block Diagram



รูปที่ 5.7 บอร์ด TMS320C3x DSP Starter Kit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การติดตั้ง Board TMS320C3x DSP Starter Kit

กระทำตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ติดตั้งโปรแกรม TMS320C3x Software tool ลง Hard disk
2. ต่อ Board TMS320C3x DSP Starter Kit เข้ากับเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ทาง Parallel Port
3. ต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับ Board TMS320C3x DSP Starter Kit
4. Run โปรแกรม DSK3D เพื่อติดต่อกับบอร์ด TMS320C3x DSP Starter Kit

C:\c3xtools\dsk3d

ถ้าคอมพิวเตอร์สามารถติดต่อกับบอร์ด TMS320C3x DSP Starter Kit ได้จอภาพของคอมพิวเตอร์จะแสดงหน้าจอของ Debugger ดังรูปที่ 5.8 และ LED ที่อยู่บนบอร์ดจะติดสีเขียวและสีแดงสลับกัน และถ้าติดต่อไม่ได้จะแสดงข้อความดังรูปที่ 5.9

The screenshot shows the TMS320C3x DSK Debugger interface. It is divided into several sections:

- DISASSEMBLY:** Shows assembly instructions with addresses from 809800 to 80980e. The instruction at 809803 is labeled 'Default_'. The instruction at 80980a is 'MPYF3 R4,R2,R0 || ADDF3 *AR0++,(IR'. The instruction at 80980e is 'MPYF3 *+AR1(1),R3,R0 || ADDF3 R4,|'.
- CPU REGISTERS:** Lists registers PC, F0-F7, AR0-AR7, IR0, ST, RS, OP, IE, IOF, SP, F1-F5, AR1-AR5, RC, RE, BK, IF, and _dT with their current values.
- COMMAND:** Shows the debugger's startup text: '>|TMS320C3x DSK Debugger', 'Texas Instruments Incorporated', '(C)Copyright 1996', 'DSK3 version 1.18', 'The Leader In DSP Solutions', and 'CMD> TMS320C3x DSK Ready_'. Below this is a table of memory addresses and values.
- MEMORY:** A table with columns for address, hex value, and decimal value. The first row is 809800, 00000040, 00000063, 00542904, 090i4020.

At the bottom of the window, there is a status bar with keys: F1Help F2REG40 F3FLOAT F4Src F5Run F6DisBP F7ClrAll F8SStep F9Grow F10FStep

รูปที่ 5.8 Debugger Display ของ Board TMS320C3x DSP Starter Kit

```

[ ] TESTING TMS320C3x DSK RESET AT PORT 0x278 (LPT2)
>>>> HPACK did not respond (go low) to HPSTB falling (check LPT and power)
SELECT: 1) LPT1 0x378 (alternate LPT2)
        2) LPT2 0x278 (alternate LPT3)
        3) LPT3 0x38C (alternate LPT1)
        H) More help

CHECK: TARGET POWER (LED IS RED OR GREEN)
       LPTx PORT SELECTION
       I/O CONNECTIONS AND CABLES
       POWER CONSERVATION SOFTWARE (LAPTOPS)
       AUTOEXEC.BAT CONFIG.SYS AND BIOS
       DAUGHTER CARDS
-----
IF THE LED IS CYCLING R-Y-G THE KERNEL HAS LOADED

The LPTx name or handle that is assigned to a port address depends on
the operating system. The DSK uses standard port conventions so you may
need to use a different port name to get the correct port address.
The systems LPT cross reference table is given below

SYSTEM TABLE LOCATED AT      LPT1 @0x378
RAM ADDRESS 0000:0400        LPT2 @0x000
                              LPT3 @0x000

```

รูปที่ 5.9 ข้อความที่เครื่องแสดง กรณีที่คอมพิวเตอรืติดต่อกับ

Board TMS320C3x DSP StarterKit ไม่ได้

หน้าต่างของโปรแกรม Debugger จะถูกแบ่งออกเป็น 4 ส่วนดังรูปที่ 5.10 คือ

- Disassembly window ใช้โปรแกรมแสดงเป็นภาษา Assembly พร้อมกับแสดงตำแหน่งของโปรแกรมและ Op-code
- Register window ใช้แสดงค่า Register ที่อยู่ภายใน TMS320C3x
- Memory window ใช้แสดงค่าในหน่วยความจำของ TMS320C3x
- Command window ใช้สำหรับรับคำสั่งจาก User

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The screenshot displays a debugger interface with two main panes: DISASSEMBLY and REGISTER. The DISASSEMBLY pane shows assembly code for a program named 'C31_DSP_STARTERS_KIT'. The REGISTER pane shows the state of various registers, including PC, R0-R7, AR0-AR7, TR0, ST, RS, DP, and IE.

DISASSEMBLY		REGISTER	
Address	Code	Register	Value
809c03	50700080 start LDIW 00080h,DP	PC	00009c03
809c04	08349c20 LDI 808c2c,SR	R0	00000000
809c05	07608000 LDF 0,000000e+00,R0	R2	00000000
809c06	c610c1c0 LDI *AR0,R0	R4	C0000000
809c07	c610c1c0 LDI *AR0,R0	R6	00000000
809c08	08600100 LDI 256,R0	AR0	00000000
809c09	09a09c00 LSH 809c00h,R0	AR2	00000000
809c0a	61809c0e BRD jump	AR4	00000000
809c0b	07618000 LDF 0,000000e+00,R1	AR6	00000000
809c0c	07528000 LDF 0,000000a+00,R2	TR0	00000000
809c0d	07610000 LDF 1,000000e+00,R3	ST	00000000
809c0e	07640000 jump LDF 1,000000e+00,R4	RS	00000000
809c0f	087b0000 loop LDI 2,R0	DP	00000000
809c10	54809c1a RTE block	IE	00000000
809c11	02640001 ADDL 1,R4		

COMMAND		MEMORY	
Address	Code	Address	Value
809800	00000007 ffffffff	00809802	00809827
809804	0080982c	00809832	0080983c
809808	00809843	00809842	00809868
80980c	008098a9	10800000	0f350000
809810	0f200000	0f320000	0f280000
809814	1a770004	6a050006	628098a9

Command line: Texas Instruments: 1994
load tests

Footer: F1 Help F2:REG40 F3:FLOAT F4:srcd F5:Run F6:DispBP F7:ClrAll F8:Step F9:Grow F10:FStep

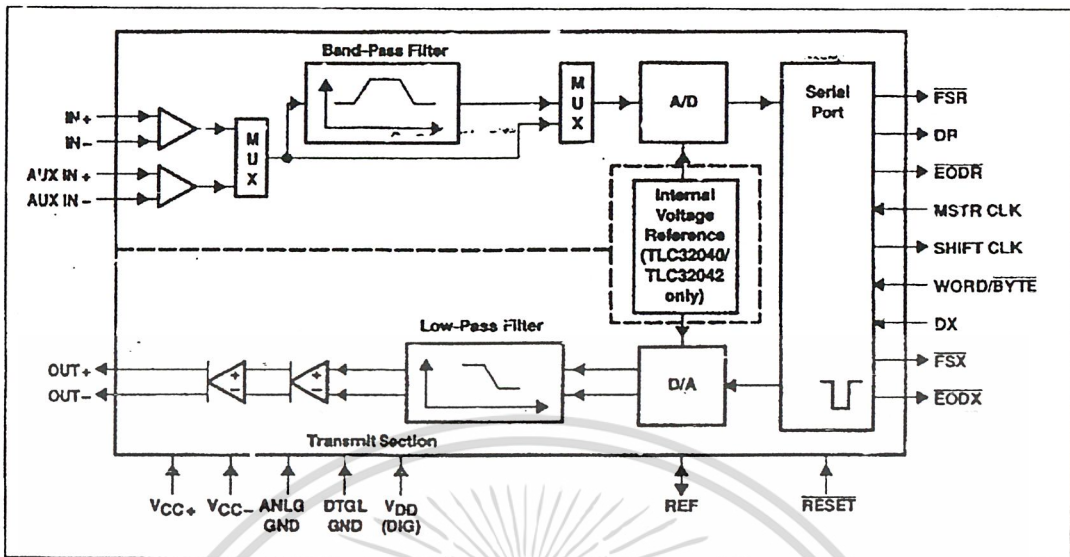
รูปที่ 5.10 การแบ่งส่วนต่างๆของ Debugger window

รายละเอียดการใช้ Debugger window สามารถดูได้จาก Help ทำโดยกด Function F1

5.5 TLC 32040 ANALOG INTERFACE CIRCUITS

บอร์ด TMS320C3x ได้ใช้ Chip TLC32040 ทำหน้าที่เป็น Analog interface (ทำหน้าที่เป็น A/D และ D/A) มี ไคอะแกรม ดังรูปที่ 5.11 และมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

- 14 – Bit Dynamic Range A/D & D/A 2s Complement format
- กำหนดอัตราสุ่มได้สูงสุด 19,200 Sample pre second
- ทางด้าน Input มี Antialiasing Fiter ส่วนทางด้าน Output มี Reconstruction Filter
- ลักษณะการ รับ/ส่งข้อมูลเป็นอนุกรมแบบซิงโครไนซ์ (Synchronous) หรือแบบ อะซิงโครไนซ์(Asynchronous)



รูปที่ 5.11 Diagram ของ TLC32040 Analog Interface

ตัวอย่างส่วนของ A/D และ D/A ของ TLC32040 สามารถกำหนดได้จากค่า Master Clock (MSTR CLK), ค่าใน Register A (เฉพาะ Bit ที่ 2-7 แทนด้วย RB และ Bit ที่ 9-14 แทนด้วย TB) แสดงดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 Control Register ของ TLC32040

secondary DX serial communication protocol

$x\ x\ \leftarrow\ \text{to TA register} \rightarrow\ x\ x\ \leftarrow\ \text{to RA register} \rightarrow\ $	0 0	d13 and d6 are MSBs (unsigned binary)
$x\ \leftarrow\ \text{to TA' register} \rightarrow\ x\ \leftarrow\ \text{to RA' register} \rightarrow\ $	0 1	d14 and d7 are 2's complement sign bits
$x\ \leftarrow\ \text{to TB register} \rightarrow\ x\ \leftarrow\ \text{to RB register} \rightarrow\ $	1 0	d14 and d7 are MSBs (unsigned binary)
$x\ x\ x\ x\ x\ x\ x\ x\ d7\ d6\ d5\ d4\ d3\ d2\ 1\ 1$		
<div style="text-align: center;"> ← Control → ← Register → </div>		d2 = 0/1 deletes/inserts the bandpass filter d3 = 0/1 disables/enables the loopback function d4 = 0/1 disables/enables the AUX IN+ and AUX IN- pins d5 = 0/1 asynchronous/synchronous transmit receive sections d6 = 0/1 gain control bits (see gain control section) d7 = 0/1 gain control bits (see gain control section)

Register A และ Register B เป็น Register ขนาด 16 Bit แต่ละ Bit มีการใช้งานดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 รายละเอียดภายในของ Register A และ Register B

Register A		Register B	
Bits 0-1	0,0	Bits 0-1	C,1
Bits 2-7	RA	Bits 2-7	RB
Bits 7-8	don't care (x)	Bits 8	0,1 don't care (x)
Bits 9-13	TA	Bits 9-14	TB
Bits 14-15	don't care (x)	Bits 15	0,1 don't care (x)

ในการคำนวณหาอัตราส่วนของ A/D และ D/A ทำได้โดยใช้สมการ ที่ (5.1) ถึง (5.4)

$$MCLK = \frac{CLKIN}{8} \quad (5.1)$$

$$SCF = \frac{MCLK}{2TA} \quad (5.2)$$

$$F_s = \frac{MCLK}{2TATB} \quad (5.3)$$

$$BW = 3600 \frac{SCF_{NEW}}{SCF_{SET}} \quad (5.4)$$

เมื่อ MCLK คือ Master Clock

CLKIN คือ Clock input ซึ่งถูกส่งมาจาก Chip 320C31 มีค่า 50 MHz

SCF คือ Switched – capacitor filter frequency เป็นตัวแปรที่ใช้กำหนด

Bandwidth ของ Chip TLC32040 ซึ่งที่ SCF เท่ากับ 288 KHz จะมี Bandwidth เท่ากับ 3600

ตัวอย่างการออกแบบ ต้องการความถี่แซมปีง 8 KHz ค่า TA หาได้จากค่าสมการที่ (5.2)

$$TA = \frac{MCLK}{2SCF} = \frac{6.25MHz}{2(288kHz)} = 10.85$$

$$TA = 11 = (0.1011)_B$$

ค่า TB หาได้จากสมการที่ (5.3)

$$TB = \frac{MCLK}{2(TA)(F_s)} = \frac{6.25MHz}{2(11)(8kHz)} = 35.51$$

$$TB = 36 = (100100)_B$$

จะเห็นได้ว่าค่า TA และ TB ที่คำนวณได้นั้นจำเป็นต้องปัดให้เป็นจำนวนเต็มทั้งนี้เพราะว่า Register A และ Register B ไม่สามารถใส่ค่าทศนิยมได้ดังนั้นจะทำให้ค่า SCF, Bandwidth และค่าความถี่แซมปีงคลาดเคลื่อนไปจากที่กำหนดดังนี้

$$SCF_{Actual} = \frac{MCLK}{2TA} = \frac{6.25MHz}{2(11)}$$

$$SCF_{Actual} = 284.09MHz$$

$$BW_{Actual} = 3.6kHz \frac{SCF_{Actual}}{288kHz} = 3.6kHz \frac{284.09kHz}{288kHz}$$

$$BW_{Actual} = 3.551kHz$$

$$F_s = \frac{MCLK}{2(TA)(TB)} = \frac{6.25MHz}{2(11)(36)}$$

$$F_s = 7.891kHz$$

ดังนั้นค่าที่จะต้องใส่ลงใน Register A และ Register B แสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และสำหรับที่ความถี่แซมปีงอื่นๆค่า Register A และ Register B แสดงได้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ค่า Register A และ Register B ที่ความถี่แซมปิ้ง 8 kHz

Register A	00 01011 00 01011 00 xx TA xx RA	→	0x162C
Register B	0 100100 0 100100 10 x TB x RB	→	0x4892

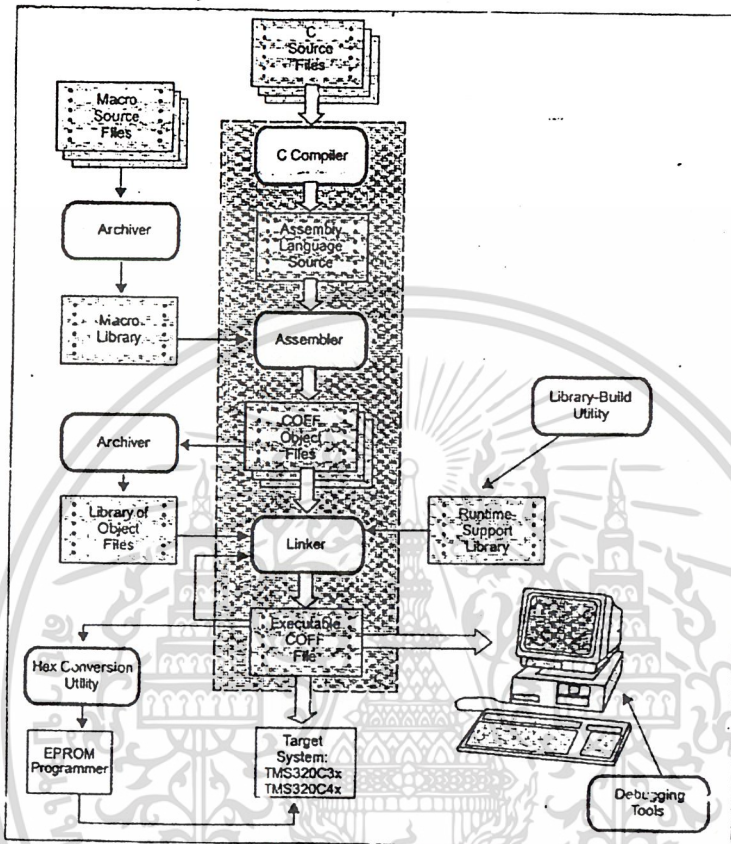
ตารางที่ 5.5 ค่า Register A และ Register B ที่ความถี่แซมปิ้งต่างๆ

F_s (ออกแบบ),Hz	F_s (ปฏิบัติ)	A	B
8000	7891.41	0x162C	0x4892
10000	10146	0x162C	0x3872
16000	15943	0x0E1C	0x3872
20000	20161.29	0x0A14	0x3E4E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ขั้นตอนการใช้โปรแกรม TMS320C3x/4x C Compiler

มีขั้นตอนตาม Diagram ดังรูปที่ 5.12

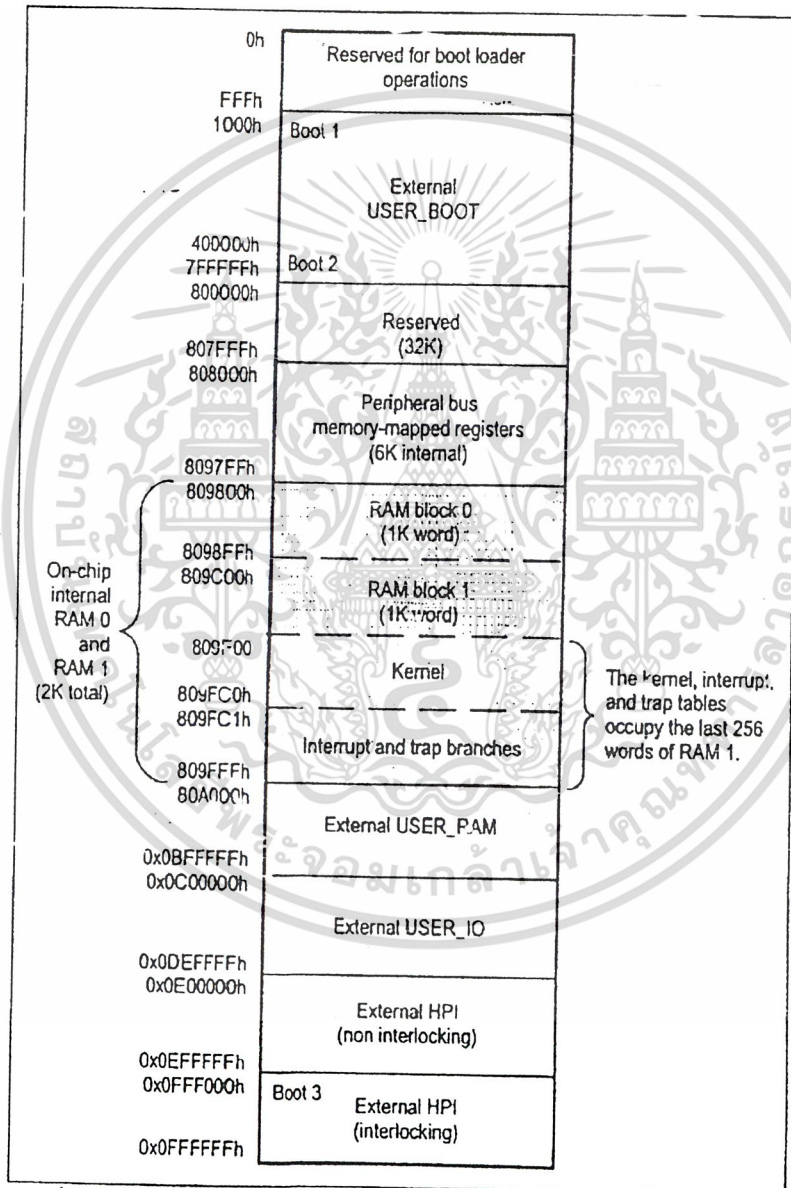


รูป 5.12 Diagram ขั้นตอนการใช้ TMS320C3x/4x C Compiler

User เป็นผู้สร้าง Source Code ภาษาซี (.C) จากนั้น โปรแกรม C Compiler (CL30) จะทำการแปลง Source Code ภาษาซี ให้เป็นภาษา Assembly (.ASM) จากนั้นภาษา Assembly ก็จะถูกแปลง ให้เป็น COFF Object files (.OBJ) ด้วยโปรแกรม Assembler (ASM) และ COFF Object files นี้ก็จะถูก link ให้เป็น Executable COFF File (EX.OUT) ด้วยโปรแกรม Linker (LNK30) ซึ่ง Files EX.OUT นี้สามารถ Load เข้าสู่ Target system เช่น TMS320C3x DSP Starterkit หรือ TMS320C3x EVM Board ได้โดยตรง และถ้าต้องการ สร้าง file สำหรับการเขียนลง EEPROM ก็ สามารถทำได้โดยการนำ File .OUT มาแปลงให้เป็น HEX File (.HEX) ด้วยโปรแกรม (HEX30)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้โปรแกรม LNK30 และโปรแกรม HEX30 จะมี parameter ต่อท้ายเป็นจำนวนมาก คำนึง TM จึงจำเป็นต้องสร้าง File (.CMD) สำหรับโปรแกรม LNK30 และ EX_HEX.CMD สำหรับ HEX30 เพื่อใช้เก็บพารามิเตอร์ที่เขียนขึ้น โดยจะต้องสอดคล้องกับโครงสร้างหน่วยความจำของ Hardware ที่ใช้พัฒนาโปรแกรมด้วย สำหรับ Board TMS320C3x DSP Starter kit มีโครงสร้างของหน่วยความจำ ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 โครงสร้างหน่วยความจำของ Board TMS320C3x DSP Starter Kit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6.1 ขั้นตอนการแปลงไฟล์

1. ใช้ Text editor สร้างโปรแกรมภาษาซี แบบ LowPass filter โดยตั้งชื่อเป็น lp45.c

```
#include "aiccomc.c"
#include "math.h"
#include "lp45.h"

int AICSEC[4]={0x162C, 0x1, 0x3872, 0x67};

void fir(void)
{
    int result, input, i, loop;
    float y, x[45];
    while(1)
    {
        input=UPDATE_SAMPLE(result);
        x[0]=input;
        for(i=0; i<45; i++)
        {
            y += x[i]*H[i];
        }
        for(i=45; i>0; i--)
        {
            x[i] = x[i-1];
        }
        y = 10*y;
        result = (int)(y);
        y = 0.0;
    }
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

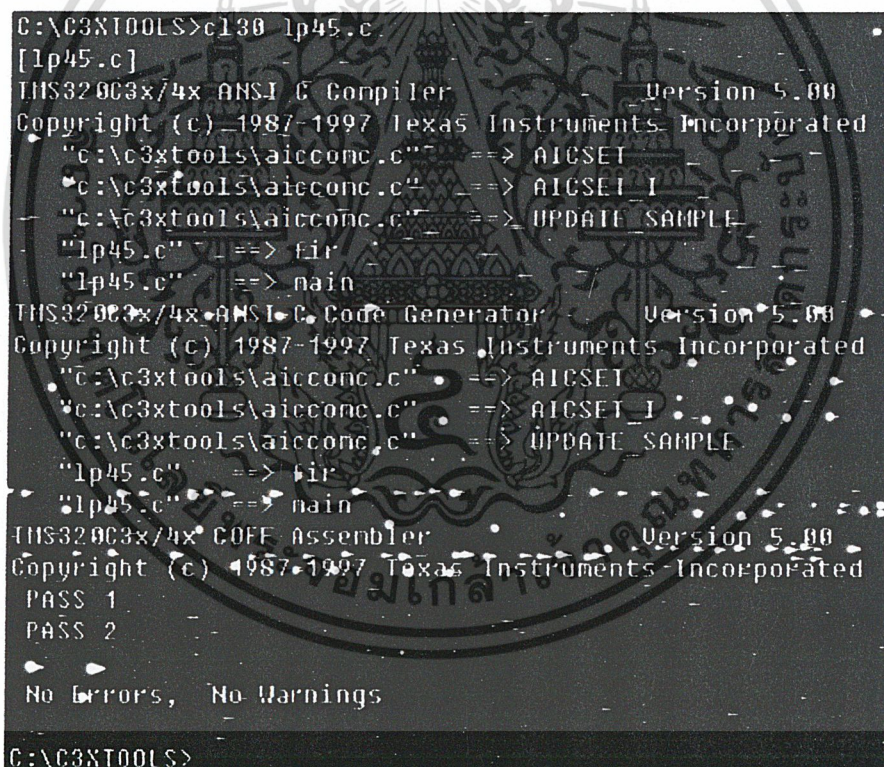
```

main()
{
    AICSET();
    fir();
}

```

ขั้นตอนการแปลงไฟล์

2. แปลโปรแกรม lp45.c ด้วยโปรแกรม C compiler โดยใช้คำสั่ง `c:\c3xtools\cl30 lp45.c` ถ้าไม่มีข้อผิดพลาดเกิดขึ้น ที่จอกอมพิวเตอรืจะแสดงข้อความดังรูปที่ 5.14 แต่ถ้ามีข้อผิดพลาดเกิดขึ้นที่จอกอมพิวเตอรืจะแสดงข้อผิดพลาดออกมา



```

C:\C3XT00LS>c130 lp45.c
[lp45.c]
TMS320C3x/4x ANSI C Compiler Version 5.00
Copyright (c) 1987-1997 Texas Instruments Incorporated
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> AICSET
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> AICSET_I
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> UPDATE_SAMPLE
"lp45.c" ==> fir
"lp45.c" ==> main
TMS320C3x/4x ANSI C Code Generator Version 5.00
Copyright (c) 1987-1997 Texas Instruments Incorporated
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> AICSET
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> AICSET_I
"c:\c3xtools\aicconc.c" ==> UPDATE_SAMPLE
"lp45.c" ==> fir
"lp45.c" ==> main
TMS320C3x/4x COFF Assembler Version 5.00
Copyright (c) 1987-1997 Texas Instruments Incorporated
PASS 1
PASS 2

No Errors, No Warnings

C:\C3XT00LS>

```

รูปที่ 5.14 ผลจากการแปลงด้วย C compiler

3. ใช้ Text editor สร้างเพิ่มข้อมูลสำหรับการทำการ Link โดยรายละเอียดจะต้องสอดคล้องกับ โครงสร้างหน่วยความจำของบอร์ด TMS320C3x DSP starter kit ใช้นามสกุลเป็น .CMD ในที่นี้ คือ lp45.CMD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

/*FIRMC.CMD - COMMAND FILE FOR LINKING */
-c      /*USING C CONVENTION */
-stack 0x100 /*256 WORDS STACK */
-heap 0x100 /*256 WORDS HEAP */
lp30.obj /*FIR FUNCTION */
-O lp30.out /*LINKED COFF OUTPUT FILE */
-l rts30.lib /*RUN-TIME LIBRARY SUPPORT*/

```

MEMORY

```

{
RAMS: org = 0x0809800, len = 0x2 /*BOOT STACK */
RAM0: org = 0x0809802, len = 0x03FE /*INTERNAL BLOCK 0*/
RAM1: org = 0x0809C00, len = 0x03C0 /*INTERNAL BLOCK 1*/
VECS: org = 0x0809FC5, len = 0x0040 /*VECTORS */
}

```

SECTIONS

```

{
.text: {} > RAM0 /*CODE */
.cinit: {} > RAM0 /*INITIALIZATION TABLES */
.stack: {} > RAM1 /*SYSTEM STACK */
.bss: {} > RAM0 /*BSS SECTION */
vccs: {} > VECS /*VECTOR SECTION */
}

```

รายละเอียดของเพิ่มข้อมูลสำหรับการ Link

4. ทำการ Link ตามคำสั่ง ต่อไปนี้ c:\c3xtools\lnk30 lp45.CMD ถ้าไม่มีข้อผิดพลาดเกิดขึ้น ที่จอคอมพิวเตอร์จะแสดงข้อความดังรูป 5.15 และขณะนี้เพิ่มข้อมูล lp45.OUT ได้ถูกสร้างขึ้นเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

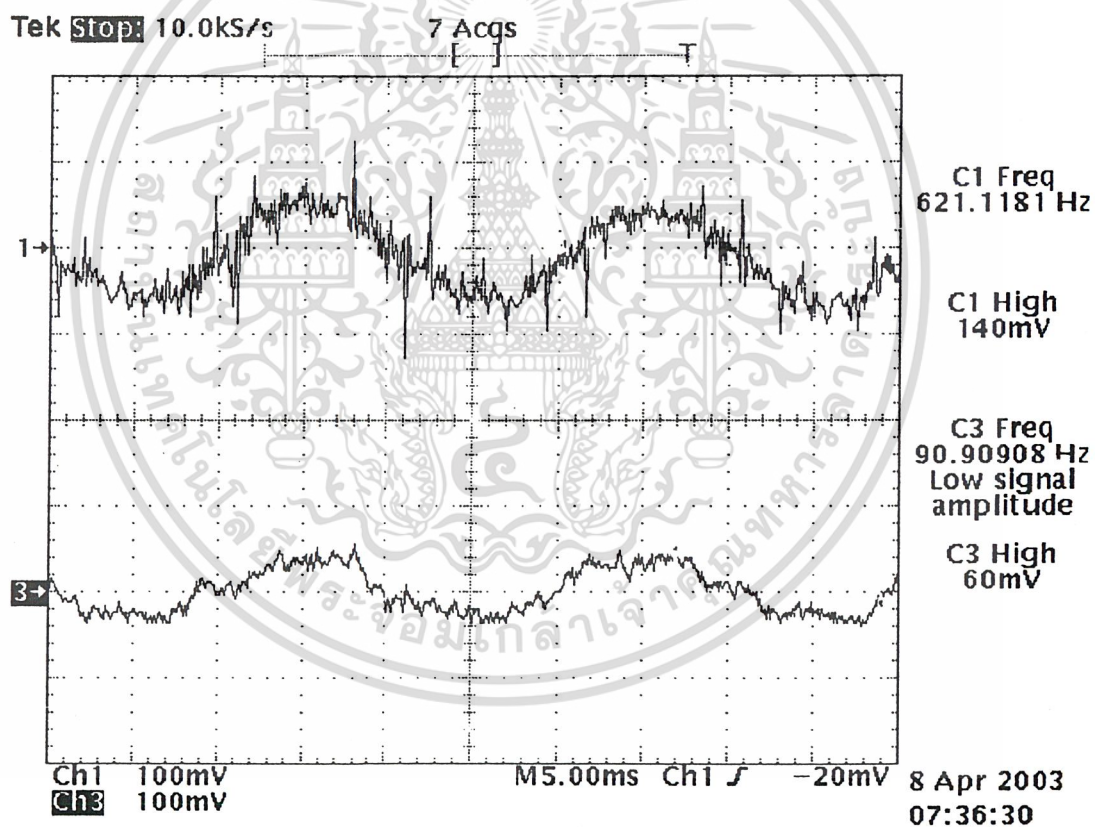
C:\C3XTTOOLS>lnk30 lp45.cmd
TMS320C3x/4x COFF Linker      Version 5.00
Copyright (c) 1987-1997 Texas Instruments Incorporated
C:\C3XTTOOLS>

```

รูปที่ 5.15 แสดงการสร้างแฟ้มข้อมูล .OUT

5.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ FIR Low pass Filter

ผลจากการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่เขียนลงใน โปรแกรมและเมื่อทำการลงรันโปรแกรมจะได้ผลดังแสดงดังรูปที่ 5.16

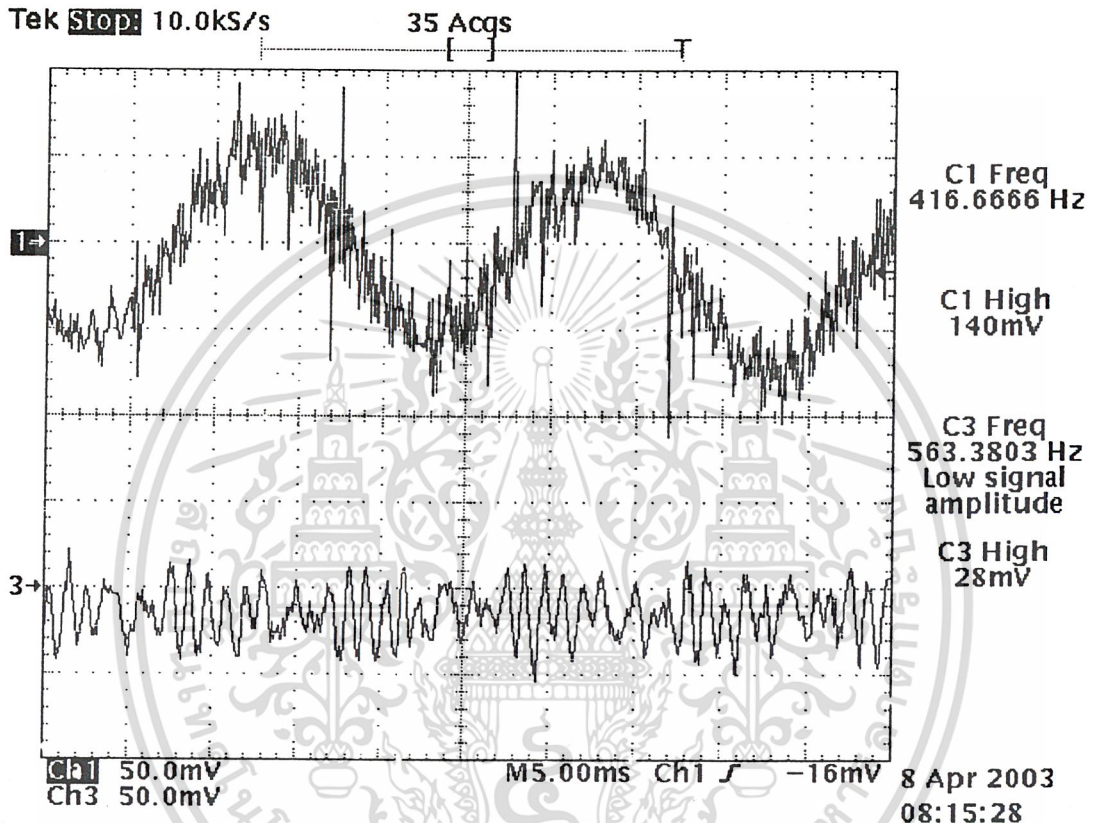


รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณหลังจากรันโปรแกรม ของ FIR Low pass Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 วงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบ FIR High pass filter

จากการแปลงไฟล์ใช้หลักการเดียวกับ Low pass filter ผลจากการนำค่าสัมประสิทธิ์ที่เขียนลงในโปรแกรมและเมื่อทำการลองรันโปรแกรมจะได้ผลดังแสดงดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณหลังจากรัน โปรแกรมของ FIR High pass filter

จากรูปเมื่อทำการเปรียบเทียบของสัญญาณก่อนที่ทำการรัน โปรแกรมและหลังทำการรันโปรแกรมแบบ FIR Lowpass Filter และ แบบ FIR High pass filter จะเห็นว่าผลการทดลองสามารถแยกซินทิลเลชันออกจากสัญญาณฝนได้ในระดับหนึ่ง เนื่องจากสัญญาณควาเทียมเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาจะเกิดซินทิลเลชันได้ก็ต่อเมื่อฝนตกเท่านั้น จากที่รัน โปรแกรมได้สัญญาณเอาต์พุต แตกต่างกับสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับกำหนดค่าความถี่ให้ตรงตามสัญญาณควาเทียมที่รับเข้ามา ก็จะทำให้สามารถแยกสัญญาณฝนออกจากสัญญาณควาเทียมได้

5.9 การ simulate เพื่อแยกสัญญาณ

ในการ Simulation เพื่อแยกสัญญาณ ในที่นี่ได้เลือกใช้ โปรแกรมในส่วนของ tool box ซึ่ง เป็นฟังก์ชันส่วนหนึ่งในโปรแกรม Matlab โดยมีรูปแบบในสมการ Transfer function คือ

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + \dots + b(nb+1)z^{-m}}{a(1) + a(2)z^{-1} \dots a(na+1)z^{-n}}$$

โดยที่

a คือ สัมประสิทธิ์เวกเตอร์ใด ๆ

b คือ สัมประสิทธิ์เวกเตอร์ใด ๆ

m คือ จำนวน Order ของตัวเศษ

n คือ จำนวน Order ของตัวส่วน

ในที่นี่ได้เลือกใช้หน้าต่างแบบแอมมิง โดยมีฟังก์ชันคือ

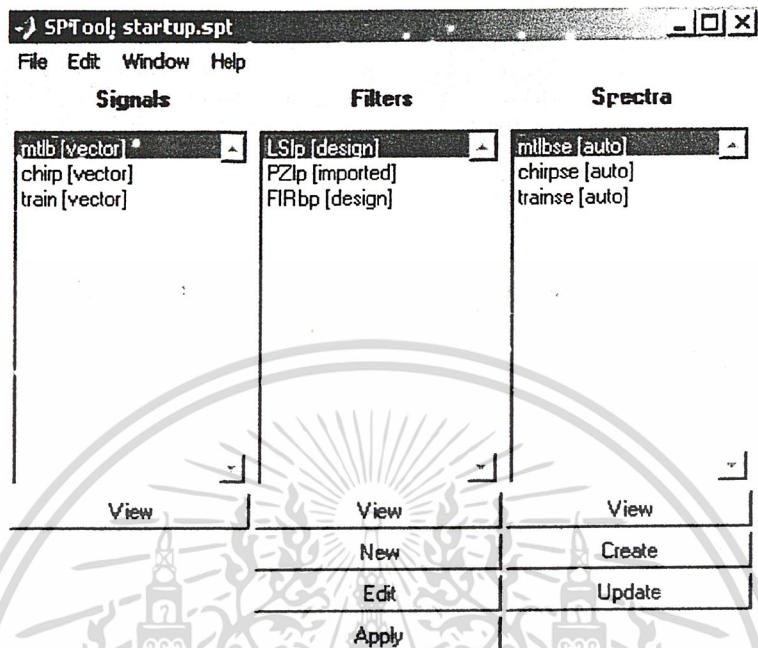
$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$$

โดยที่ n เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของ Order

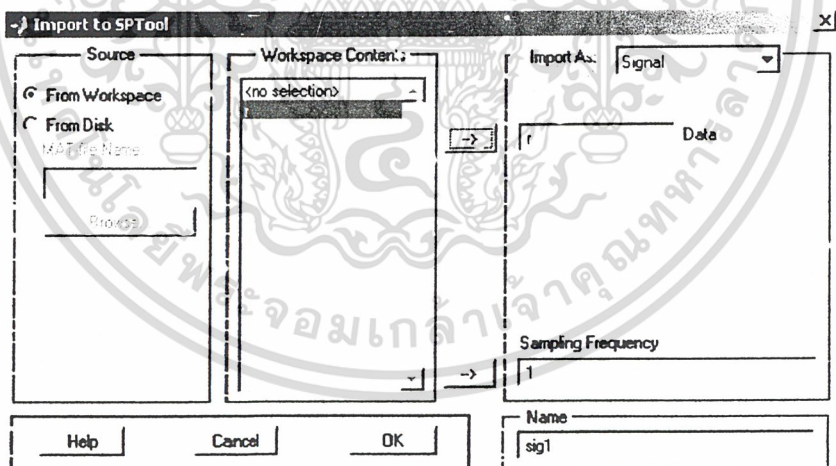
ส่วนของการ Summulate เพื่อแยกสัญญาณทั้งสองนี้ออกจากกันโดยนำไฟล์ข้อมูลจาก เครื่องบันทึกสัญญาณดาวเทียม ในรูปแบบของเท็กซ์ไฟล์ โดยมีขั้นตอนดังนี้

1. นำ ไฟล์ข้อมูล มาทำให้อยู่ในรูป ของเท็กซ์ไฟล์
2. เปิด โปรแกรม matlab , ในส่วนของ คอมมานด์วินโดว์ พิมพ์ load c:\ชื่อไฟล์.txt
3. ที่คอมมานด์ วินโดว์ พิมพ์ sptool แล้ว กด enter จะปรากฏ ดังรูป 5.20

4. ที่เมนู file เรียก import จะปรากฏ ดังรูป 5.19



รูปที่ 5.18 หน้าต่างของโปรแกรม Sptool

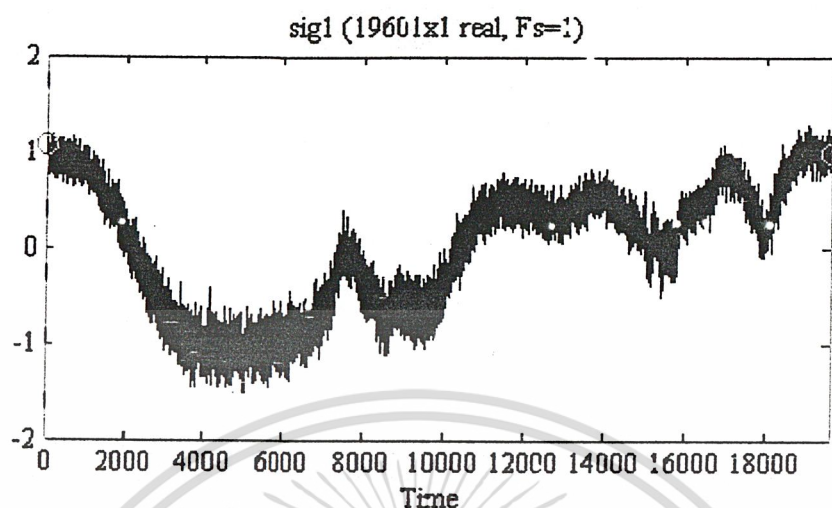


รูปที่ 5.19 แสดงหน้าต่างของการ Import file Sptool

5. จากนั้น เลือก ไฟล์ ข้อมูล ที่โหลดไว้ ในขั้นตอนที่ 2 แล้ว กด enter

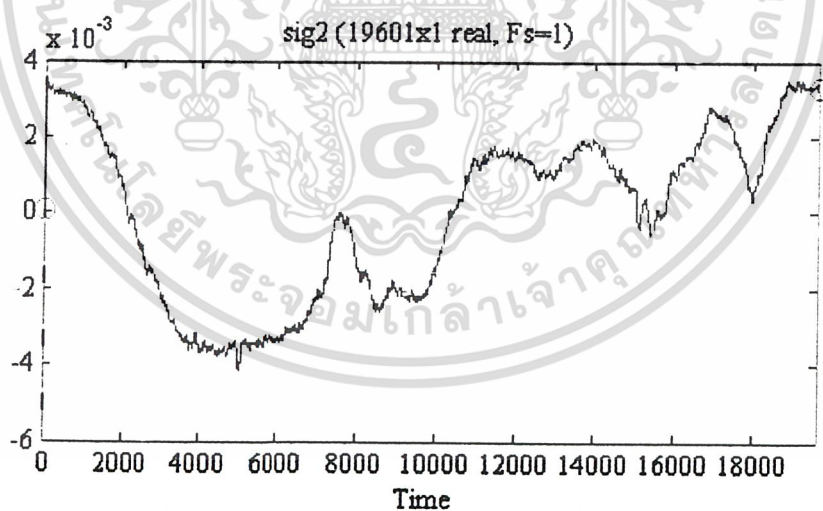
6. ที่หน้าต่าง sptool ในส่วนของ signal จะ ปรากฏ sig1 กด ปุ่ม view เพื่อ ดูรูปร่าง สัญญาณ ที่ได้ มา จากข้อมูล ที่ โหลดเข้าไป ดังรูปที่ 5.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 แสดงสัญญาณที่ได้มาจากข้อมูลสัญญาณดาวเทียม

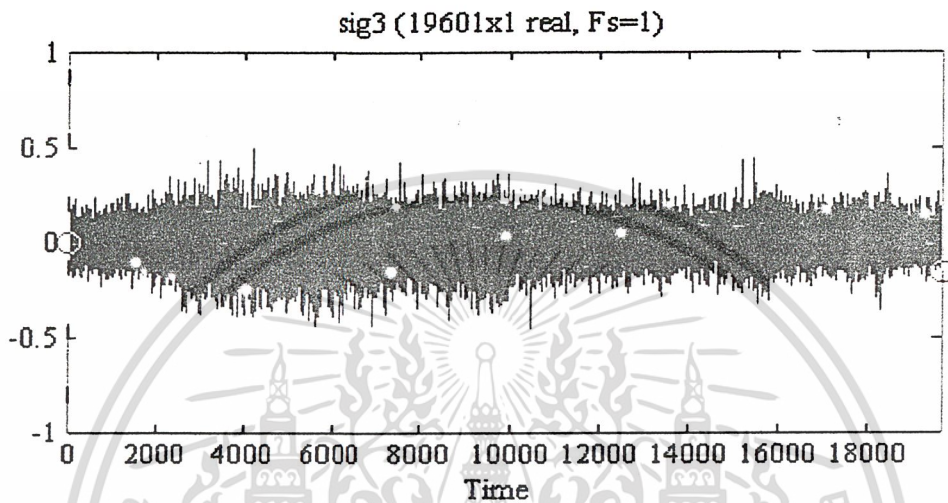
7. ในส่วนของ filter ให้คปุม new จะปรากฏ หน้าต่าง filter design ซึ่งจะมี ให้ใส่ ค่าต่างๆ ในขั้นตอนแรกนี้จะทำ lowpass กำหนด ความถี่แซมปลิง 10 KHz จากนั้น กด enter จะได้ รูปสัญญาณดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.21 แสดง Rain Attenuation ที่แยกออกจากสัญญาณดาวเทียม โดย Low pass filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. ขั้นตอนต่อไป จะทำ highpass ซึ่งจะทำเหมือนกันคือ คลิ๊ก ในส่วนของ signal ให้ตรงกับสัญญาณจริง ในส่วนของ filter ให้เลือก new จากนั้นกำหนดค่าที่ต้องการ ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณเป็นดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 แสดง Scintillation ที่แยกออกจากสัญญาณดาวเทียม โดย High pass filter

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและแนวทางในการพัฒนา

6.1 สรุปผลการทดลอง

จากการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ FIR Low – Pass Filter สามารถทำการแยกสัญญาณการลดทอนอันเนื่องมาจากฝนออกจากสัญญาณดาวเทียม และ High – Pass Filter สามารถทำการแยกซินทิลเลชันออกจากสัญญาณดาวเทียม จะเห็นได้ว่าจากที่ทำการออกแบบ และผลการทดลองที่ได้ เป็นไปตามทฤษฎีใกล้เคียงกับผลที่ทำการ Simulation จาก Matlab

6.2 แนวทางในการพัฒนาและประยุกต์ใช้งาน

1. รูปแบบของการแสดงผลควรใช้โปรแกรม ที่สามารถแสดงออกทางคอมพิวเตอร์ได้ค่าตลอดเวลา
2. ควรเลือกใช้บอร์ด DSP ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่คัทออฟได้ตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต

6.3 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

1. จากข้อมูลสัญญาณดาวเทียมที่เกิดปรากฏการณ์การลดทอนเนื่องจากจุดคัทออฟของข้อมูลมีค่าต่ำมากแต่ในการทดลองสัญญาณดาวเทียมเกิดการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา
2. ในส่วนของบอร์ดประมวลผลจะมีการล่าช้าของข้อมูลอินพุตกับเอาต์พุตหรือการ Delay time เกิดขึ้นทำให้มีผลต่อสัญญาณเอาต์พุต ทำให้สัญญาณที่ได้เวลาไม่ตรงกัน
3. การเขียนโปรแกรม ยุ่งยากและซับซ้อน จำเป็นที่จะต้องศึกษา ทฤษฎีของการประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลและข้อกำหนดในด้านฮาร์ดแวร์ของบอร์ดตัวประมวลผลให้เข้าใจ ในส่วนของภาษาแอสเซมบลี ที่มีมากับบอร์ดนั้น สามารถประยุกต์ใช้ได้ โดยในที่นี้ได้นำ ภาษาซีมาใช้ร่วมกัน โดยผู้ใช้สามารถ download C-Compiler พร้อมทั้งคู่มือ User's Guide ได้จาก Web site ของบริษัท Texas Instruments
4. ข้อจำกัดของโปรแกรม ควรทำให้โปรแกรมปรับเปลี่ยนจุดคัทออฟให้สอดคล้องกับสัญญาณอินพุตที่เข้ามา ซึ่งจะทำได้สัญญาณที่ถูกต้องตลอดเวลา
5. ข้อจำกัดของบอร์ดประมวลผลในเรื่องของความถี่ หากสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงมาก ข้อจำกัดของบอร์ดจะทำให้ไม่สามารถประมวลผลได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



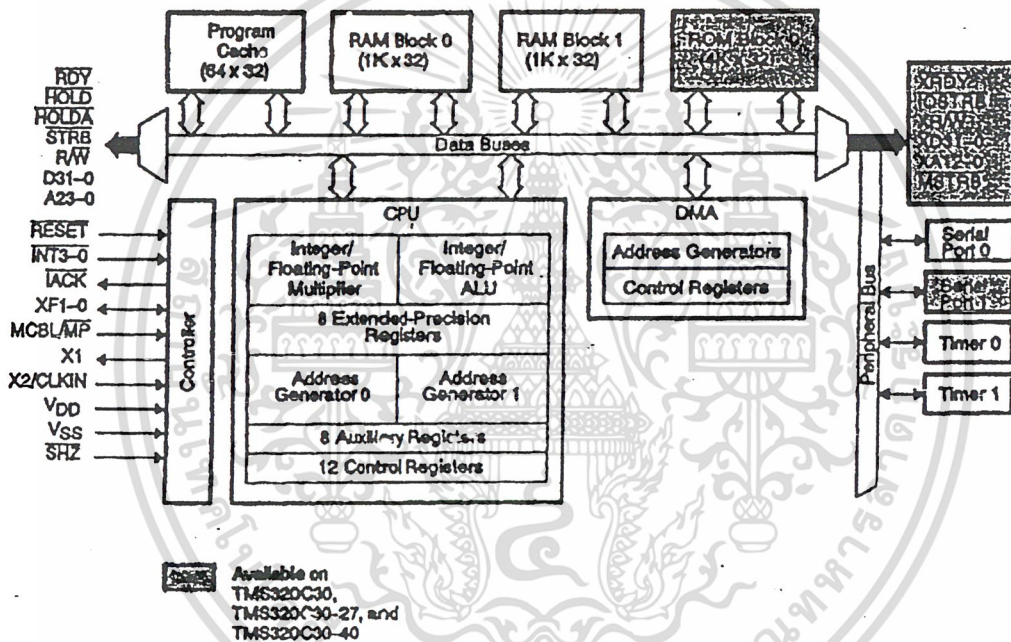
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

สถาปัตยกรรมของ TMS320C31

ไอซีเบอร์ TMS320C31 ถูกสร้างและออกแบบมาเพื่อตอบสนองความต้องการทางด้านการประมวลผลบนพื้นฐานของคณิตศาสตร์ชั้นสูงและการแก้ปัญหาทาง hard ware และ soft ware ประสิทธิภาพอันสูงของ TMS320C31 เกิดจากความแน่นอนของความกว้างทางไดนามิกของส่วนคำนวณทางทศนิยม มีหน่วยความจำขนาดใหญ่ การทำงานแบบขนานและมี DMA Controller เพื่อการทำงานที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น



รูปที่ ก.1 แสดงสถาปัตยกรรมของ ไอซีเบอร์ TMS320C3X

สถาปัตยกรรม TMS320C31 ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ที่สำคัญดังนี้

ก.1 หน่วยประมวลผลกลาง (CPU)

หน่วยประมวลผลกลางจะประกอบไปด้วย

ก.1.1 ตัวคูณ (Multiplier)

มีหน้าที่การคูณและสามารถคูณจำนวนเต็ม 24 บิต และจำนวนทศนิยม 32 บิต โดยใช้เวลาเพียง 1 รอบ ซึ่งการคำนวณจำนวนทศนิยมจะใช้เวลา 50 ns ต่อรอบ และสามารถประมวลผลแบบขนานได้เพื่อที่จะเพิ่มความสามารถในการประมวลผลข้อมูล โดยใช้คำสั่งแบบขนานให้ทำการคูณและการทำงานของหน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ (ALU) ภายใน 1 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อตัวคูณทำการคูณทศนิยม อินพุตที่ใช้มีขนาด 32 บิต และผลลัพธ์ที่ได้จะมีขนาด 40 บิต แต่ถ้าตัวคูณ ทำการคูณจำนวนเต็มอินพุตที่ใช้มีขนาด 24 บิต และจะได้ผลลัพธ์ขนาด 32 บิต

ก.1.2 หน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ (Arithmetic Logic Unit :(ALU))

ใน 1 รอบการทำงานของหน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ จะประมวลผลจำนวนเต็มได้ 32 บิต และทศนิยมได้ 40 บิต โดยผลลัพธ์จากหน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ ยังคงมีขนาด 32 บิต ถ้าเป็นจำนวนเต็ม และ 40 บิต ถ้าเป็นทศนิยม barrel shifter จะมีหน้าที่ในการเลื่อนข้อมูล 32 บิต ทั้งซ้ายและขวาใน 1 รอบของการทำงาน

บัสภายใน (CPU1/CPU2 และ REG1/REG2) จะเป็นตัวพาข้อมูลที่นำมาประมวลผล 2 ตัว จากหน่วยความจำ และอีก 2 ตัว จากรีจิสเตอร์ ดังนั้นจึงสามารถทำการคูณ บวก หรือลบแบบขนานได้ใน 1 รอบการทำงาน

ก.1.3 หน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ (Auxiliary Register Arithmetic Unit (ARAUs))

หน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ เป็นรีจิสเตอร์ที่ช่วยในการทำงานแบบขนานกับตัวคูณ และหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ โดยหน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ จะมี 2 ตัว คือ ARAU0 และ ARAU1 หน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์จะสามารถเก็บแอดเดรสได้ 2 แอดเดรสใน 1 รอบการทำงานเพื่อใช้ในการอ้างตำแหน่งแบบต่างๆ

ก.1.4 CPU Register File

ใน TMS320C31 จะมีรีจิสเตอร์อยู่ 28 ตัว ซึ่งตรงกับ CPU โดยรีจิสเตอร์ทั้งหลายเหล่านี้จะทำงานกับ ตัวคูณ และหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ และยังสามารถใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นอีกด้วย อย่างไรก็ตามรีจิสเตอร์เหล่านี้ก็ยังมีหน้าที่พิเศษบางอย่างอีกด้วย เช่น ใช้สำหรับการทำงานเกี่ยวกับจำนวนเลขทศนิยม และรีจิสเตอร์ช่วย (Auxiliary Register) ทั้ง 8 ตัว ยังใช้การอ้างแอดเดรสแบบทางอ้อม (indirect addressing register) ด้วยรีจิสเตอร์ที่หกก็จะทำหน้าที่เกี่ยวกับระบบต่างๆ เช่น การอ้างแอดเดรส การจัดการเกี่ยวกับสแตค (stack) การบอกสถานะของโปรเซสเซอร์ การอินเตอร์รัพต์ และการเคลื่อนย้ายข้อมูลเป็นบล็อก

-extend-precision register (R0-R7) : สามารถใช้เก็บค่าจำนวนเต็ม 32 บิต และทศนิยม 40 บิต โดยจะเก็บค่าลงในบิตที่ 0-39 แต่ถ้าจำนวนเต็มแบบมีเครื่องหมายก็จะทำการเก็บบิตที่ 0-31 ส่วนบิตที่ 32-39 จะไม่ใช่

-auxiliary register (AR0-AR7) : จะถูกใช้โดยหน่วยประมวลผลหลักและถูกควบคุมโดยหน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ ทั้ง 2 ตัว หน้าที่แรกของ AR ยังใช้ให้ส่วนที่เก็บตัวนับในการวนลูปหรือจะใช้เพื่องานอื่นๆ ที่เกี่ยวกับตัวคูณ และหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์

-data page pointer (DP) : ส่วนรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต โดยที่ 8 บิตแรก จะถูกใช้ในการอ้างแอดเดรสแบบโดยตรง (direct addressing mode) ซึ่งใช้เป็นตัวชี้ (pointer) ไปยังหน้า (page) ต่างๆ ของข้อมูล

-index register (IR0, IR1) : จะถูกใช้โดยหน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ในการเก็บค่าดัชนีในการชี้แอดเดรส (indexed addressing mode)

-block size register (BK) : มีขนาด 32 บิต ซึ่งหน่วยช่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ จะใช้ในการอ้างแอดเดรสแบบเก็บ circular addressing เพื่อเป็นการเก็บค่าของขนาดของบล็อกข้อมูล

-system stack pointer (SP) : เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ซึ่งเป็นค่าของแอดเดรสของยอดของสแตค โดยสแตค (SP) จะชี้ไปยังค่าสุดท้ายซึ่งถูกเก็บอยู่บนสแตคการ PUSH จะกระทำก่อนที่จะเพิ่มค่าของสแตคและการ POP หลังจากลดค่าของสแตค คำสั่งที่จะทำงานกับสแตคได้ คือ interrupts, traps, returns, PUSH และ POP

-status register (ST) : เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บค่าข้อมูลต่างๆ ที่แสดงสถานะของ CPU เช่น ค่าของ flag ซึ่งจะแสดงสถานะของผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณทางลอจิกด้วย

-CPU/DMA interrupt enable register (IE) : เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ใช้สำหรับการกำหนดขนาดเอ็นนาเบิลอินเตอร์รัพต์ (enable interrupt) ของ CPU โดยการเอ็นนาเบิลของ CPU จะใช้บิตที่ 0-10 และการเอ็นนาเบิลของ DMA จะใช้บิตที่ 16-26 ค่า "1" จะเป็นการเอ็นนาเบิลและ "0" จะเป็นการดีสเอเบิล

-I/O Flag register (IOF) : เป็นรีจิสเตอร์ในการควบคุมขา XF0 และ XF1

-repeat counter (RC) : เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ใช้เก็บค่าของจำนวนเท่าหรือจำนวนครั้งของบล็อกข้อมูลซึ่งถูกกระทำซ้ำ เมื่อโปรเซสเซอร์ทำงานในโหมดของการกระทำข้อมูลซ้ำ (repeat mode)

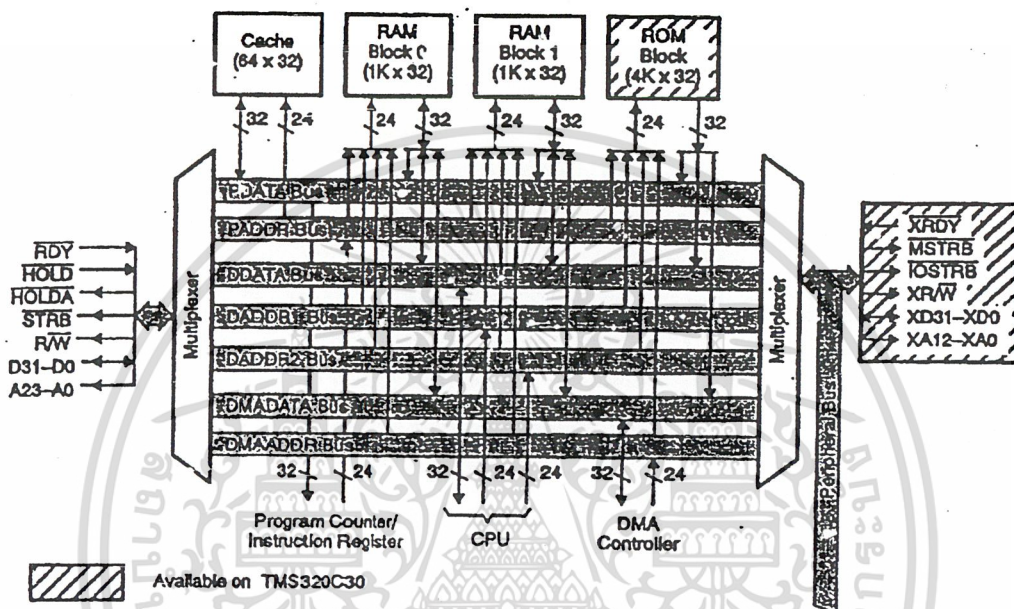
-repeat start address register (RS) : รีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต จะถูกใช้ในการเก็บแอดเดรสเริ่มต้นของบล็อกข้อมูลที่จะถูกกระทำซ้ำ

-repeat end address register (RE) : รีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต จะถูกเก็บแอดเดรสสุดท้ายของบล็อกข้อมูลซึ่งถูกกระทำซ้ำ

-program counter (PC) : เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ซึ่งเก็บแอดเดรสของคำสั่งที่จะถูกนำมาอ่านคำสั่งถัดไป

ก.2 หน่วยความจำ

หน่วยความจำของ TMS320C31 จะมีขนาด 16M และมีขนาดของ 1 word เท่ากับ 32 บิต โดยในหน่วยความจำนี้จะใช้กับ โปรแกรมข้อมูล และการอินพุต เอาต์พุต ดังนั้นค่าของสัมประสิทธิ์ โปรแกรมหรือข้อมูลจะถูกเก็บไว้ทั้ง RAM และ ROM



รูปที่ ก.2 แสดงหน่วยความจำของไอซีเบอร์ TMS320C31

ก.2.1 RAM, ROM

รูปที่ 1.3 จะแสดงการจัดหน่วยความจำภายใน TMS320C31 โดยเริ่มจะแบ่งออกเป็นบล็อก 0 และ บล็อก 1 ซึ่งจะมีขนาดบล็อกละ 1K x 32 และ ROM จะมีขนาด 4K x 32 ทั้ง RAM และ ROM สามารถถูกเข้าใช้ได้โดย CPU 2 ครั้งใน 1 รอบของการทำงานได้ ดังนั้น การที่มีบัสของ โปรแกรม แยกกันและบัสของ DMA แยกกัน ทำให้การอ่านโปรแกรม การอ่านและการเขียนข้อมูลหรือการทำงานของ DMA ที่สามารถทำงานแบบขนานได้

ก.2.2 ตารางหน่วยความจำ (Memory Maps)

ตารางหน่วยความจำจะขึ้นอยู่กับว่าจะให้โปรเซสเซอร์ประมวลผลในโหมดของโปรเซสเซอร์ หรือไมโครคอมพิวเตอร์ แต่ในโครงการนี้จะให้โปรเซสเซอร์ประมวลผลในโหมดของไมโครโปรเซสเซอร์ แสดงดังรูปที่ 1.4 แอดเดรสที่ 800000h จนถึง 801FFFh จะถูกใช้สำหรับ expansion bus ซึ่งจะถูกเข้าถึงได้โดยการให้สัญญาณ /MSTRB แอดที่ฟแอดเดรสที่ 80200h จนถึง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2.3 โหมดการอ้างอิงหน่วยความจำ (Memory Address Modes)

TMS320C31 จะแบ่งโหมดของการชี้แอดเดรสออกเป็น 5 กลุ่ม โดยมีโหมดการชี้แอดเดรสทั้งหมด 6 แบบ ดังนี้

- General addressing mode
- Register : ค่าที่นำมาคำนวณจะเก็บที่ CPU รีจิสเตอร์
- Short immediate : ค่าที่นำมาคำนวณจะเป็นค่าที่โหลดโดยตรงขนาด 16 บิต จากคำสั่ง
- Direct : ค่าที่นำมาคำนวณจะถูกเก็บอยู่ในตำแหน่ง ซึ่งมีแอดเดรสขนาด 24 บิต แสดงอยู่ในคำสั่ง
- Indirect : รีจิสเตอร์ช่วยจะเก็บแอดเดรสของข้อมูล
 1. Three-operand addressing mode:
 - Register
 - Indirect
 2. Parallel addressing mode:
 - Register : ข้อมูลจะอยู่ใน extended-precision register
 - Indirect
 3. Long-immediate addressing mode:
 - Long-immediate : ข้อมูลจะเป็นค่าที่โหลดโดยตรงขนาด 24 บิตจากคำสั่ง
 4. Conditional branch addressing mode:
 - Register
 - PC-relative : ค่าที่มีเครื่องหมายขนาด 16 บิต จะถูกบวกค่าใน PC

ก.3 Internal Bus Operation

ข้อดีที่สำคัญอีกประการหนึ่งของ TMS320C31 คือการที่มีบัสภายในและสามารถประมวลผลแบบขนานได้ บัสโปรแกรมที่แยกกัน (PADDR และ PDATA) บัสข้อมูลที่แยกกัน (DADDR1, DADDR2 และ DDATA) และบัส DMA ที่แยกกัน (DMAADDR และ DMADATA) ทำให้สามารถทำการประมวลผลแบบขนานได้ บัสเหล่านี้สามารถต่อได้กับหน่วยความจำภายใน หน่วยความจำภายนอก หรืออุปกรณ์ภายนอกอื่นๆ รูปที่ 1.4 จะแสดงการต่อบัสต่างๆ เหล่านี้

PC จะถูกต่ออยู่กับ PADDR (ขนาด 24 บิต) IR จะต่ออยู่กับ PDATA (ขนาด 32 บิต) ซึ่งบัสเหล่านี้ สามารถอ่านคำสั่งทุกๆ รอบของการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DADDR1 และ DADDR2 (ขนาด 24 บิต) และ DDATA (ขนาด 32 บิต) จะใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายในทุกๆ รอบของการทำงาน DDATA จะใช้ในการส่งข้อมูลไปยัง CPU โดยผ่านบัส CPU1 และ CPU2 บัส CPU1 และ CPU2 สามารถส่งข้อมูลจากหน่วยความจำ 2 ข้อมูลไปยังตัวคูณ (Multiplier) หน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ (ALU) และรีจิสเตอร์ในหลายๆ รอบของการทำงาน นอกจากนี้ภายใน CPU มีบัสรีจิสเตอร์ REG1 และ REG2 ซึ่งใช้ในการหาข้อมูล 2 ค่าจากรีจิสเตอร์ไปยังคุณ และหน่วยการคำนวณทางคณิตศาสตร์ ในทุกๆ รอบของการทำงาน

ก.4 External Bus Operation

หน่วยความจำและอุปกรณ์ภายนอกสามารถอินเตอร์เฟสกับ TMS320C31 ได้ 2 ทาง คือ ทาง Primary Bus และ Expansion Bus การอินเตอร์เฟสกับหน่วยความจำหรืออุปกรณ์ภายนอกที่มีความเร็วต่ำกว่า TMS320C31 จะต้องเพิ่ม Wait State เข้าไป โดยอาศัยการควบคุมของ Memory Mapped Control Register และสัญญาณจากภายนอก

Primary Bus มีขนาดของบัสข้อมูล (data bus) 32 บิต, บัสข้อมูล (address bus) 34 บิต และสัญญาณควบคุม (control signal) อีก 1 ชุด โดยบัสทั้ง 2 สามารถถูกควบคุมได้โดยการใช้โปรแกรม (software) สั่งงานและสัญญาณควบคุมจากภายนอก

ตารางที่ ก.1 Memory-mapped external interface control register

Register	Peripheral Address
Expansion-Bus Control (see subsection 7.1.2)	808060h
Reserved	808061h
Reserved	808062h
Reserved	808063h
Primary-bus Control (see subsection 7.1.1)	808064h
Reserved	808065h
Reserved	808066h
Reserved	808067h
Reserved	808068h
Reserved	808069h
Reserved	80806Ah

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

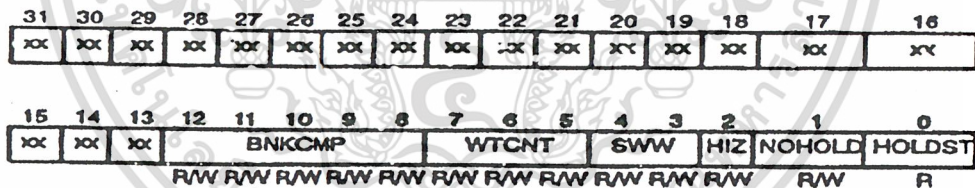
ตารางที่ ก.1 (ต่อ) Memory-mapped external interface control register

Reserved	80806Bh
Reserved	80806Ch
Reserved	80806Dh
Reserved	80806Eh
Reserved	80806Fh

Reserved on the TMS320C31

อุปกรณ์ภายนอกสามารถเข้าถึงได้โดยการใช้สัญญาณ /STRB, /MSTRB และ /IOSTRB โดยสัญญาณ /STRB จะใช้เมื่อต้องการ primary bus ส่วน expansion bus จะสามารถใช้งานได้โดย 2 แบบคือ

- การเข้าใช้ memory สามารถทำได้โดยให้ /MSTRB เป็น 0 โดย /MSTRB จะมีวงจรการทำงานเหมือนกับ /STRB
- อุปกรณ์ภายนอกสามารถเข้าใช้ได้โดยให้สัญญาณ /IOSTRB เป็น 0 primary bus และ expansion bus จะมี control register ดังรูปที่ ก.4



NOTE: XX = reserved bit, read as 0.
R = read, W = write.

รูปที่ ก.4 primary bus control register

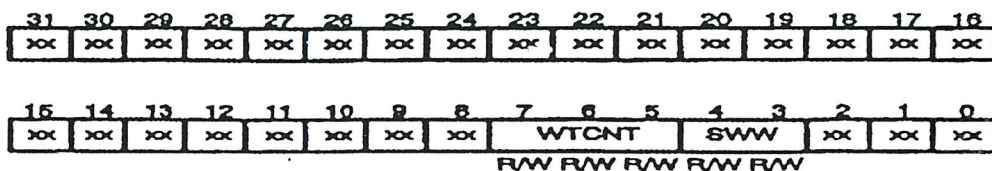
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.2 แสดงหน้าที่ต่างๆของ primary bus control register

Bit	Name	Reset Value	Function
0	HOLDST	X	Hold status bit. This bit signals whether the port is being held (HOLDST = 1) or is not being held (HOLDST = 0). This status bit is valid whether the port has been held via hardware or software.
1	NOHOLD	0	Port hold signal. NOHOLD allows or disallows the port to be held by an external HOLD signal. When NOHOLD = 1, the TMS320C3x takes over the external bus and controls it, regardless of serviced or pending requests, by external devices. No hold acknowledge (HOLDA) is asserted when a HOLD is received. However, it is asserted if an internal hold is generated (HIZ = 1). NOHOLD is set to 0 at reset.
2	HIZ	0	Internal hold. When set (HIZ = 1), the port is put in hold mode. This is equivalent to the external HOLD signal. By forcing a high-impedance condition, the TMS320C3x can relinquish the external memory port through software. HOLDA goes low when the port is placed in the high-impedance state. HIZ is set to 0 at reset.
4-3	SWW	11	Software wait mode. In conjunction with WTCNT, this two-bit field defines the mode of wait-state generation. It is set to 1 1 at reset.
7-5	WTCNT	111	Software wait mode. This three-bit field specifies the number of cycles to use when in software wait mode for the generation of internal wait states. The range is 0 (WTCNT = 0 0 0) to 7 (WTCNT = 1 1 1) H1/H3 cycles. It is set to 1 1 1 at reset.
12-8	BNKCMP	10000	Bank compare. This five-bit field specifies the number of MSBs of the address to be used to define the bank size. It is set to 1 0 0 0 0 at reset.
31-13	RESERVED	0-0	Read as 0.

Control register ของ primary bus จะมีขนาด 32 บิต ดังรูปที่ ก.4 และตารางที่ ก.2

Control register ของ expansion bus จะมีขนาด 32 บิต ดังรูปที่ ก.5 และตารางที่ ก.3



NOTE: xx = reserved bit, read as 0.
R = read, W = write.

รูปที่ ก.5 expansion bus Control register

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.3 แสดงหน้าที่ต่างๆของ expansion bus Control register

Bit	Name	Reset Value	Function
2-0	Reserved	000	Read as 0.
4-3	SWW	11	Software wait-state generation. In conjunction with thw WTCNT, this two-bit field defines the mode of wait-state generation. It is set to 1 1 at reset.
7-5	WTCNT	111	Software wait mode. This three-bit field specifies the number of cycies to use when in software wait mode for the generation of internal wait states. The range is 0 (WTCNT = 0 0 0) to 7 (WTCNT = 1 1 1) H1/H3 clock cycies. It is set to 1 1 1 at reset.
31-8	Reserved	0-0	Read as 0.

Address จะเปลี่ยนที่ขอบข้างของ H1 ทุกๆ วงรอบของสัญญาณบนสายบัสจะขึ้นอยู่กับสัญญาณบนสายนาฬิกา H1 โดย 1 รอบของ H1 เริ่มนับจากขอบข้างจนถึงขอบข้างของลูกถัดไป สำหรับการทำงานแบบความเร็วเต็มที (คือไม่มี wait start) ในการเขียนข้อมูลจะใช้เวลา 2 รอบของ H1 และการอ่านข้อมูลจะใช้ 1 รอบ ของ H1 แต่ถ้าการอ่านข้อมูลกระทำต่อคำสั่งการเขียนข้อมูล การอ่านข้อมูลจะใช้เวลา 2 รอบ ของ H1 ซึ่งหลักการนี้จะใช้ได้ทั้งกับ Primary bus และ expansion bus (เมื่อใช้ /MSTRB)

ถ้าการเขียนข้อมูลเป็นการกระทำภายในโดยไม่มีอินเทอร์เฟสกับอุปกรณ์ภายนอก (คือการใช้จาก CPU และ DMA) วงรอบของการเขียนข้อมูลจะใช้เพียง 1 รอบของ H1 เท่านั้น

สัญญาณ /MSTRB และ /STRB จะแอกทีฟที่สถานะ 0 สำหรับการอ่านและการเขียนข้อมูล ในขณะที่สภาวะก่อนหลังของการแอกทีฟของ /MSTRB และ /STRB ในการเขียนข้อมูลจะมี transion cycle ของ H1 ในระหว่าง transion cycle จะเกิด

1. /MSTRB และ /STRB จะเป็นสภาวะ high
2. (X)R/W จะเปลี่ยนสถานะที่ขอบข้างขึ้นของ H1
3. ถ้าเป็นสถานะของการเขียนข้อมูล address จะเปลี่ยนสถานะที่ขอบข้างขึ้นของ H1 และ ถ้าเป็นสถานะของการอ่านข้อมูล

ก.5 การเชื่อมต่อระหว่าง TMS320C31 กับ TLC32040 AIC

ก.5.1 ลักษณะของ TLC32040 AIC

- ใช้ในการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ขนาด 14 บิต
- สามารถเปลี่ยนแปลงอัตราการแซมปลิง (Sampling) ทั้งของแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และดิจิทัลเป็นแอนะล็อกด้วยความแม่นยำที่ 20,000 ตัวอย่างต่อวินาที

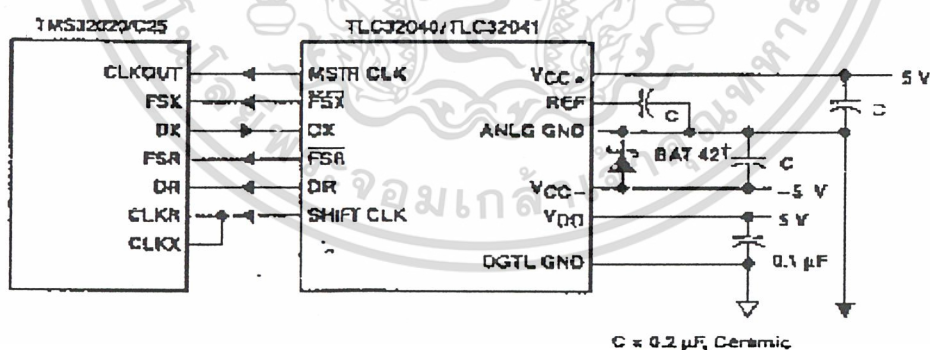
- การติดต่อระหว่าง TLC32040 AIC กับ TMS320C31 จะมีการติดต่อผ่านทาง พอร์ทอนุกรม (Serial Port)

- ใช้เทคโนโลยีซีมอส (CMOS)

- สามารถเลือกใช้ช่องแอนะล็อกอินพุตร่วมเหลือ (auxiliary analog input channel) ได้

บนบอร์ดการเชื่อมต่อทาง Serial port ระหว่าง TLC32040 AIC กับ TMS320C31 จะมีตัวหัวไว้เชื่อมต่อตัว (เป็นลัษณะคล้ายกับ Jumper) เมื่อไม่มีการเชื่อมต่อก็คือการไม่ใช้ TLC32040 AIC แต่ถ้ามีการต่อก็จะเป็นการเชื่อมต่อและใช้งานระหว่าง TMS320C31 กับ TLC32040 AIC

จากตัว TLC32040 AIC จะเชื่อมต่อ analog input และ analog output กับหัวต่อแบบ RCA โดยสัญญาณที่เข้าและออกผ่านทางหัวต่อ RCA นี้จะมีระดับแรงดัน ± 3 Vpeak ที่หัวต่อเอาต์พุตสามารถเชื่อมต่อโดยตรงกับลำโพงก็ได้ แต่อาจไม่มีระดับสูงพอ จึงอาจจะต้องมีวงจรขยายสัญญาณภายนอกหรือต่อกับลำโพงแบบ high impedance



รูปที่ ก.6 แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง TMS320C31 กับ TLC32040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.6 รายละเอียดของแต่ละขาของ TLC32040 AIC ที่ใช้เชื่อมต่อกับ TMS320C31

RESET ที่ขานี้จะเป็นขาอินพุตที่ใช้ในการรีเซ็ตตัว TLC32040 AIC

SCLK (shift clock) เป็นสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการส่งข้อมูลแบบอนุกรมผ่านทาง serial port ความถี่นี้จะเกิดจาก Master Clock Signal Frequency หรือ MCLK หารด้วย 4

FSR (Frame Sync receive) ในโหมดการส่งข้อมูลแบบอนุกรม เมื่อขา FSR เป็น 0 จะทำให้พอร์ตอนุกรมของ TMS320C31 เริ่มรับค่าจากขา DR ของตัว TLC32040 AIC ค่าของบิต DR จะแสดงผลบนขา DR ก่อนที่ขา FSR จะเป็น 0

DR (Data receive) ใช้สำหรับการส่งข้อมูลจากแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จาก TLC32040 AIC ไปทางพอร์ตอนุกรมของ TMS320C31 การส่งข้อมูลที่นี่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronos) กับ SCLK (Shift Clock Signal)

FSX (Frame Sync Transmit) เหมือน FSR แต่กลับกันเป็นการส่งค่า จากพอร์ตอนุกรมของ TMS320C31 ไปยังขา DX ของ TLC32040 AIC

DX (Data Transmit) เหมือน DR แต่กลับกันตรงที่เป็นตัวรับค่าดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ต่อพอร์ตอนุกรมของ TMS320C31 โดยการส่งข้อมูลที่นี่ต้องทำการซิงโครไนซ์ กับ SCLK (Shift Clock Signal)

MCLK (Master clock frequency) ขาที่ 6 ถูกใช้เป็นสัญญาณทางลอจิกที่สำคัญแก่ TLC32040AIC โดยสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้ามาที่ขานี้ใช้สำหรับการแปลงเป็นสัญญาณต่างๆที่ใช้ใน TLC32040 AIC เช่น Shift Clock Signal, Switch Capacitor Filter Clock และสัญญาณการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลและดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

IN- (Non-inverting Input) เป็นอินพุตของสัญญาณแอนะล็อกที่ไม่กลับเฟส

IN- (Inverting Input) เป็นอินพุตของสัญญาณแอนะล็อกที่กลับเฟส (ในที่นี้จะไม่ใช่อินพุตตัวนี้ เลยทำการต่อกับกราวด์)

OUT+ (Non-inverting Output) เป็นอินพุตของสัญญาณแอนะล็อกที่ไม่กลับเฟส

OUT- (Inverting Output) เป็นเอาต์พุตที่กลับเฟสของสัญญาณแอนะล็อก

VCC (Voltage Supply) เป็นสัญญาณไฟบวกซึ่งป้อนให้แก่ TLC32040 AIC มีขนาดแรงดัน 5 โวลต์

ก.7 รายละเอียดของแต่ละขาของ TMS320C31 ที่ใช้เชื่อมต่อกับ TLC32040

XF0 เป็นขาที่ใช้ส่งสัญญาณในการที่จะรีเซ็ต ตัว TLC32040 AIC

CLKR0 เป็นขาที่ใช้ในการรับสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการรับข้อมูลแบบอนุกรม โดยเชื่อมต่อกับ SCLK(Shift Clock ของ TLC32040 เพื่อให้ซิงโครไนซ์ กัน

CLAX0 เป็นขาที่ใช้ในการรับสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการส่งข้อมูลแบบอนุกรม โดยเชื่อมต่อกับ SCLK(Shift Clock ของ TLC32040 เพื่อให้ซิงโครไนซ์ กัน

FSR0 เป็นการรับสัญญาณว่าจะมีการส่งข้อมูลมาจาก TLC32040 AIC ในการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

DR0 เป็นขาที่ใช้สำหรับข้อมูลจาก TLC32040 AIC

FSX0 เป็นขาที่ใช้สำหรับข้อมูลจาก TLC32040 เมื่อพร้อมที่จะรับค่าจาก TMS320C31 ในการแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

DX0 เป็นขาที่ใช้ในการส่งข้อมูลจาก TMS320C31 ไปยัง TLC32040 AIC

TCLK0 ขาที่ใช้ในการส่งสัญญาณนาฬิกาจาก TMS320C31 เพื่อให้ TLC32040 AIC ไปใช้เป็น MCLK (Master Clock Frequency)

ก.8 การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอรื TMS320C31

การทำงานของโปรแกรมนั้นจะต้องมีการทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม 2 ส่วน คือ ส่วนรับค่าจากสัญญาณแล้วมาคำนวณ และอีกส่วนหนึ่งก็คือส่วนที่จะทำการแสดงผล

ซึ่งจะประกอบไปด้วย

1. โปรแกรมในส่วนของ TMS320C31 ซึ่งจะทำหน้าที่รับค่าจากสัญญาณและคำนวณค่า
2. โปรแกรมในส่วนของคอมพิวเตอรืซึ่งจะทำหน้าที่รับค่าจาก TMS320C31 มาทำการแสดงผล

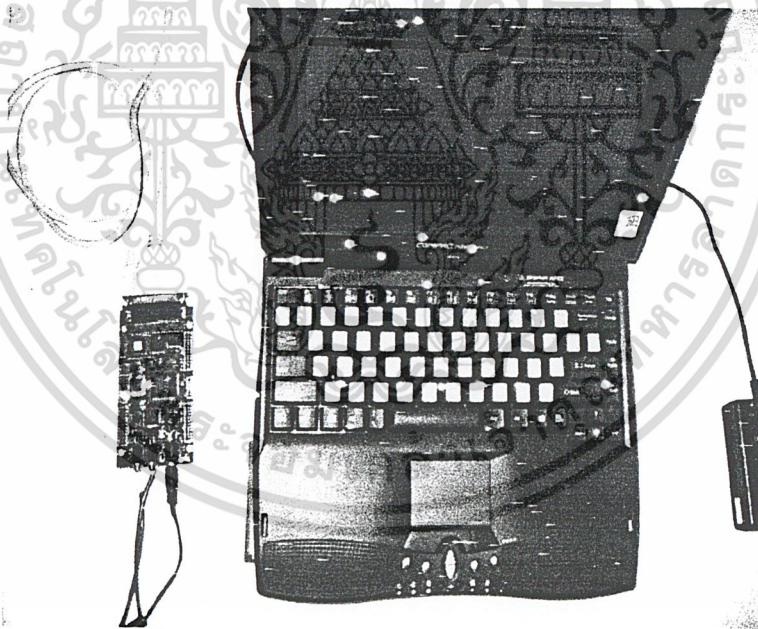
ซึ่งทั้งสองส่วนนี้จะต้องทำการส่งข้อมูลระหว่างกันเกือบตลอดเวลา การเชื่อมต่อกันระหว่างกัน 2 ตัวนี้จะเชื่อมต่อกันโดยใช้ พอร์ตขนาน ของ TMS320C31 โดยจะเขียนหรืออ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ควบคุมพอร์ตขนานและรีจิสเตอร์สถานะของคอมพิวเตอรืซึ่งจะควบคุมการทำงานด้วยโปรแกรมบนคอมพิวเตอรื

7	6	5	4	3	2	1	0
$\overline{\text{DIR0}}$	X	DIR1	INT	SLCTIN	INIT	AUTOFD	PSTROBE
					RESET		HPSTB
		W	R/W	W	R/W	W	R/W

รูปที่ ก.7 แสดงบิตของรีจิสเตอร์ควบคุมพอร์ทขนาน

7	6	5	4	3	2	1	0
$\overline{\text{BUSY}}$	ACK	PAPER	SELECT	ERROR	ACK	X	X
D3	D2	D1	D0	HPACK			

รูปที่ ก.8 แสดงบิตของรีจิสเตอร์สถานะพอร์ทขนาน



รูปที่ ก.9 รูปถ่ายการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับ TMS320C31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.8.1 การส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอรืไป TMS320C31 สามารถใช้งานได้หลายแบบดังนี้

1. คอมพิวเตอรืเขียนข้อมูลลงในพื้นที่ในการอินพุตและเอาต์พุตของพอร์ทขนาน
2. คอมพิวเตอรืให้สัญญาณ HPSTB เป็น 0 และรอสัญญาณเพื่ออนุญาตให้มีการอินเตอร์รัพโดยจะส่งมาทาง INT2 ซึ่งสัญญาณนี้จะใช้สำหรับการกำหนดค่าเริ่มต้นของระบบ นอกจากนั้น การทำงานของสัญญาณ INT2 จะไม่มีการนำมาใช้ในการทำงานอื่นๆ
3. TMS320C31 เริ่มมีสถานะการคอยที่ตำแหน่ง 0xFFF000 ซึ่งจะสามารถถอดรหัสได้เป็นตำแหน่ง ของ HPACK ซึ่งคอมพิวเตอรืจะใช้สัญญาณ HPACK เพื่อที่ทำให้ TMS320C31 ทำการหยุดรอรับข้อมูล
4. คอมพิวเตอรืจะทำการส่ง HPACK เพื่อบอกให้ TMS320C31 พร้อมที่จะเริ่มทำงานได้

ก.8.2 การส่งข้อมูลจาก TMS320C31 ไปยังคอมพิวเตอรืสามารถใช้งานได้หลายแบบดังนี้

1. คอมพิวเตอรืจะรอรับค่าจากสัญญาณ HPACK เนื่องจาก TMS320C31 ไม่เข้าใจการส่ง การทำงานของคอมพิวเตอรื
2. TMS320C31 เริ่มมีสถานะการคอยที่ตำแหน่ง 0xFFF000 ซึ่งจะสามารถถอดรหัสได้เป็นตำแหน่งของ HPACK ซึ่งคอมพิวเตอรืจะใช้สัญญาณ HPACK เพื่อที่ทำให้ TMS320C31 ทำการพร้อมที่จะส่งข้อมูล
3. ขณะที่คอมพิวเตอรืรับสัญญาณ HPIA คอมพิวเตอรืจะให้สัญญาณ PSTROBE เป็น 0 และจะอ่านค่า 4 บิต ซึ่งจะผ่านทางพอร์ทขนาน
- 4.คอมพิวเตอรืจะทำการส่ง HPSTB เพื่อบอกว่าได้อ่านค่าจาก TMS320C31 เสร็จสิ้นการทำงานแล้ว

ก.9 ขั้นตอนในการทำงานของโปรแกรมบน COMPUTER

เริ่มต้นจะเช็คว่ามีโปรแกรมที่ต้องการหรือไม่แล้วจึง load โปรแกรมลงไปยัง DSK แล้วทำการสั่งให้ตัว DSK ทำงาน หลังจากนั้นจะทำการรับค่า KEY ที่กดว่ามีการกดอะไรบ้าง และถ้ามีการกด Q ก็จะไปออกจากโปรแกรมทันที แต่ถ้าไม่ก็จะทำงานต่อ โดยจะไปตรวจสอบว่า DSK ทำงานเสร็จหรือยังเมื่อเสร็จแล้วก็จะทำการรับค่าจาก DSK แล้วนำค่าที่ได้วนกลับไปรอรับค่าจาก DSK วนไป

ภาคผนวก ข
ดาวเทียมไทยคม 2

ข.1 คุณสมบัติของดาวเทียมไทยคม 2

ดาวเทียมไทยคม 2 เป็นดาวเทียมรุ่นแรกของโครงการดาวเทียมไทยคม เป็นดาวเทียมรุ่น HS-376 ผลิตโดย บริษัท ฮิวจ์ แอร์คราฟท์ ประเทศสหรัฐอเมริกาหรือบริษัทโบอิงในปัจจุบัน พื้นที่ การให้บริการย่านความถี่ C-Band ของดาวเทียมไทยคม 2 ครอบคลุมประเทศไทย ลาว กัมพูชา เมียนมาร์ เวียดนาม มาเลเซีย ฟิลิปปินส์ เกาหลี ญี่ปุ่น และชายฝั่งตะวันออกของประเทศจีน โดยมีความแรงของสัญญาณด้านขาลง (Down Link) ณ ประเทศไทย 36 dBW (เดซิเบลวัตต์) ส่วนพื้นที่ การให้บริการในย่านความถี่ Ku-Band ดาวเทียมไทยคม 2 ครอบคลุมประเทศไทยและประเทศใน แถบอินโดจีน โดยมีความแรงของสัญญาณด้านขาลง (Down Link) 50 dBW

การออกแบบ	ดาวเทียมรุ่น HS-376 แบบ Dual spin
กำลัง	800 วัตต์
น้ำหนักขณะกำลังส่งขึ้นวงโคจร	1,080 วัตต์
มวลในวงโคจร	เริ่มใช้งานจะมีน้ำหนัก 629 กิโลกรัม เมื่อสิ้นสุดการใช้งานจะมี น้ำหนัก 450 กิโลกรัม
อายุการใช้งาน	15 ปี
จำนวนช่องสัญญาณ	ย่านความถี่ C มีจำนวน 10 ทรานสปอนเดอร์ โดยความถี่ของช่อง สัญญาณของดาวเทียมอยู่ที่ 36 MHz ย่านความถี่ Ku มีจำนวน 3 ทรานสปอนเดอร์ โดยความถี่ของ ช่องสัญญาณของดาวเทียมอยู่ที่ 54 MHz
ความกว้างของช่องสัญญาณ	ย่านความถี่ C เท่ากับ 500 MHz ย่านความถี่ Ku เท่ากับ 250 MHz
ตำแหน่งวงโคจร	78.5 องศาตะวันออก
บริษัทนำส่งสัญญาณดาวเทียม	บริษัทเอเรียนสเปซ ประเทศฝรั่งเศส
วันให้บริการ	ถูกส่งขึ้นสู่วงโคจรเมื่อวันที่ 7 ตุลาคม 2537 เริ่มให้บริการใน เดือนธันวาคม 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 พื้นที่ให้บริการดาวเทียมไทยคม 2



รูปที่ ข.1 ตำแหน่ง (B) คือพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมไทยคม 2 ย่าน C
ตำแหน่ง (D) คือพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมไทยคม 2 ย่าน Ku



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

โปรแกรม

Lowpass coefficient

```
#define N 45
```

```
const float H[N] =
```

```
{
```

```
4.800000e-07,
```

```
5.080929e-07,
```

```
5.917994e-07,
```

```
7.294158e-07,
```

```
9.181404e-07,
```

```
1.154131e-06,
```

```
1.432585e-06,
```

```
1.747832e-06,
```

```
2.093455e-06,
```

```
2.462418e-06,
```

```
2.847211e-06,
```

```
3.240000e-06,
```

```
3.632789e-06,
```

```
4.017582e-06,
```

```
4.386545e-06,
```

```
4.732169e-06,
```

```
5.047415e-06,
```

```
5.325869e-06,
```

```
5.561860e-06,
```

```
5.750584e-06,
```

```
5.888201e-06,
```

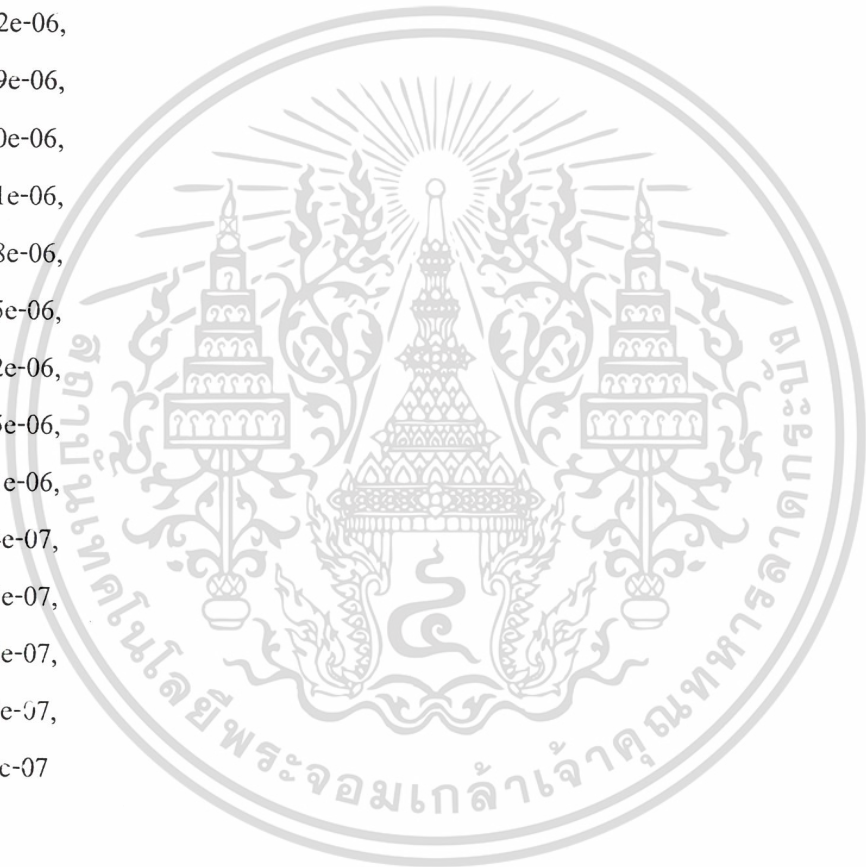
```
5.971907e-06,
```

```
6.000000e-06,
```

```
5.971907e-06,
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.888201e-06,
 5.750584e-06,
 5.561860e-06,
 5.325869e-06,
 5.047415e-06,
 4.732169e-06,
 4.386545e-06,
 4.017582e-06,
 3.632789e-06,
 3.240000e-06,
 2.847211e-06,
 2.462418e-06,
 2.093455e-06,
 1.747832e-06,
 1.432585e-06,
 1.154131e-06,
 9.181404e-07,
 7.294158e-07,
 5.917994e-07,
 5.080929e-07,
 4.800000e-07
 };



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lowpass filter

```

#include "aiccomm.c"
#include "math.h"
#include "lp45.h"
int AICSEC[4]={0x162C, 0x1, 0x3872, 0x67};
void fir(void)
{
    int result, input, i, loop;
    float y, x[45];
    while(1)
    {
        input=UPDATE_SAMPLE(result);
        x[0]=input;
        for(i=0; i<45; i++)
        {
            y += x[i]*H[i];
        }
        for(i=45; i>0; i--)
        {
            x[i] = x[i-1];
        }
        y = y;
        result = (int)(y);
        y = 0.0;
    }
}

main()
{
    AICSET();
    fir();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

highpass coefficient

```
/*HP45COEF.H-HEADER FILE COEFF FGR HIGHPASS FILTER USED BY FILT*/
```

```
#define N 45          /*length of impulse response*/
```

```
const float H[N] = {
```

```
-4.800000e-07,
```

```
-5.080929e-07,
```

```
-5.917994e-07,
```

```
-7.294158e-07,
```

```
-9.181404e-07,
```

```
-1.154131e-06,
```

```
-1.432585e-06,
```

```
-1.747832e-06,
```

```
-2.093455e-06,
```

```
-2.462418e-06,
```

```
-2.847211e-06,
```

```
-3.240000e-06,
```

```
-3.632789e-06,
```

```
-4.017582e-06,
```

```
-4.386545e-06,
```

```
-4.732169e-06,
```

```
-5.047415e-06,
```

```
-5.325869e-06,
```

```
-5.561860e-06,
```

```
-5.750584e-06,
```

```
-5.888201e-06,
```

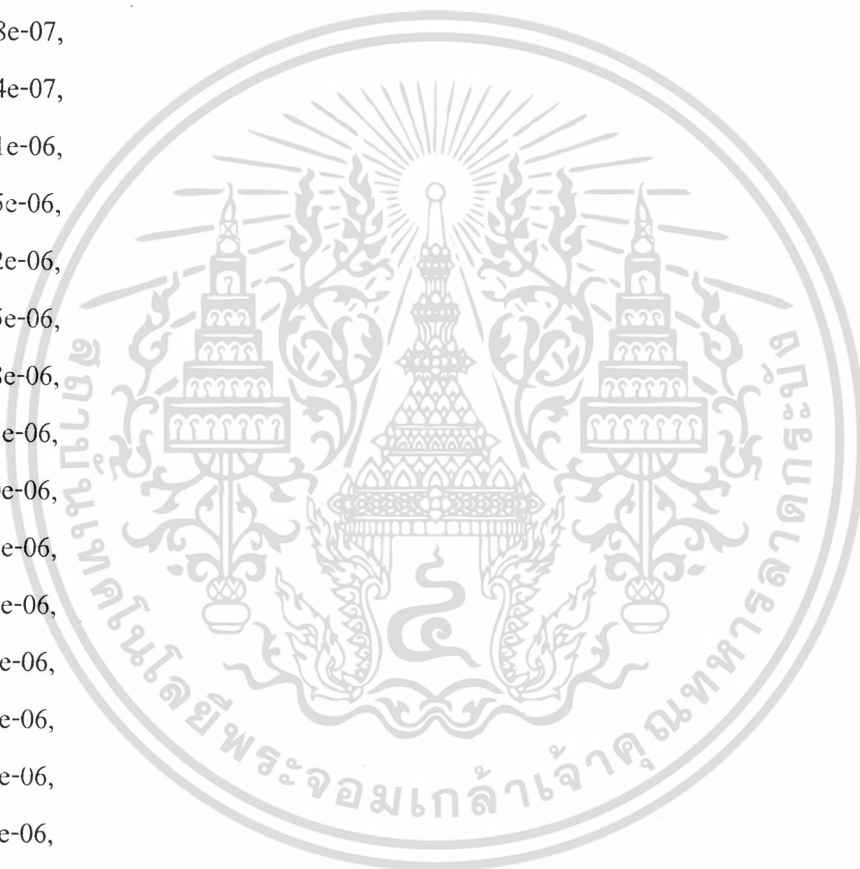
```
-5.971907e-06,
```

```
9.999940e-01,
```

```
-5.971907e-06,
```

```
-5.888201e-06,
```

```
-5.750584e-06,
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-5.561860e-06,
 -5.325869e-06,
 -5.047415e-06,
 -4.732169e-06,
 -4.386545e-06,
 -4.017582e-06,
 -3.632789e-06,
 -3.240000e-06,
 -2.847211e-06,
 -2.462418e-06,
 -2.093455e-06,
 -1.747832e-06,
 -1.432585e-06,
 -1.154131e-06,
 -9.181404e-07,
 -7.294158e-07,
 -5.917994e-07,
 -5.080929e-07,
 -4.800000e-07

};



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Highpass filter

```

#include "aiccomc.c"
#include "math.h"
#include "hp45.h"
int AICSEC[4]={0x162C, 0x1, 0x3872, 0x67};
void fir(void)
{
    int result, input, i, loop;
    float y, x[45];
    while(1)
    {
        input=UPDATE_SAMPLE(result);
        x[0]=input;
        for(i=0; i<45; i++)
        {
            y += x[i]*H[i];
        }
        for(i=45; i>0; i--)
        {
            x[i] = x[i-1];
        }
        y = y;
        result = (int)(y);
        y = 0.0;
    }
}
main()
{
    AICSET();
    fir();}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล, “ Digital Signal Processing” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ , มิถุนายน,2543
2. รศ.ดร. มนัส สัจจวิเศษ, “คู่มือโปรแกรม Matlab ฉบับสมบูรณ์”, อินโฟเพรส, กรุงเทพฯ, เมษายน, 2543
3. ณรงค์ เหมกรณ์, การสื่อสารควมเทียม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ, 2533
4. ฟ้าพิน เบญจกุล, “การสื่อสารผ่านควมเทียม” มหาวิทยาลัยรังสิต, ปทุมธานี, 2521
5. รศ.ดร สมศักดิ์ ชุ่มชวย “การประมวลผลสัญญาณเชิงเลขเบื้องต้น” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพฯ , มีนาคม, 2545
6. Digital Signal Processing Products, “TMS320C3x User`Guide”, Texas Instrument :1993
7. Microprocessor Development Systems , “TMS320C3x DSP Starter Kit User`s Guide”, Texas Instruments : 1994

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้