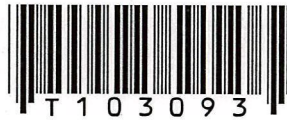


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ECG RECORDER



โดย

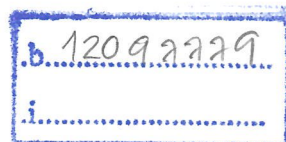
นาย กริช บิลกาชัน

นาย ไพศาล ทองใบ

นาย วเรศ จันทสิทธิ์

ฉป.
ก244ค
2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....103093
วัน,เดือน,ปี..... 27 ส.ค. 2552



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ECG RECORDER

โดย

นาย กริช บิลกาชัน เลขประจำตัว 49015137

นาย ไพศาล ทองใบ เลขประจำตัว 49015155

นาย วเรศ จันทสิทธิ์ เลขประจำตัว 49015160

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.กิติพล ชิตสกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

ปริญญาโทบริหารศึกษาศาสตร์ 2551

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

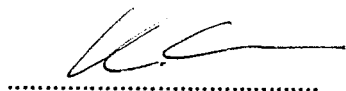
เรื่อง เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ผู้จัดทำ

นาย กริช บิลกาชัน รหัส 49015137

นาย ไพศาล ทองใบ รหัส 49015155

นาย วเรศ จันทสิทธิ์ รหัส 49015160



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. กิติพล ชิตสกุล)

เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

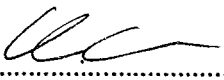
ECG RECORDER

นาย กริช บิลกาชัน รหัส 49015137

นาย ไพศาล ทองใบ รหัส 49015155

นาย วรศ จันทสิทธิ์ รหัส 49015160

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ผศ.ดร. กิติพล ชิตสกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

นาย กริช บิลกาชัน รหัส 49015137

นาย ไพศาล ทองใบ รหัส 49015155

นาย วเรศ จันทสิทธิ์ รหัส 49015160

ผศ.ดร. กิติพล ชิตสกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

บทคัดย่อ

เครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ใช้การบันทึกสัญญาณลงในเครื่องเล่น MP3 ซึ่งใช้การบันทึกในย่านความถี่เสียง เนื่องจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีความถี่ต่ำกว่าย่านความถี่เสียงจึงต้องเปลี่ยนย่านความถี่ให้อยู่ในย่านความถี่เสียง โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงความถี่ ในโครงการนี้ใช้ไอซี CD 4046 เปลี่ยนย่านความถี่ของสัญญาณความถี่อินพุตจากช่วงความถี่ 10-200 เฮิร์ตซ ไปอยู่ในย่านความถี่ที่เหมาะสมกับการบันทึกคือ 1-3 กิโลเฮิร์ตซ ข้อมูลเสียงที่บันทึกไว้แล้วสามารถโหลดเข้าสู่ไมโครคอมพิวเตอร์ผ่านซาวด์การ์ด โดยมีโปรแกรมควบคุมเขียนบน MATLAB[®] และ LabView ทำหน้าที่ควบคุมบันทึกสัญญาณ และแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์ ระบบวัดและบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่นำเสนอนี้ ประกอบไปด้วย ECG Amplifier, Signal conditioner, Modulator and Software เพื่อทำการแสดงผล โดยเครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจนี้มีจุดประสงค์ให้เป็นอุปกรณ์ที่สามารถพกพาได้และสามารถบันทึกเก็บข้อมูลได้

ECG RECORDER

Mr. Krit BILGASUN ID. 49015137

Mr. Paisan THONGBAI ID. 49015155

Mr. Varess JUNTASIT ID. 49015160

Assist.Prof.Dr. Kitiphol CHITSAKUL (ADVISOR)

Abstract

The project is the recording ECG into MP3 players/recorders for clinical usage in the future. As the limit of recording on the recorder only for the sound wave, we need to modulate the low frequency ECG in to acoustic spectrum by using simple frequency modulation module of the CD4046. The modulated signal at frequency of 1-3 KHz can transfer into a microcomputer via a sound card. The software written in MATLAB[®] and LabView however is needed to recover the ECG signal for monitoring on the computer. The system presented in this report includes ECG amplifier signal conditioner modulator and software employed to acquire the recording signal and display. Validation of the system is performed by *in vitro* and measurement.

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการนี้ได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.ดร. กิติพล ชิตสกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) จึงขอขอบพระคุณอาจารย์มา ณ โอกาสนี้ด้วย ทั้งรวมไปถึงอาจารย์ทุกท่านที่ได้สอนให้ความรู้จนมีความสามารถที่จะทำโครงการ และเพื่อนทุกคนที่คอยให้คำปรึกษาการช่วยเหลือต่าง ๆ รวมถึงคำแนะนำในการทำโครงการนี้ให้ได้จนประสบความสำเร็จ.

กริช บิลกาชัน

(นาย กริช บิลกาชัน)

P. T.

(นาย ไพศาล ทองใบ)

วเรศ จันทสิทธิ์

(นาย วเรศ จันทสิทธิ์)

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 ลักษณะของโครงการ	1
1.3 โครงสร้างของรายงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรที่ใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์	3
2.1 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจและหลักการของเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	3
2.2 การมอดูเลต	10
2.3 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด	11
2.4 การมอดูเลตทางความถี่	18
2.5 วิธีการสร้างสัญญาณ FM	24
2.6 การดีมอดูเลตสัญญาณ FM	25
2.7 เฟสล็อกกลุ๊ป	29
2.8 ออปแอมป์	34
2.9 ซาวนด์การ์ด	37
2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC	38
2.11 หน้าจอแสดงผล LCD Nokia 5110	59
บทที่ 3 รายละเอียดของวงจรเครื่องบันทึกข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	68
3.1 บทนำ	68
3.2 ภาควงจรขยาย (amplifier)	68
3.3 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)	70
3.4 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter)	71

3.5	รายละเอียดของวงจรมอดูเลตสัญญาณ	72
3.5.1	วงจรมอดูเลตความถี่	72
3.5.2	วงจรมอดูเลตความถี่ (IC XR 2206)	73
3.5.3	วงจรมอดูเลตความถี่ โดยใช้ VCO (CD4046)	77
3.5.4	โปรแกรมดีมอดูเลชัน	79
3.6	ส่วนประกอบของการแสดงผล	81
3.5.1	วงจรมอดูเลตความถี่	81
3.5.2	วงจรมอดูเลตความถี่	81
3.5.2	การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการแสดงผล	82
3.5.3	การเขียนคอนโทรลโปรแกรมใน PSOC	84
บทที่ 4	ผลการทดลอง	88
บทที่ 5	บทสรุปโครงการ บรรณานุกรม ภาคผนวก	118

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจของคนปกติ	4
รูปที่ 2.2 ตำแหน่งการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทั้ง 12 ลีดมาตรฐาน	5
รูปที่ 2.3 ตำแหน่งการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทั้ง 12 ลีดมาตรฐาน(ต่อ)	6
รูปที่ 2.4 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead	6
รูปที่ 2.5 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead	7
รูปที่ 2.6 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead	7
รูปที่ 2.7 ตำแหน่งการติดขั้ววัดควบคุมบนหน้าอกของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ Unipolar ChestLead V_1 ถึง V_6	8
รูปที่ 2.8 ตัวอย่างคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6 และตำแหน่งการติดขั้ววัดควบคุมบนหน้าอกโดยมองภาพตัดขวางของลำตัว	8
รูปที่ 2.9 ตำแหน่งการติดขั้ววัดไฟฟ้าของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจเพื่อการมอนิเตอร์	
รูปที่ 2.10 ตัวอย่างรูปสัญญาณในการมอดูเลตแบบ AM	12
รูปที่ 2.11 วงจรสวิตชิงมอดูเลเตอร์	14
รูปที่ 2.12 สัญญาณราคาบรูปสี่เหลี่ยม	14
รูปที่ 2.13 วงจรเอนเวโลปดีเทกเตอร์	15
รูปที่ 2.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรเอนเวโลปดีเทกเตอร์	16
รูปที่ 2.15 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM	21
รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM กรณีสัญญาณเบสแบนด์ไชนูซอยด์	23
รูปที่ 2.17 วงจรสร้างสัญญาณ FM ความถี่แคบ	25
รูปที่ 2.18 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ FM แบบ slope detector	26
รูปที่ 2.19 ขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณ FM โดยวิธี ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์	27
รูปที่ 2.20 รูปสัญญาณในและขั้นตอนของการดีมอดูเลตด้วย วิธีซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์	28
รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลของออปแอมป์	34
รูปที่ 2.22 แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์	34
รูปที่ 2.23 วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)	35

รูปที่ 2.24 วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)	36
รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC	39
รูปที่ 2.26 แสดงลำดับขั้นตอนการพัฒนาโปรแกรมให้กับ PSoC MCU ด้วย PSoC Designer แบบคร่าว ๆ	40
รูปที่ 2.27 PSoC Core	43
รูปที่ 2.28 Digital System	44
รูปที่ 2.29 Analog System	44
รูปที่ 2.30 System Resource	45
รูปที่ 2.31 PSoC เบอร์ CY8C27443	48
รูปที่ 2.32 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของโมดูล SPIM	51
รูปที่ 2.33 แสดงการเลือกโมดูล DAC8	51
รูปที่ 2.34 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของโมดูล ADCINC12	55
รูปที่ 2.35 แสดงการเลือกโมดูล DAC8	55
รูปที่ 2.7 กราฟแสดงการเกิดความคิดพลาดจากการสุ่มแต่ละความถี่	59
รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะหน้าจอแสดงผล LCD ของ Nokia 5110	60
รูปที่ 2.38 แสดงตำแหน่งขา LCD ของ Nokia 5110	60
รูปที่ 2.39 แสดงบล็อกภายในชิปของ PCD 8544	62
รูปที่ 2.40 แสดงรูปแบบของแรมและตำแหน่งของข้อมูล	64
รูปที่ 2.41 แสดงลำดับในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำแบบ horizontal addressing	64
รูปที่ 2.42 แสดงลำดับขั้นการส่งข้อมูลไปแสดงผลอักษร	65
รูปที่ 2.43 แสดงหลักการส่งข้อมูลของ PCD 8544	65
รูปที่ 2.44 แสดงการส่งข้อมูลพร้อมสัญญาณ Clock	66
รูปที่ 3.1 วงจร Instrumentation Amp. ของ IC INA114	69
รูปที่ 3.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)	70
รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter)	71
รูปที่ 3.4 วงจรปรับแรงดันออฟเซต	73
รูปที่ 3.5 วงจรแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่	74
รูปที่ 3.6 วงจรมอดูเลตความถี่	75
รูปที่ 3.7 รูปวงจรรวม	76
รูปที่ 3.8 Block Diagram ของเครื่องบันทึกคลื่นสัญญาณ	77
รูปที่ 3.9 โฟลว์ชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรม	79
รูปที่ 3.10 แสดงส่วนประกอบของการแสดงผล	81

รูปที่ 3.11	วงจรเปรียบเทียบแรงดัน	81
รูปที่ 3.12	วงจร DC OFFSET VOLTAGE	82
รูปที่ 3.13	แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง PSOC กับ จอLCD NOKIA 5110	83
รูปที่ 3.14	แสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG -> RUN ...HR=000 และ CHECK	84
รูปที่ 3.15	แสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG->RUN ...HR=OR และ NO SIGNAL	85
รูปที่ 3.16	แสดงตัวอย่างการพล็อตที่ตำแหน่งศูนย์บนหน้าจอ NOKIA 5110	85
รูปที่ 3.17	แสดงตัวอย่างการพล็อตที่ทำการเลื่อนตำแหน่ง+X	86
รูปที่ 3.18	แสดงการDelay เวลา 50 uS เป็นการระบุนความห่างระหว่าง การพล็อตครั้งแรกกับครั้งที่สอง	86
รูปที่ 3.19	โฟลว์ชาร์ตแสดงการเขียนโปรแกรมในPSOC	87
รูปที่ 4.1	วงจร Instrumentation Amplifier, วงจร RL Driver ของIC INA114	88
รูปที่ 4.2	การตอบสนองความถี่ของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์กับค่า CMRR	90
รูปที่ 4.3	วงจร Instrumentation Amp. ของIC INA114	91
รูปที่ 4.4	การตอบสนองความถี่ของวงจร	93
รูปที่ 4.5	วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติและวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์	93
รูปที่ 4.6	การตอบสนองความถี่ของวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ	95
รูปที่ 4.7	วงจรรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่	95
รูปที่ 4.8	แสดงการตอบสนองความถี่ของวงที่มีความถี่ต่างๆ	96
รูปที่ 4.9	วงจรมอดูเลตความถี่ (XR2206)	98
รูปที่ 4.10	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต (XR2206)	98
รูปที่ 4.11	รูปวงจรรวมของการมอดูเลตทางความถี่ (CD4046)	100
รูปที่ 4.12	รูปวงจรรวมของการมอดูเลตทางความถี่(CD4046)	102
รูปที่ 4.13	ผลเปรียบเทียบการ มอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุตไฟตรง 2 โวลต์	58
รูปที่ 4.14	ผลเปรียบเทียบการ มอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุต Sine Wave	103
รูปที่ 4.15	ผลเปรียบเทียบการ มอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุต Triangle Wave	103
รูปที่ 4.16	ผลเปรียบเทียบการ มอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุต Square Wave	104
รูปที่ 4.17	ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.25 Hz	104
รูปที่ 4.18	ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.5 Hz	105

รูปที่ 4.19 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 1 Hz	105
รูปที่ 4.20 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 2 Hz	106
รูปที่ 4.21 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 3 Hz	106
รูปที่ 4.22 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 4 Hz	107
รูปที่ 4.23 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 5 Hz	107
รูปที่ 4.24 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 6 Hz	108
รูปที่ 4.25 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 7 Hz	108
รูปที่ 4.26 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 8 Hz	109
รูปที่ 4.27 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 9 Hz	110
รูปที่ 4.28 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 10 Hz	110
รูปที่ 4.29 ผลที่สัญญาณอินพุท คลื่นไฟฟ้าหัวใจ	111
รูปที่ 4.30 ผลการติ่มอคูเลคทีแอมพลิฟิเคชันสัญญาณอินพุทเกิน ช่วงการมอดูเลต	111
รูปที่ 4.31 ได้จากการทดลองบนจอ LCD	112
รูปที่ 4.32 ได้จากการ โปรแกรม MATLAB	112
รูปที่ 4.33 ได้จากการทดลองบนจอ LCD วาดเส้นต่อกัน	112
รูปที่ 4.34 ที่ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 0 V ,Peak = 1.8 V	113
รูปที่ 4.35 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 1 V ,Peak = 1.7 V	113
รูปที่ 4.36 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 2 V ,Peak = 1.3 V	113
รูปที่ 4.37 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 3 V ,Peak = 1.1 V	114
รูปที่ 4.38 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 1 V	114
รูปที่ 4.39 แสดงภาพที่กำลังตรวจสอบคลื่นหัวใจและกำลังนับลูกคลื่นหัวใจ	114
รูปที่ 4.40 รูปภาพหน้าจอที่เกิดจากไม่มีอินพุทเข้าหรือไม่มีคลื่นหัวใจ	114
รูปที่ 4.41 รูปภาพที่เกิดจากการนับลูกคลื่นหัวใจที่เดินเกิน 216 ต่อ 1 นาที	115
รูปที่ 3.42 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก EGC SIMULATOR ที่ BPM = 30	115
รูปที่ 3.43 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก EGC SIMULATOR ที่ BPM = 60	115
รูปที่ 3.44 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก EGC SIMULATOR ที่ BPM = 120	115
รูปที่ 3.45 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก EGC SIMULATOR ที่ BPM = 60	116
และทำการเปิดไฟ BLACK LIGHT	
รูปที่ 3.46 รูปภาพที่เกิดจากการผิดพลาดในการส่งข้อมูล ระหว่าง PSoC กับ LCD NOKIA 5110	116
รูปที่ 3.47 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง	116
รูปที่ 3.48 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง	117

รูปที่ 3.49 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง	117
รูปที่ 3.50 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง	117
รูปที่ 3.51 รูปวงจรรวมของภาคแสดงผล LCD	119

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองหาอัตราการขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	89
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองหาอัตราการขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	89
ตารางที่ 4.3 การทดลองค่าคอมมอน โหมดครีเจคชั่นเรโซ	90
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองหาอัตราการขยายของวงจรที่ความถี่ต่างๆ	92
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองผลตอบสนองความถี่ของวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ	94
ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองวงจร Notch Filter ที่ความถี่ต่างๆ	97
ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองแรงดันอินพุทกับความถี่เอาต์พุท (XR2206)	99
ตารางที่ 4.8 ผลการทดลองแรงดันอินพุทกับความถี่เอาต์พุท (CD 4046)	101
ตารางที่ 4.9 การคิดคำนวณอัตราการเดินทางของหัวใจและแสดงผล	116

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

การวินิจฉัยโรคหัวใจได้อย่างถูกต้องในระยะเริ่มต้นนั้น จะทำให้การรักษาได้ผลดีและสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายน้อยกว่า อย่างไรก็ตามการวินิจฉัยโรคหัวใจระยะเริ่มต้นมักจะไม่ปรากฏอย่างถาวรหรือบ่อยครั้ง ทำให้เป็นการยากต่อการวินิจฉัย จึงมีแนวความคิดที่จะสร้างเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram: ECG) แบบติดตัว ที่สามารถบันทึกรูปคลื่นได้เมื่อผู้ป่วยเกิดอาการ ในการเลือกตัวกลางที่ใช้บันทึกนั้น เนื่องจากเห็นว่าเครื่องบันทึกแบบ MP3 ในปัจจุบันขนาดเล็กมีคุณภาพดีและราคาถูกลงมาก จึงได้เลือกทดลองออกแบบให้โครงการนี้ใช้งานร่วมกับเครื่องบันทึกแบบ MP3 ที่ต้องดัดแปลงโครงสร้างของเครื่องน้อยที่สุด โดยมีหน้าจอบอกแสดงผลคลื่นไฟฟ้าหัวใจและอัตราการเต้นของหัวใจ

1.2 ลักษณะของโครงการ

จากแนวความคิดข้างต้น ได้กำหนดโครงสร้างคร่าว ๆ ภายในเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจนี้ จะประกอบไปด้วย วงจรส่วนวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Instrument amplifier ที่มี Notch Filter 50 Hz และเนื่องจากองค์ประกอบทางความถี่ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจประกอบด้วยความถี่ต่ำๆ ไม่เหมาะกับการบันทึกลงบนเครื่องเล่น MP3 โดยตรง จะใช้การมอดูเลชันทางความถี่ ให้ความถี่เลื่อนไปอยู่ในช่วง.....กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งเป็นช่วงใช้งานปกติเครื่องเล่นและบันทึก จะใช้การมอดูเลชันทางความถี่บนหลักการของ Voltage Control Oscillator (VCO) ให้ความถี่เลื่อนไปอยู่ในช่วงที่ใช้ได้ปกติของซาวนด์การ์ด โดยการใช้อุปกรณ์ในการกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่ที่มีการควบคุมโดยสัญญาณที่บันทึก และเมื่อสัญญาณอนาล็อกที่ได้ผ่านเข้าสู่ซาวนด์การ์ดจะถูกแปลงเป็นระบบดิจิตอลทั้งหมด เมื่อทำการถอดสัญญาณกลับจะใช้การดีมอดูเลชันทางซอร์ฟแวร์ แล้วจึงทำการแสดงผลผ่านหน้าจอคอมพิวเตอร์ แต่อาจจะมีปัญหาในเรื่องสัญญาณรบกวนและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่บันทึกตามมาด้วย จึงได้ทำการตรวจสอบสัญญาณหลังจากทำการมอดูเลตแล้วเทียบกับสัญญาณเดิมเพื่อความเป็นสัญญาณที่มอดูเลตมาจากสัญญาณที่ต้องการจริงหรือไม่ก่อนที่จะนำไปใช้

เนื่องจากเป็นเครื่องวัดที่ต้องติดตัวผู้ป่วยตลอดเวลาจึงออกแบบให้ใช้แบตเตอรี่จ่ายกำลังงาน เพื่อป้องกันอันตรายจากการช็อกไฟฟ้าที่อาจจะเกิดกับผู้ป่วย และสามารถเคลื่อนย้ายติดตามผู้ป่วยได้สะดวก นอกจากนี้ยังได้สร้างเครื่องจำลองคลื่น ECG สำหรับไว้ใช้ทดสอบเครื่องที่สร้างขึ้นด้วย

นอกจากนี้เพื่อความสะดวกจึงมีการพัฒนาให้มีการนำคลื่นไฟฟ้าหัวใจมาแสดงบนจอ NOKIA 5110 ภายใต้การควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ PSOC พร้อมกับฟังก์ชันการทำงาน

1.3 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ รายงานฉบับนี้เป็นการรายงานผลจากการศึกษาและทดลองตลอดสองภาค การศึกษา เพื่อออกแบบสร้างต้นแบบเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ซึ่งเนื้อหานี้จะประกอบด้วย ส่วนต่าง ๆ แยกเป็นบท ๆ ไปดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและแนวคิดในการสร้าง โครงงาน

บทที่ 2 หลักการทำงานเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

บทที่ 3 รายละเอียดวงจรเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง กล่าวถึงการทดสอบทางเทคนิคของระบบที่ ออกแบบสร้างขึ้นมา

บทที่ 5 บทสรุป

บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรที่ใช้

2.1 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจและหลักการของเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

2.1.1 บทนำ

เพื่อเป็นพื้นฐานของความเข้าใจแนวคิดและการทำงานของทั้งเครื่องจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และเครื่องวัดและบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่จะกล่าวถึงต่อไป ในบทนี้จะกล่าวถึงธรรมชาติของคลื่นไฟฟ้าหัวใจโดยสังเขปรวมถึงการวัดและหลักการของเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ได้พัฒนาขึ้นมา

2.1.2 ธรรมชาติของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

คลื่นไฟฟ้าหัวใจมีแหล่งกำเนิดเป็นสัญญาณอิมพัลส์ไฟฟ้าที่บริเวณ SA node (Sinoatrial node) ในบริเวณผนังของหัวใจซีกบนขวา(right atrium) และกระจายพร้อมกับรีโพลาไรซ์ไปทั่วร่างกาย เมื่อวัดโดยการต่อขั้วไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลเข้ากับผิวหนังบริเวณหน้าอก แขน ขา จะได้รูปคลื่น 1 คาบเวลาคลายกับที่แสดงในรูปที่ 2.1 ในคนปกติ คลื่นไฟฟ้าหัวใจจะประกอบด้วยคลื่น P, QRS, T และ U ซึ่งลักษณะและการมีอยู่ของคลื่นองค์ประกอบเหล่านี้ จะเป็นข้อมูลที่สำคัญในการวิเคราะห์การทำงานของหัวใจและความผิดปกติ

เมื่อเกิดอิมพัลส์และเริ่มกระจายไปบริเวณซีกบนของหัวใจ จะทำให้เกิดการบีบตัวของกล้ามเนื้อด้านบนของหัวใจ โลหิตในหัวใจห้องบนด้านขวาหรือด้านซ้ายนั้นจะถูกบีบลงไปที่ด้านล่างของหัวใจ อิมพัลส์นี้จะยังกระจายผ่านเนื้อเยื่อตัวนำมายังผิวหนังจะทำให้ได้สัญญาณที่เรียกว่า P-wave

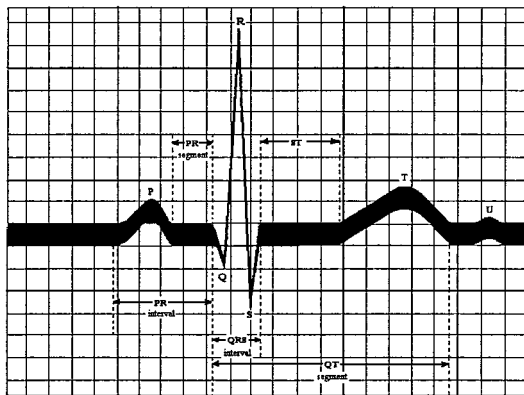
ในบริเวณ atrioventricular node จะมีการหน่วงเวลาของการกระตุ้นอิมพัลส์ชั่วขณะเพื่อให้เลือดสามารถถ่ายโอนจากด้านบนของหัวใจไปถึงด้านล่างของหัวใจเสร็จสมบูรณ์ การหน่วงเวลานี้เป็นส่วนหลักของ P-R Interval ของรูปคลื่น ECG

อิมพัลส์ที่เกิดขึ้นจะกระจายต่อไปยังด้านล่างของหัวใจกระตุ้นให้เกิดการบีบตัวให้เลือดออกจากหัวใจห้องล่างเข้าไปในเส้นเลือดใหญ่ และจะกำเนิดส่วนของ QRS ของรูปคลื่น ECG ในขณะที่เฟสนี้ของด้านบนของหัวใจมีการคลายตัว และมีการเติมเต็มเลือด

ส่วนการเกิด T-wave แสดงถึงการรีโพลาไรซ์ของพัลส์บริเวณด้านล่างของหัวใจ ด้วยการคลายตัวของกล้ามเนื้อด้านล่างของหัวใจ เมื่อขบวนการเสร็จสมบูรณ์จะมีคาบเวลาช้าขึ้นอีก และจะผลิตรูปคลื่น ECG ขึ้นอีกครั้ง.

จะเห็นว่าในแต่ละส่วนของรูปคลื่นของ ECG จะนำพาข้อมูลทางพยาธิสภาพของหัวใจ มาสู่แพทย์เพื่อการวินิจฉัยอาการผิดปกติ ตัวอย่างเช่น R-R Intervals สามารถบ่งถึง อัตราการ

เปลี่ยนแปลงการเต้นของหัวใจ (Cardiac Rhythm) ภายใต้อิทธิพลของระบบประสาทอัตโนมัติ ความไม่เสถียรของ Cardiac Rhythm สามารถบ่งบอกถึงการเต้นที่ผิดปกติของหัวใจ ขนาดและช่วงเวลาของ P และ QRS บ่งชี้ถึงการปรับสภาพของกล้ามเนื้อหัวใจ การลดทอนขนาดสัญญาณ อาจบ่งบอกของการทำลายกล้ามเนื้อบริเวณที่เกี่ยวข้อง ขนาดเพิ่มขึ้นอาจบ่งบอกความผิดปกติ จากอาการหัวใจโต นอกจากนี้การหน่วงเวลานานเกินไปในจุด atrioventricular เป็นการบ่งบอกถึง การปิดกั้นของบางส่วนหรือทั้งหมดของอิมพัลส์จาก การขาดช่วงการซิงโครไนซ์ ระหว่าง P-wave และ QRS Complex อาการผิดปกติเหล่านี้สามารถรักษาได้ทางยาและใช้การสังเกตผลการรักษาจากรูปคลื่น ECG



รูปที่ 2.1 แสดงคลื่นไฟฟ้าหัวใจของคนปกติ

บนรูปคลื่น ECG อาจจะมีสัญญาณไฟฟ้าร่างกายชนิดอื่นๆ ปะปนมาด้วยดังเช่น สัญญาณ EEG จากสมอง สัญญาณ EMG จากกล้ามเนื้อ รวมทั้ง Motion Artifact อย่างไรก็ตาม ทางการแพทย์สามารถแยกสัญญาณ ECG จากสัญญาณร่างกายอื่นๆ เหล่านี้ได้ไม่ยาก เนื่องจากสังเกตว่า คลื่นไฟฟ้าหัวใจมีความถี่สเปกตรัมในช่วง 3-40 Hz.

อุปกรณ์แสดงรูปคลื่น ECG ทางการแพทย์จะมีแบนด์วิดท์ของการตอบสนองความถี่ สำหรับการประยุกต์ใช้งานที่แตกต่างกัน แบบที่ใช้ในคลินิกที่ใช้สำหรับบันทึกมาตรฐาน 12 lead ECG คือ 0.05-100 Hz สำหรับการประยุกต์ใช้เพื่อการ monitor ดัง เช่นในคนไข้อาการทรุดหนัก แบนด์วิดท์ของเครื่องวัดกำหนดไว้ที่ 0.5-50 Hz สำหรับการวัดอัตราการเต้นของหัวใจที่ใช้การตรวจสอบ QRS Complex ดังนั้นการกรองความถี่ผ่านความถี่เฉพาะของ QRS Complex และตัดทิ้งสัญญาณรบกวน P-wave และ T-wave ออกจาก ECG.

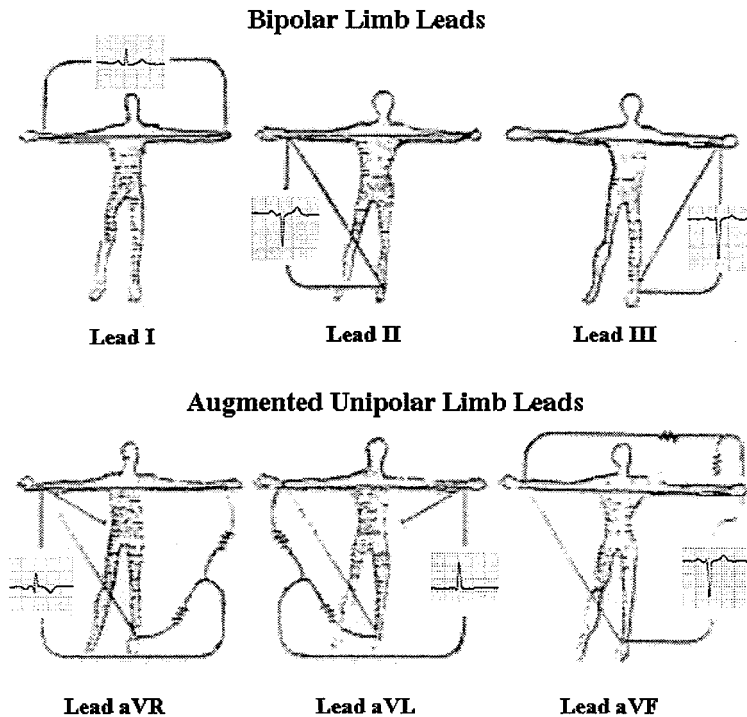
ในโครงการนี้วัตถุประสงค์จะสร้างเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจในระดับคลินิกที่มีการตอบสนองความถี่ในช่วง 0.05-100 Hz ซึ่งความถี่ช่วงนี้จะครอบคลุมความถี่รบกวนอื่น ๆ ด้วย

2.1.3 การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจสามารถกระทำได้ 2 รูปแบบคือการวัดแบบเวกเตอร์คาร์ดิโอกราฟ (Vectorcardiograph) และการวัดแบบอิเล็กโตรคาร์ดิโอกราฟ (Electrocardiograph) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ

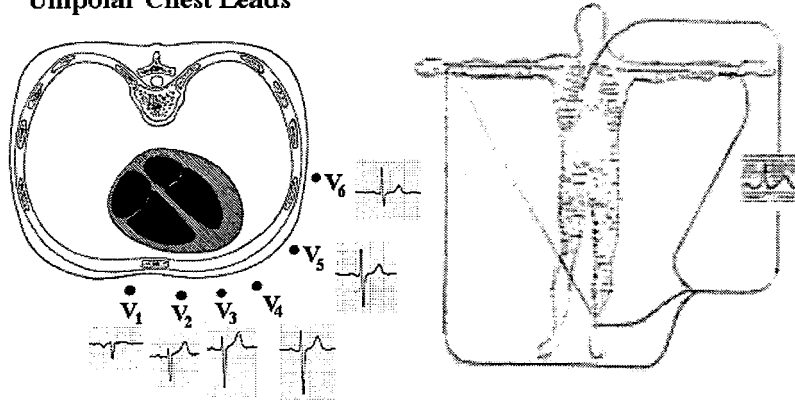
การวัดแบบเวกเตอร์คาร์ดิโอกราฟ คือการวัดการเปลี่ยนแปลงขนาดของเวกเตอร์ ของความต่างศักย์ที่เกิดขึ้น บนแกนหนึ่งเทียบกับอีกแกนหนึ่ง โดยพิจารณาจาก 3 แกนที่ตั้งฉากกัน สัญญาณที่เกิดขึ้น มีอยู่ด้วยกัน 3 ระนาบคือ ระนาบที่มองทางด้านหน้า ด้านซ้าย และ ด้านบน วิธีนี้ต้องใช้แพทย์ผู้เชี่ยวชาญในการวินิจฉัย.

การวัดแบบอิเล็กโตรคาร์ดิโอกราฟ คือการวัดการเปลี่ยนแปลงขนาดเวกเตอร์ของ ความต่างศักย์ที่เกิดขึ้นในแนวแกนใดๆ เทียบกับเวลา สามารถวินิจฉัยได้ง่าย.



รูปที่ 2.2 ตำแหน่งการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทั้ง 12 ลีดมาตรฐาน

Unipolar Chest Leads



รูปที่ 2.3 ตำแหน่งการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจทั้ง 12 ลีดมาตรฐาน(ต่อ)

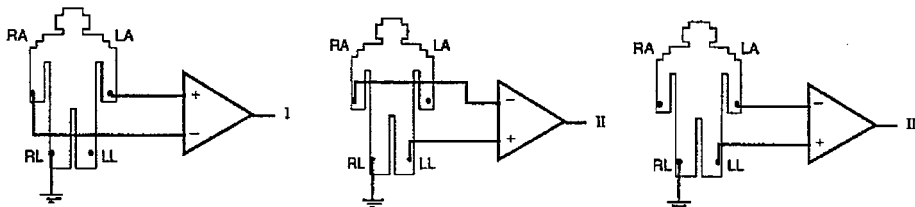
การวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบอิเล็กโทรคาร์ดิโอกราฟเพื่อการวินิจฉัยโรคเกี่ยวกับระบบการทำงานของหัวใจสามารถแบ่งตามจุดประสงค์ของการวัดได้ 2 ประเภทคือ การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐาน (Standard Clinical ECG) และ การวัดเพื่อการมอนิเตอร์ (Monitoring ECG).

2.1.4 การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐาน

การวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐานนั้น เป็นการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ โดยตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณได้ถูกกำหนดไว้เป็นมาตรฐานแล้ว วิธีการวัดเพื่อการวินิจฉัยคนไข้ข้างเตียงแบบมาตรฐานสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 วิธีคือ วิธีวัดแบบ Standard Limb Lead วิธีวัดแบบ Augmented Limb Lead และ วิธีวัดแบบ Unipolar Chest Lead ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้.

2.1.4.1 วิธีวัดแบบ Standard Limb Lead

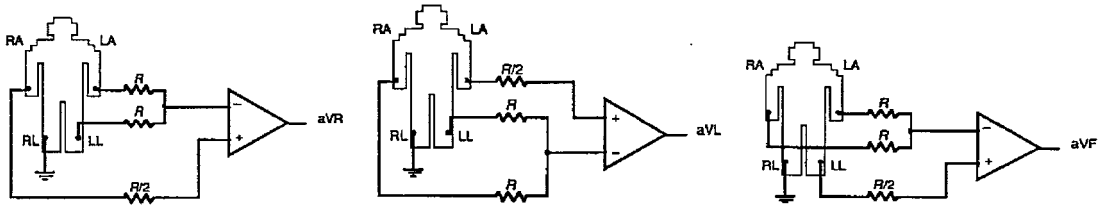
วิธีวัดแบบ Standard Limb Lead เป็นการวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ ประกอบไปด้วย Lead I, II และ III ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งสามารถทำการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead ทั้ง Lead I, II และ III โดยการติดขั้ววัดของวงจรขยายค่าความแตกต่าง.



รูปที่ 2.4 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Standard Limb Lead

2.1.4.2 วิธีวัดแบบ Augmented Limb Lead

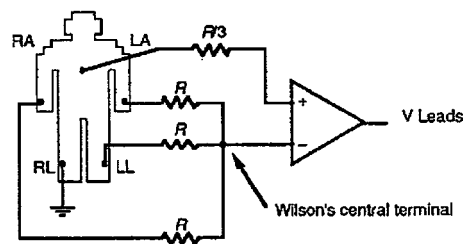
วิธีวัดแบบ Augmented Limb Lead เป็นวิธีวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ประกอบด้วย Lead aVR, Lead aVL และ Lead aVF ดังรูปที่ 2.5 สำหรับวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead จะมีตัวต้านทานค่า $R/2$ ต่อที่ขั้วบวกของวงจรขยายความแตกต่างมีไว้เพื่อสมดุลค่าความต้านทานที่อินพุทของวงจรขยายความแตกต่าง.



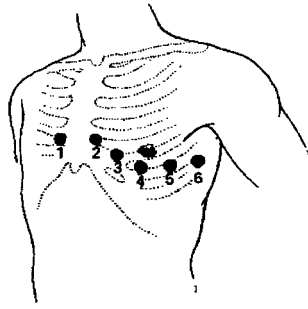
รูปที่ 2.5 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Augmented Limb Lead

2.1.4.3 วิธีวัดแบบ Unipolar Chest Lead

วิธีวัดแบบ Unipolar Chest Lead เป็นการวัดขนาดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจระหว่างตำแหน่งใด ๆ บนหน้าอก (ขั้ววัดบวก) เทียบค่าเฉลี่ยของความต่างศักย์ของตำแหน่ง RA, LA และ LL วิธีการวัดในรูปที่ 2.6 วิธีนี้ประกอบด้วย 6 Lead คือ Lead V_1 ถึง V_6 คือการกำหนดตำแหน่งของขั้ววัดบวกอยู่ในตำแหน่งต่างๆบริเวณหน้าอก 6 ตำแหน่งแสดงในรูปที่ 2.7 และรูปที่ 2.8

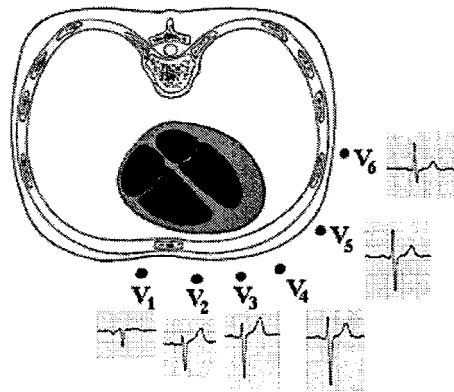


รูปที่ 2.6 วิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead



รูปที่ 2.7 ตำแหน่งการติดขั้ววัดบวกรบนหน้าอกของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ

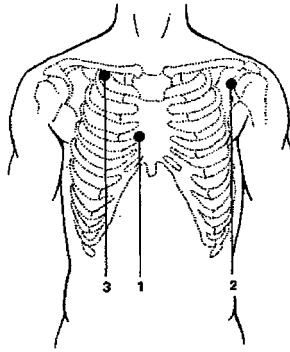
Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบ Unipolar Chest Lead V_1 ถึง V_6 และตำแหน่งการติดขั้ววัดบวกรบนหน้าอกโดยมองภาพตัดขวางของลำตัว

2.1.5 การวัดเพื่อการมอนิเตอร์

การวัดแบบมอนิเตอร์เพื่อใช้วัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในขณะที่มีการเคลื่อนย้ายผู้ป่วยเพื่อตรวจสอบจังหวะและอัตราการเต้นของหัวใจ ตำแหน่งที่วัดสัญญาณควรเป็นตำแหน่งที่ให้ขนาดคลื่น R ที่แรงมาก เพื่อให้อัตราส่วนของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : S/N) มีค่าสูง ตำแหน่งของการวัดมอนิเตอร์ได้แสดงในรูปที่ 2.8 โดยติดขั้ววัดบวกรไว้ที่ตำแหน่ง V_1 ของ Unipolar Chest Lead (ตำแหน่งหมายเลข 1) ติดขั้ววัดลบไว้ที่ตำแหน่งใกล้ไหล่ซ้าย (ตำแหน่งหมายเลข 2) และติดขั้ววัดอ้างอิงไว้ที่ตำแหน่งใดๆบริเวณหน้าอก (ตำแหน่งหมายเลข 3) ลักษณะของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่วัดได้จะใกล้เคียงกับ V_1 ของ Unipolar Chest Lead ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการคำนวณอัตราการเต้นของหัวใจ.



รูปที่ 2.9 ตำแหน่งการติดขั้ววัดไฟฟ้าของวิธีการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจเพื่อการมอนิเตอร์

2.1.6 การบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

การบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีความจำเป็นเพื่อการตรวจสอบผลของการรักษาหรือในกรณีมีอาการผิดปกติเป็น ๆ หาย ๆ ตรวจสอบได้ยากในคลินิก ต้องให้ผู้ป่วยเองหรือคนใกล้ชิดเป็นผู้บันทึกทันทีที่เกิดอาการ ในกรณีแรกนิยมใช้การบันทึกบนกระดาษกราฟที่เรียกว่า strip chart recorder โดยปกติจะกระทำในคลินิก ส่วนในกรณีหลังควรจะเป็นเครื่องมือที่สามารถพกพาและติดตัวคนไข้ตลอดเวลา ที่สามารถบันทึกได้สะดวกและได้เวลานานพอสมควร การบันทึกในรูปแบบดิจิทัลในหน่วยความจำ จะได้เครื่องขนาดเล็กและจำกัดเวลาในการบันทึกเนื่องจากข้อจำกัดของขนาดหน่วยความจำและราคาในการผลิตสูง โครงการนี้ทดลองใช้การบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจลงในแท็บเล็ตขนาดเล็ก เนื่องจากอุปกรณ์มีราคาไม่แพงเมื่อเทียบความจุในการบันทึก

2.1.7 หลักการของเครื่องบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจบนแท็บเล็ต

สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่กระจายมาที่ผิวหนังมายังอิเล็กโทรดที่ติดบนผิวหนังในตำแหน่งมาตรฐาน จะถูกขยายให้มีขนาดสูงพอก่อนไปทำการมอดูเลต เพื่อให้ได้สัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงในช่วงการตอบสนองของวงจรเทปเพื่อให้สามารถบันทึกข้อมูลลงในเทป โครงสร้างของเครื่องบันทึกคลื่นหัวใจจะมีส่วนประกอบตามรูปที่ 2.9 ดังนี้

1. วงจร Instrument Amplifier คือ วงจรที่ใช้ในการขยายสัญญาณคลื่นหัวใจ (EKG Wave) ที่มีคุณสมบัติที่สำคัญคือมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง เพื่อให้สามารถถ่ายทอดสัญญาณที่สนใจจากอิเล็กโทรดที่สัมผัสกับผิวหนังได้ดี อย่างไรก็ตามก็ต้องสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนร่วมได้ดี (Common Mode Rejection Ratio สูง) ทั้งนี้เนื่องจาก สัญญาณรบกวนร่วมสามารถเหนี่ยวนำเข้าทางอินพุทอิมพีแดนซ์ค่าสูง ๆ ได้ง่าย
2. การออกแบบวงจรกรองความถี่ในระบบมีวัตถุประสงค์สองอย่างคือ จำกัดแบนด์วิดท์ของระบบไว้ที่ 100 เฮิรตซ์และลดการรบกวนของสัญญาณรบกวนความถี่สูง เป็นวงจรกรอง

ความถี่ต่ำผ่าน (LPF) และ วงจร Notch Filter ทำหน้าที่ ใช้ในการช่วยการกำจัดสัญญาณรบกวน 50 Hz ที่ยังคงเล็ดรอดเข้ามาได้

3. วงจรมอดูเลตแบบความถี่ ใช้ในการเลื่อนสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นหัวใจที่มีความถี่ต่ำให้ไปอยู่ในช่วงตอบสนองของวงจรเทปได้ ข้อดีของการมอดูเลตแบบนี้คือง่ายและวงจรมีขนาดเล็ก แต่ปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นก็คือ การรบกวนเนื่องจากเนื่องจากสเปกตรัมแผ่กว้างออกมาก
4. วงจร Tape Recorder/Playback ใช้วงจรสำเร็จรูปที่ทำหน้าที่ควบคุมการบันทึกคลื่นหัวใจลงเทปแม่เหล็กและเล่นกลับ
5. วงจรดีมอดูเลตแบบความถี่ ใช้แยกสัญญาณคลื่นหัวใจที่มีความถี่ต่ำออกจากคลื่นพาห์ (Carrier Signal).
6. ออสซิลโลสโคป คือ วงจรที่ใช้วัดแสดงผลสัญญาณคลื่นหัวใจ.

2.2 การมอดูเลต (Modulation)

การมอดูเลตโดยนิยามแล้วคือกระบวนการเปลี่ยนคุณสมบัติบางอย่างเช่น แอมพลิจูด ความถี่ หรือเฟส ของสัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) ไปตามคุณสมบัติของสัญญาณข้อมูลเนื่องจากการส่งผ่านสัญญาณจากอุปกรณ์ตัวส่งให้ไปถึงภาครับสัญญาณ ได้อย่างถูกต้องตามต้องการ สัญญาณข้อมูลที่ออกจากแหล่งกำเนิดข้อมูลโดยทั่วไปที่เรียกว่า เบสแบนด์ (baseband) ก่อนการส่งผ่านสัญญาณนี้มักจะนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านกระบวนการเลื่อนความถี่ให้มากขึ้นเพื่อให้เหมาะสมกับความถี่ที่ทางตัวรับสามารถนำไปใช้ได้ซึ่งมีประสิทธิภาพ ซึ่งทางภาครับก็จะมีกระบวนการที่กลับกันกับภาคส่งคือเลื่อนความถี่ของสัญญาณลดลงให้เท่ากับสัญญาณเดิม เบสแบนด์เพื่อนำข้อมูล ไปใช้ต่อไป สัญญาณทั่วไปที่ใช้กันคือสัญญาณ ไซน์ซอซอด์ ส่วนภาครับที่ทำงานตรงข้ามกับภาคส่งในการดึงสัญญาณกลับกระบวนการนี้เรียกว่า การดีมอดูเลต

วิธีการมอดูเลตสัญญาณมีอยู่หลากหลายรูปแบบ แต่ละแบบมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไปองค์ประกอบโดยทั่วไปที่ต้องนำมาพิจารณาในการเลือกใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณให้เหมาะสมกับความต้องการมีอยู่หลายปัจจัยซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้คือ ขนาดของแบนด์วิทที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ประสิทธิภาพของการใช้กำลังส่ง ค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ต้องการกับค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio : SNR) และความซับซ้อนของวงจรภาครับและภาคส่งสัญญาณ

วิธีการมอดูเลตสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทหลัก คือการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด (amplitude modulation) และการมอดูเลตเชิงมุม (angle modulation) การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดคือการแปรเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์ไปตามขนาดของข้อมูลที่จะส่ง การมอดูเลตประเภทนี้สามารถแบ่งแยกออกเป็นวิธีย่อยได้ 4 วิธีคือ การมอดูเลตแบบ AM การมอดูเลตแบบ DSB-SC (double sideband-suppressed carrier) การมอดูเลตแบบ SSB (single sideband) และการมอดูเลตแบบ VSB (vestigial sideband) ส่วนการมอดูเลตเชิงมุมคือการแปรเปลี่ยนมุมของสัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) ไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่จะส่ง ซึ่งประกอบด้วยวิธีการมอดูเลตแบบ FM (frequency modulation) และการมอดูเลตแบบ PM (phase modulation) ซึ่งจะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด AM ก่อนและจะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงมุม FM ในส่วนถัดไป

2.3 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM Modulation)

การมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือที่เรียกว่าการมอดูเลตเชิงขนาดคลื่นพาห์จะถูกแปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะมอดูเลตลงบนคลื่นพาห์สมมติให้สัญญาณคลื่นพาห์ $C(t)$ มีค่าเป็น

$$C(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)$$

และให้ $V(t)$ เป็นสัญญาณข้อมูลที่จะทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาห์ หรือที่เรียกว่าสัญญาณเบสแบนด์ สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตเชิงขนาดเรียกว่าสัญญาณ AM มีลักษณะดังนี้

$$S_{AM}(t) = [A_c + v(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

แต่เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณเรามักจะแสดงสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$S_{AM}(t) = A_c [1 + m(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

โดยที่ $m(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (normalized) ด้วยแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นพาห์ A_c ในระบบ AM จะมีการระบุค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญค่าหนึ่งที่มีชื่อเรียกว่า ครรชนีการมอดูเลต (modulation index) ที่แทนด้วยสัญลักษณ์ μ ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับค่าสูงสุดของสัญญาณ $|m(t)|$ แต่โดยทั่วไปเราจะระบุค่านี้เป็นเปอร์เซ็นต์ และเรียกค่านี้ว่า เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต (percentage modulation)

ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณเบสแบนด์มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ซอซอด์ความถี่เดียวที่มีนิพจน์ของสัญญาณเป็น

$$V(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

ดังนั้น $m(t) = (A_m/A_c) \cos(2\pi f_m t)$ และครรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ

$$\mu = A_m/A_c$$

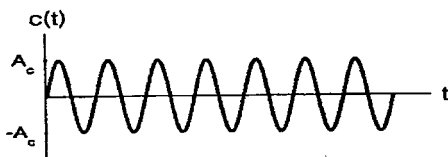
และสัญญาณ AM จะมีลักษณะดังนี้คือ

$$S_{AM}(t) = A_c [1 + \mu \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t)$$

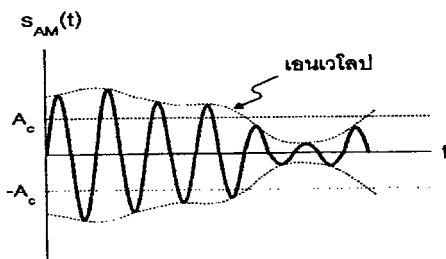
พิจารณาตัวอย่างการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ที่แสดงในรูป 2.1.1 (ก) เข้ากับสัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$ ที่แสดงในรูป 2.1.1 (ข) ในที่นี้เราจะแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่มีค่าดัชนีการมอดูเลตที่ต่างกัน ในกรณีแรก $|m(t)|$ มีค่าน้อยกว่า 1 ตลอดทุกช่วงเวลา t ใดๆ สัญญาณ AM ที่ได้จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.1.1 (ค) สังเกตว่าเอนVELOPE ของสัญญาณนี้มีลักษณะที่เหมือนกันกับสัญญาณเบสแบนด์ตลอดทุกช่วงเวลา สำหรับกรณีที่ 2 เป็นกรณีที่ $|m(t)|$ มีค่ามากกว่า 1 ในบางช่วงเวลา สัญญาณ AM ที่ได้มีลักษณะดังในรูปที่ 2.1.1 (ง) สังเกตว่าในกรณีแบบนี้ เอนVELOPE ของสัญญาณ AM มีลักษณะที่แตกต่างไปจากสัญญาณเบสแบนด์ในบางช่วงเวลาสาเหตุก็เพราะเมื่อที่ $|m(t)| > 1$ สัญญาณ AM จะเริ่มมีการกลับเฟส ณ จังหวะเวลาที่ $m(t) = -1$ ภาวะเช่นนี้เราเรียกว่ามีการมอดูเลตเกินขนาด (overmodulation) เกิดขึ้น



(ก) สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$



(ข) สัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$



(ค) กรณีที่ $|m(t)| < 1$ ณ ทุกเวลา t

รูปที่ 2.10 ตัวอย่างรูปสัญญาณในการมอดูเลตแบบ AM

หากระบบมีการควบคุมกระบวนการมอดูเลตสัญญาณ AM มิให้เกิดภาวะของการมอดูเลตเกินขนาดได้ตลอดเวลานั้นมีประโยชน์ในทางปฏิบัติ เพราะทำให้ภาครับสัญญาณสามารถใช้อุปกรณ์มอดูเลตที่มีโครงสร้างง่าย ๆ ไม่ซับซ้อน ที่เรียกว่า เอนVELOPE ดีเทกเตอร์ (envelope detector) มาใช้ในการดึงสัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมาได้ สำหรับรายละเอียดของการดึงมอดูเลตด้วยเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ จะได้กล่าวถึงในส่วนถัดไป โดยสรุปแล้วเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการที่จะทำให้อุณหภูมิของสัญญาณ AM มีรูปร่างที่เหมือนกับสัญญาณเบสแบนด์มี 2 ประการ คือ แอมพลิจูดของ $m(t)$ ต้องมีขนาดที่ต่ำกว่า 1 เสมอ นั่นคือว่า $|m(t)| < 1$ สำหรับทุกค่าของ t เงื่อนไขนี้กำกับเพื่อให้ขนาดของ $1 + m(t)$ มีค่าเป็นบวกเสมอ เงื่อนไขประการที่ 2 คือสัญญาณคลื่นพาห้ f_c จะต้องมีความถี่สูงกว่าองค์ประกอบความถี่สูงสุด W ของสัญญาณเบสแบนด์ นั่นคือ $f_c \gg W$ ซึ่งเราเรียกว่า W ว่าเป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ หากสัญญาณเบสแบนด์มีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณคลื่นพาห้แล้ว เราจะไม่สามารถมองเห็นเอนVELOPE ของสัญญาณ AM ได้อย่างชัดเจนซึ่งก็หมายถึงว่าการดีเทกต์สัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมาก็จะทำได้ไม่ดีด้วย

2.3.1 การสร้างสัญญาณ AM

สวิตซิงมอดูเลเตอร์

ในการสร้างสัญญาณ AM สามารถกระทำได้หลายวิธี สำหรับวิธีแรกที่จะกล่าวถึงคือวิธีการที่เรียกว่า สวิตซิงมอดูเลเตอร์ (switching modulation) ดูโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 3.1.2 วงจรนี้จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อสัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$ มีขนาดแอมพลิจูดที่ใหญ่พอที่จะทำให้ไดโอดทำงานตลอดช่วงการทำงานของไดโอด ในที่นี้เราสมมติว่าไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดอุดมคติคือจะทำงานเหมือนกับสวิตช์นั่นคือไดโอดจะมีอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์เมื่อถูกไบแอสไปข้างหน้าซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $c(t) > 0$ จากรูปที่ 2.1.2 จะได้ว่า

$$V_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t)$$

โดยมีเงื่อนไขว่า $|m(t)| \ll A_c$ ดังนั้นสัญญาณ $V_2(t)$ จึงประมาณได้เป็น

$$\begin{aligned} V_2(t) &= V_1(t), & c(t) > 0 \\ &= 0, & c(t) < 0 \end{aligned}$$

เราสามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_2(t) = [A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t)] g_{T0}(t)$$

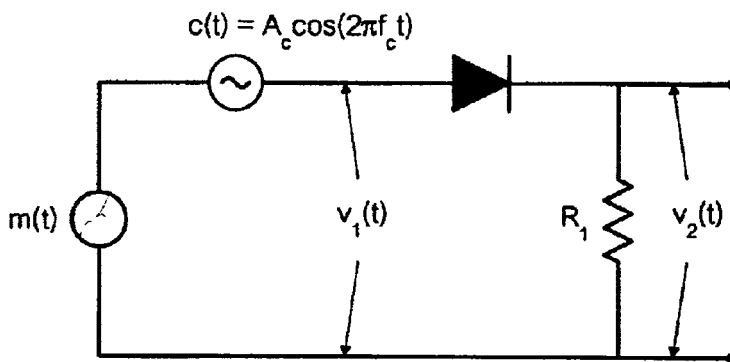
โดย $g_{T_0}(t)$ เป็นสัญญาณร่ายคาบแบบสี่เหลี่ยมที่มีคาบความกว้างเท่ากับ $T_0 = 1/f_c$ เมื่อแทนค่าในสมการจะได้ว่าสัญญาณ $V_2(t)$ ประกอบด้วยสองส่วนคือ

1. ส่วนที่เป็นสัญญาณ AM ตามที่ต้องการ

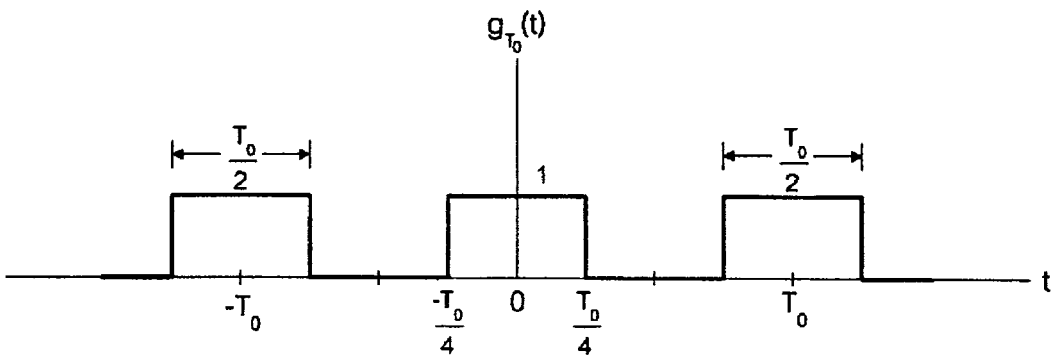
$$A_c [1 + (4m(t)/\pi A_c)] \cos(2\pi f_c t) / 2$$

2. ส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณไซน์ซอดด์ที่ความถี่ $0, \pm 2f_c, \pm 4f_c, \pm 6f_c, \dots$ และสัญญาณข้อมูลที่ถูกเลื่อนความถี่ไปโดยมีค่าความถี่กลางอยู่ที่ $0, \pm 3f_c, \pm 5f_c, \dots$

สัญญาณส่วนที่ไม่ต้องการนี้จะถูกแยกออกโดยใช้วงจรกรองผ่านแถบ (bandpass Filter) ที่มีความถี่กลางอยู่ที่ f_c และมีขนาดกว้างของแถบผ่านเท่ากับ $2W$ โดย W คือแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ทั้งนี้เงื่อนไข $f_c > 2W$ จะต้องเป็นจริงด้วยเพื่อให้การแยกสัญญาณ AM ที่ต้องการออกจากส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการทำได้โดยง่าย



รูปที่ 2.11 วงจรสวิตซิงมอดูเลเตอร์

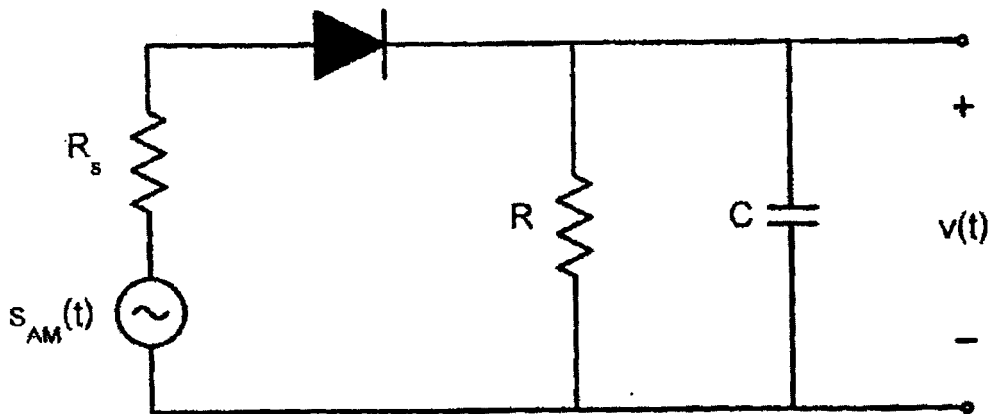


รูปที่ 2.12 สัญญาณร่ายคาบรูปสี่เหลี่ยม

2.3.2 เอนVELOปดีเทกชัน

ในการคิมอดูเลตสัญญาณ AM เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูล $m(t)$ กลับคืนมาสามารถกระทำได้หลายวิธี วิธีการแบบหนึ่งเรียกว่า เอนVELOปดีเทกเตอร์ (envelope detector) เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมาก เพราะเป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน มีโครงสร้างของวงจรที่ค่อนข้างง่าย และยังสามารถให้ประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ ด้วยเหตุนี้จึงมีการนำวิธีการนี้มาใช้งานกันทั่วไปในเครื่องรับวิทยุ AM ข้อจำกัดของวิธีการนี้คือความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากเพียงพอ และค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตที่ใช้ก็จะต้องมีขนาดน้อยกว่า 100 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 2.1.3.1 แสดงตัวอย่างวงจรเอนVELOปดีเทกเตอร์แบบหนึ่งซึ่งประกอบด้วยไดโอด ความต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C ลักษณะการทำงานของวงจรเป็นดังต่อไปนี้ ในช่วงที่สัญญาณเข้ามีค่าเป็นบวก ไดโอดจะถูกไบแอสไปข้างหน้า (forward-biased) และตัวเก็บประจุจะถูกอัดประจุอย่างรวดเร็วจนมีแรงดันเท่ากับสัญญาณเข้าจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดสูงสุด จากนั้นสัญญาณเข้าก็เริ่มตกลงส่งผลทำให้ไดโอดถูกไบแอสย้อนกลับ (reverse-biased) ในช่วงนี้ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุออกอย่างช้า ๆ ผ่านความต้านทาน R การคายประจุเกิดขึ้นจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดเป็นบวกและมีแรงดันสูงกว่าแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุอีกครั้งซึ่งส่งผลให้ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าอีกครั้ง กระบวนการต่าง ๆ เหล่านี้จะเกิดขึ้นซ้ำเรื่อย ๆ



รูปที่ 2.13 วงจรเอนVELOปดีเทกเตอร์ (Envelope Detector)

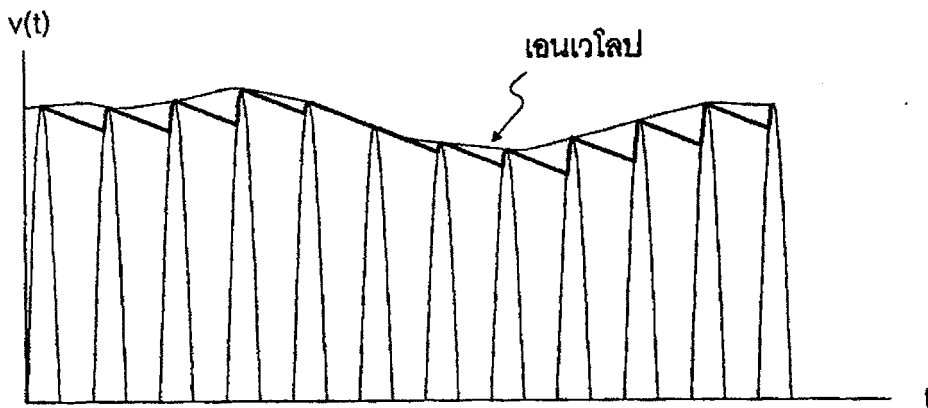
สมมติว่าไดโอดที่ใช้มีคุณสมบัติที่เป็นอุดมคติคือในช่วงที่เป็นการไบแอสไปข้างหน้า ความต้านทานของไดโอดมีค่าต่ำมากเท่ากับ r_f และในช่วงที่เป็นการไบแอสย้อนกลับไดโอดมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์ สมมติให้สัญญาณ AM เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทานภายในเท่ากับ R_s เพื่อให้การสะสมประจุในช่วงที่ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและทันต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า ค่าคงตัวของเวลา (time constant) ของการสะสมประจุควรจะมีขนาดที่เล็กกว่าคาบของสัญญาณคลื่นพาห้ $1/f_c$ นั่นคือ

$$(r_f + R_o)c \ll 1/f_c$$

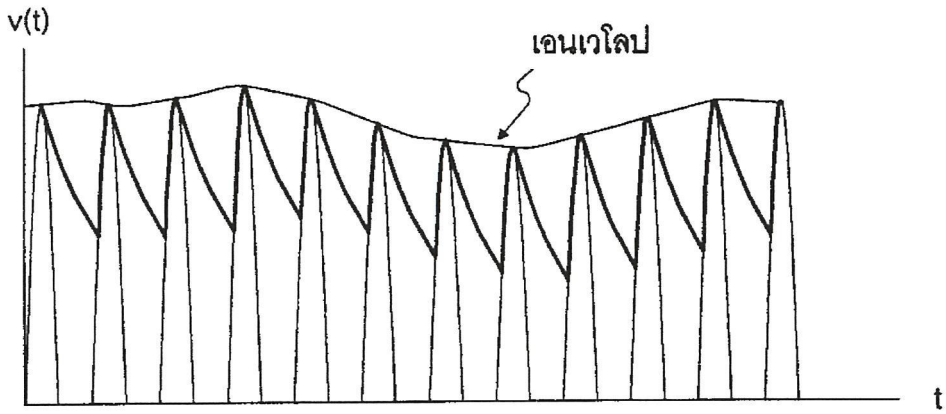
ในทางกลับกันช่วงที่ตัวเก็บประจุ C คายประจุออกผ่านทาง R ค่าคงตัวทางเวลาควรจะมีขนาดที่ใหญ่เพื่อที่การคายประจุจะเกิดขึ้นอย่างช้า ๆ ในช่วงระหว่างจุดสูงสุดของแรงดันคลื่นพลาที่ติดกันแต่จะต้องไม่นานเกินไปจนไม่อาจติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูลนั้นคือว่า

$$1/f_c \ll RC \ll 1/W$$

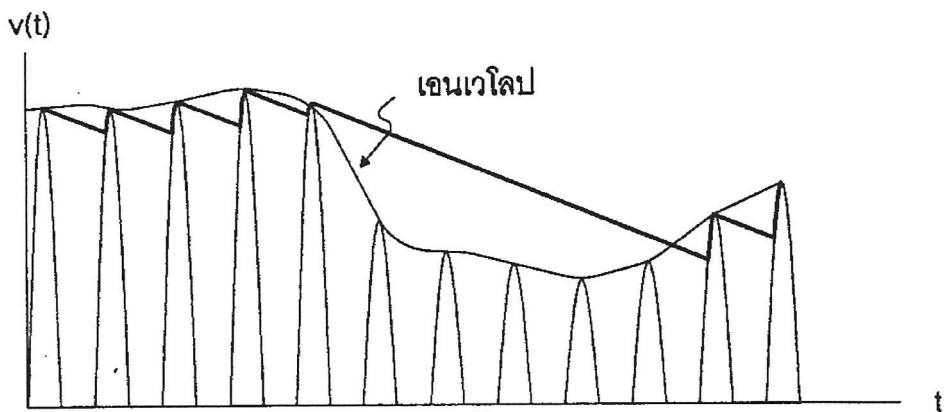
โดย W คือแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลผลที่ได้คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีรูปร่างเหมือนเอนVELOปของสัญญาณAMดูตัวอย่างสัญญาณที่ได้คืนมาจากวงจรเอนVELOปดีเทกเตอร์ในสถานะที่ต่างกันในรูปแบบที่ 2.1.3.2 พิจารณารูปที่ 2.1.3.2 (ก) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้มีความถี่เหมาะสมกับสัญญาณ AM ส่วนรูปที่ 2.1.3.2 (ข) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้ค่อนข้างเล็กเกินไปทำให้สัญญาณที่ได้มีริบเปิล (ripple) ค่อนข้างมาก สำหรับรูปที่ 2.1.3.2 (ค) เป็นกรณีที่ค่าคงตัวทางเวลา RC มีขนาดมากเกินไปจนสัญญาณที่ได้จาก วงจรดีเทกเตอร์เปลี่ยนแปลงช้ากว่าเอนVELOป จึงทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปจากเดิม



(ก) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่าเหมาะสม



(ข) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่าน้อยเกินไป



(ค) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่ามากเกินไป

รูปที่ 2.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรเอนVELOปติเทกเตอร์

2.4 การมอดูเลตทางความถี่ (FM Modulation)

การมอดูเลตทางความถี่หรือที่เรียกว่ามอดูเลตเชิงมุมเป็นวิธีการมอดูเลตสัญญาณที่อาศัยการแปรเปลี่ยนเฟสของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ โดยที่แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาหามีขนาดคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง ข้อดีของวิธีการมอดูเลตแบบนี้คือมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด แต่การมอดูเลตแบบนี้มีความต้องการแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า และยังมี การเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้นเท่าใดก็มักจะช่วยให้คุณภาพของการส่งสัญญาณนั้นดีมากขึ้นตามไปด้วย ในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการที่เกี่ยวข้องกับการมอดูเลตเชิงมุมในด้านต่าง ๆ ทั้งการคำนวณและวิธีการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณในแบบต่าง ๆ ด้วย

ถ้าให้คลื่นสัญญาณพาหะแทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เป็น

$$\begin{aligned}
 m(t) &= V_c \cos [\omega_c + \theta(t)] \\
 \text{เมื่อ } m(t) &= \text{คลื่นสัญญาณพาหะ} \\
 V_c &= \text{แอมพลิจูดของคลื่นสัญญาณพาหะ (โวลต์)} \\
 \omega_c &= \text{ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาหะ เท่ากับ } 2\pi f_c \text{ (เรเดียน/วินาที)} \\
 \theta(t) &= \text{การเบี่ยงเบนของเฟส ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง (เรเดียน)}
 \end{aligned}$$

เพื่อให้เข้าใจถึงการมอดูเลตเชิงความถี่ได้ดีขึ้น จะขออนุญาตต่าง ๆ เหล่านี้ ดังนี้

1. Instantaneous Phase Deviation คือ การเปลี่ยนไปทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาหะ ในเวลาช่วงสั้น ๆ ที่กำหนด และแสดงให้เห็นว่าเฟสของสัญญาณคลื่นพาหะเปลี่ยนไปเล็กน้อยเพียงใดเมื่อเทียบกับเฟสอ้างอิงของรูปคลื่นเดิมตอนต้น และสามารถแสดงสัญลักษณ์ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\text{Instantaneous Phase Deviation} = \theta(t) \quad (\text{เรเดียน})$$

2. Instantaneous Phase คือ ค่าเฟสคงที่ของสัญญาณคลื่นพาหะ ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง และแสดงรูปแบบได้เป็น

$$\text{Instantaneous Phase} = \omega_c t + \theta(t) \quad (\text{เรเดียน})$$

3. Instantaneous Frequency Deviation คือ การเปลี่ยนไปทางความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะในช่วงเวลาสั้น ๆ ที่กำหนด และนิยามได้เป็นอนุพันธ์อันดับหนึ่งของการเปลี่ยนแปลงเฟสในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นจะแสดง Instantaneous Frequency Deviation เป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\text{Instantaneous Frequency Deviation} = d\theta(t)/dt = \theta'(t) \quad (\text{เฮิรท์ซ์})$$

4. Instantaneous Frequency คือ ความถี่ที่แน่นอนของสัญญาณคลื่นพาหะ ณ เวลาใด

เวลาหนึ่ง และนิยามได้เป็นอนุพันธ์อันดับหนึ่งของ Instantaneous Phase ซึ่งจะสามารถแสดง Instantaneous Frequency เป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\begin{aligned}\text{Instantaneous Frequency} &= \omega_i(t) \\ &= d[\omega_c(t) + \theta(t)]/dt \\ &= \omega_c + \theta'(t) \quad (\text{เรเดียน/วินาที})\end{aligned}$$

หรือ

$$f_i(t) = f_c + \theta'(t)/2\pi \quad (\text{เฮิรตซ์})$$

สำหรับ Frequency Modulation ค่าของ Instantaneous Frequency Deviation $\theta'(t)$ จะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันของสัญญาณที่นำมามอดูเลต หรือ $\theta'(t)$ เป็นฟังก์ชันของ $V_m(t)$

$$\theta'(t) = F[V_m(t)]$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}V_m(t) &= V_m \sin(\omega_m t) \\ \omega_m &= \text{ความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เรเดียน/วินาที)} \\ f_m &= \text{ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เฮิรตซ์)} \\ V_m &= \text{ขนาดสูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (โวลต์)}\end{aligned}$$

และเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $\theta'(t)$ กับ $V_m(t)$ ได้ดังนี้

$$\theta'(t) = K V_m(t)$$

เมื่อ K คือ Deviation Sensitivities ของ Frequency Modulator และนิยามได้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ Modulator ค่าของ K มีหน่วยเป็น

$$(\text{rad/s})/V \quad \text{หรือ} \quad \text{rad/Vs}$$

จากความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ที่กล่าวมาทั้งหมดและจากความสัมพันธ์ของ

$$\theta(t) \quad \text{และ} \quad \theta'(t)$$

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \int \theta'(t) dt \\ &= \int K V_m(t) dt\end{aligned}$$

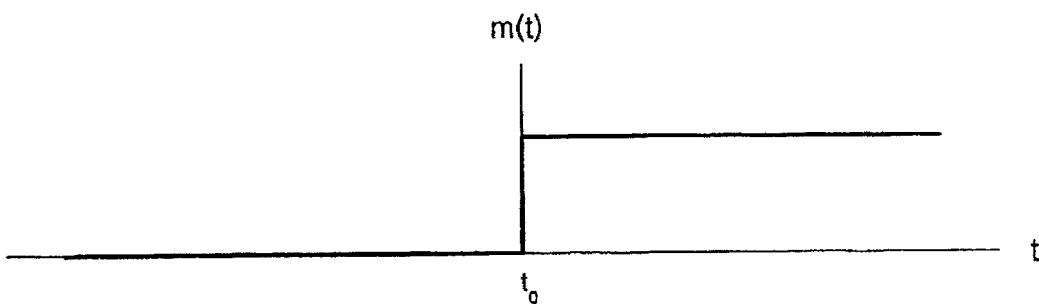
$$= K \int V_m(t) dt$$

เราสามารถเขียนนิพจน์ของสัญญาณคลื่นพาหะ $V(t)$ ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณ

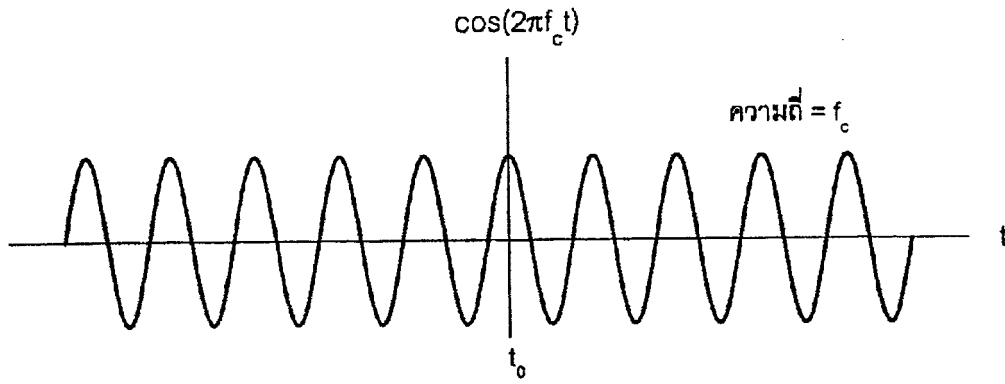
$$V_m(t) = V_m \cos \omega_m t \quad \text{ได้ดังนี้}$$

$$\begin{aligned} V_m(t) &= V_c \cos [\omega_c t + \theta(t)] \\ &= V_c \cos [\omega_c t + \int \theta'(t) dt] \\ &= V_c \cos [\omega_c t + K \int V_m(t) dt] \\ &= V_c \cos [\omega_c t + K \int V_m \cos \omega_m t dt] \\ &= V_c \cos [\omega_c t + K V_m \sin(\omega_m t)/\omega_m] \end{aligned}$$

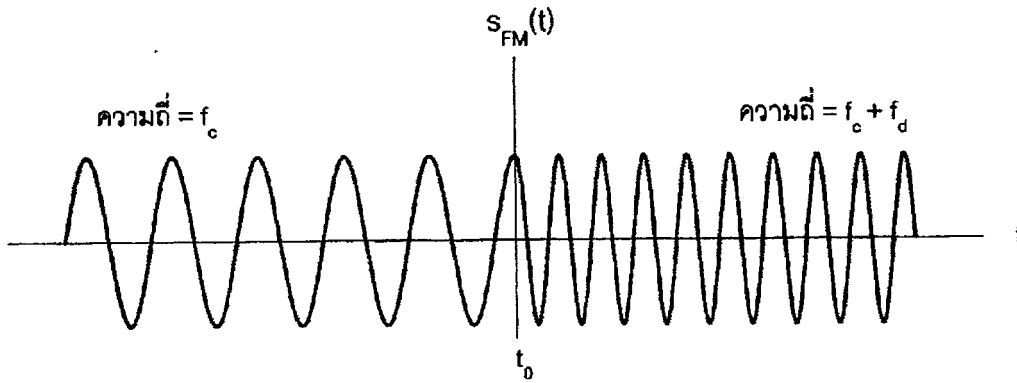
อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะทั้งกรณีการมอดูเลตแบบ FM และ PM จะมีค่าเท่ากันในกรณีสัญญาณที่ทำการมอดูเลตเป็นคลื่น Sine Wave ซึ่งสัญญาณ FM และ PM จะเหมือนกันแต่มีเฟสต่างกันอยู่ 90 องศาเพราะความถี่ของ FM จะขึ้นกับขนาดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตโดยความถี่ของ PM จะขึ้นกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณที่นำมามอดูเลต เนื่องจากในขณะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงจะทำให้มุมเฟสของคลื่นพาหะเปลี่ยนไปและเมื่อมุมเฟสเปลี่ยนแปลง ก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ด้วย ดังนั้นการเกิด FM และ PM จะมีขึ้นพร้อมกันเสมอในกรณีนี้ เราจึงไม่สามารถระบุได้ว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางความถี่นั้นเป็น FM หรือ PM ถ้าดูเฉพาะคลื่นที่มอดูเลตแล้วเพียงอย่างเดียว ซึ่งจะระบุได้ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณเดิมในการอ้างอิงเฟสที่แน่นอน จะเห็นได้ว่าเราสามารถสร้าง FM จาก PM ได้โดยใช้ร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์ และในทางกลับกันเราก็สามารถสร้าง PM จาก FM ได้เช่นกัน โดยอาศัยวงจรมอดูเลตร่วมกับวงจรดิฟเฟอเรนเชียล



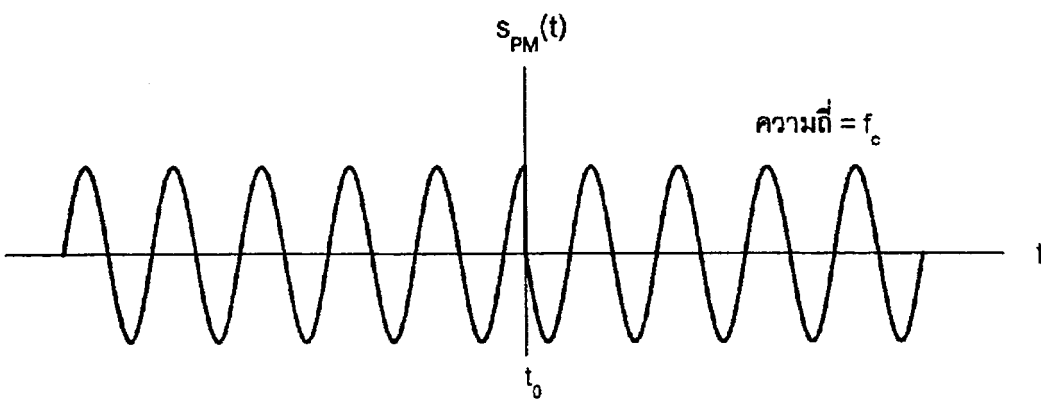
(ก) สัญญาณเบสแบนด์แบบขึ้นหนึ่งหน่วย



(ข) สัญญาณคลื่นพหุ



(ค) สัญญาณ FM

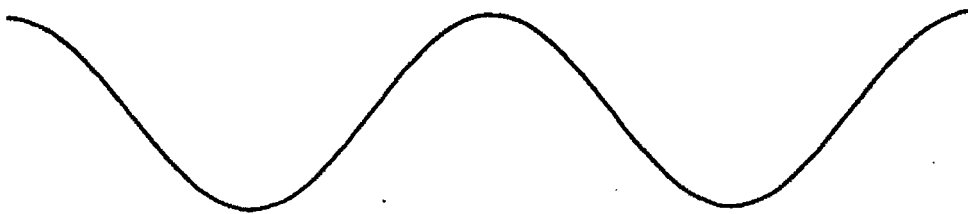


(ง) สัญญาณ PM

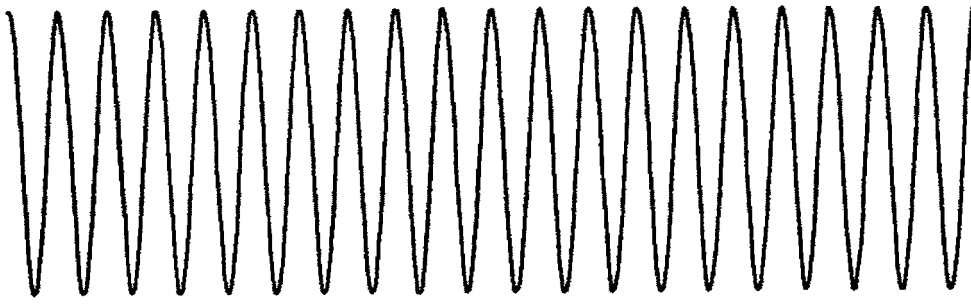
รูปที่ 2.15 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM

พิจารณาเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM ที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห้ด้วยสัญญาณเบสแบนด์แบบขั้นหนึ่งหน่วย $m(t)$ ในรูปที่ 2.2 จากรูปจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณ FM มีค่าเท่ากับ f_c ที่เวลา $t < t_0$ และเพิ่มขึ้นเป็น $f_c + f_d$ ที่เวลา $t > t_0$ และสังเกตว่าเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องที่เวลา $t = t_0$ ส่วนกรณีของการมอดูเลตแบบ PM สัญญาณมีความถี่คงที่ตลอดเวลาเท่ากับ f_c แต่เฟสมีการเปลี่ยนไปเท่ากับ $\pi/2$ เรเดียน ที่เวลา $t = t_0$ การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างฉับพลันนี้ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณที่จุดเวลาดังกล่าว

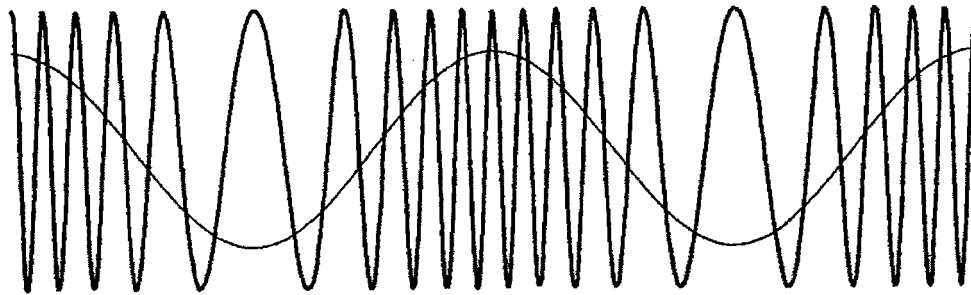
ทีนี้ลองมาพิจารณากรณีสัญญาณเบสแบนด์ที่เป็นสัญญาณไซน์ชอยด์ความถี่เดียวดังแสดงในรูปที่ 2.2.1 (ก) เมื่อนำสัญญาณนี้ไปมอดูเลตบนคลื่นพาห้ในรูปที่ 2.2.1 (ข) จะได้สัญญาณ FM และ PM ดังในรูปที่ 2.2.1 (ค) และรูปที่ 2.2.1 (ง) ตามลำดับ พิจารณากรณีการมอดูเลตแบบ FM ในรูปที่ 2.2.1 (ค) จะเห็นว่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณ FM มีค่าสูงสุดในจังหวะเวลาที่สัญญาณเบสแบนด์มีขนาดสูงสุด และความถี่ชั่วขณะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณเบสแบนด์มีขนาดต่ำสุด ทั้งนี้ก็เพราะว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM แปรเปลี่ยนตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ดังนั้นยิ่งสัญญาณเบสแบนด์มีค่ามากขึ้นเท่าใดความถี่ของสัญญาณ FM ก็เพิ่มตามขึ้นไปด้วย ในกรณีของการมอดูเลตแบบ PM ค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับอนุพันธ์ของค่าเบี่ยงเบนเฟส ดังนั้นเมื่อพิจารณารูปที่ 2.2.1 (ง) จะเห็นว่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณ PM มีค่าสูงสุดในจังหวะที่สัญญาณเบสแบนด์มีค่าความชันสูงสุด



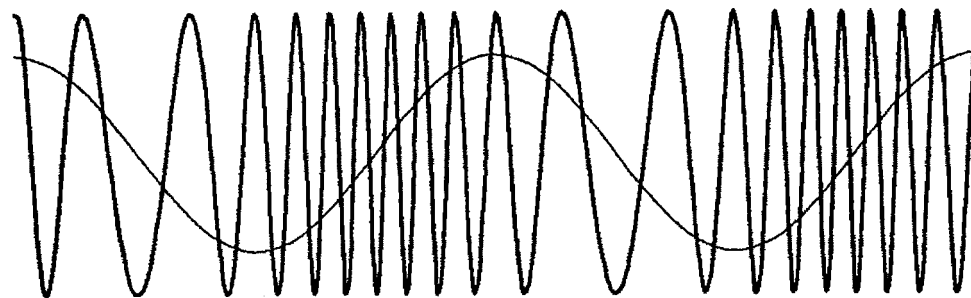
(ก) สัญญาณเบสแบนด์



(ข) สัญญาณคลื่นพหุ



(ค) สัญญาณ FM



(ง) สัญญาณ PM

รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM

กรณีสัญญาณเบสแบนด์ไชนูซอยด์

2.5 วิธีการสร้างสัญญาณ FM

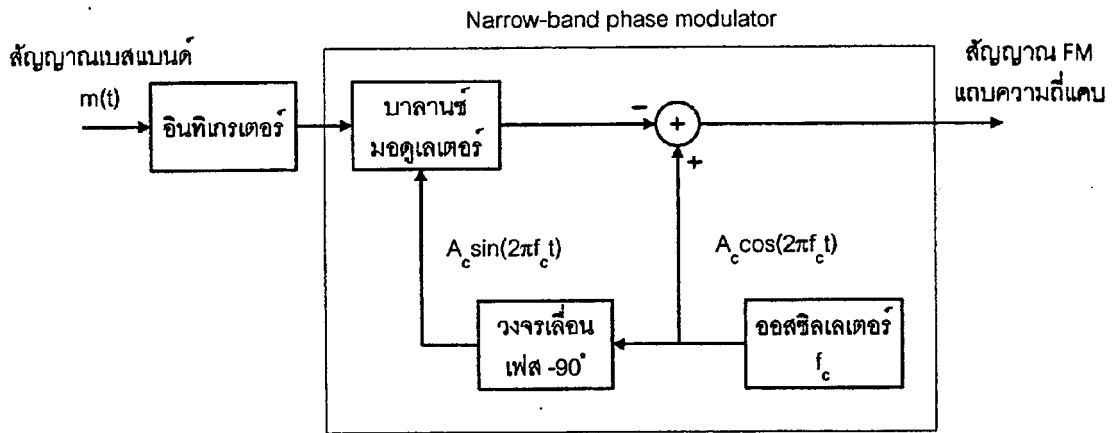
ในการสร้างสัญญาณ FM สามารถกระทำได้ 2 วิธีคือ วิธีสร้างโดยตรง (direct Method) และวิธีสร้างโดยอ้อม (indirect method) สำหรับวิธีแรกนั้นจะทำการแปรเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์โดยตรงเลย ส่วนวิธีที่สองจะต้องสร้างสัญญาณ FM แถบความถี่ (narrowband FM) ขึ้นมาก่อน แล้วจากนั้นก็อาศัยวงจรคูณความถี่เพื่อเพิ่มขนาดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) และความถี่ของคลื่นพาห์ให้ได้ตามที่ต้องการ

2.5.1 วิธีสร้างโดยตรง

สำหรับวิธีการสร้างโดยตรงนั้นอาศัยอุปกรณ์ที่เรียกว่า voltage-controlled oscillators (VCO) ในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีความถี่แปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์วงจรดังกล่าวสร้างจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีองค์ประกอบส่วนหนึ่งเป็นอุปกรณ์ที่เรียกว่า วาเรกเตอร์ (varactor) โดยอุปกรณ์ชิ้นนี้มีคุณสมบัติที่สำคัญคือค่าความจุไฟฟ้า (capacitance) เปลี่ยนแปลงได้ตามขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมอยู่ ดังนั้นหากต่อสัญญาณเบสแบนด์ที่จะส่งตรงที่ขั้วทั้งสองของวาเรกเตอร์ ค่าความจุไฟฟ้าก็จะแปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่ที่แปรเปลี่ยนไปตาม $m(t)$ ด้วย การสร้างสัญญาณ FM โดยตรงในลักษณะนี้เป็นวิธีที่ค่อนข้างง่าย และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ได้ก็มีค่าสูงพอควร หากแต่ปัญหาหลักของวิธีแบบนี้คือ ความถี่กลางของคลื่นพาห์มีโอกาสคลาดเคลื่อน (drift) จากค่าจริงได้ง่าย ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาดังกล่าวจึงจำเป็นต้องมีการนำเอาวงจรเฟส ล็อกกลูป (Phase locked loop) มาใช้ช่วยในการล็อกความถี่ของคลื่นพาห์ให้มีค่าคงที่

2.5.2 วิธีสร้างโดยอ้อม

ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณ FM โดยอ้อมจะเริ่มด้วยการอินทิเกรตสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวผ่านเข้าวงจรเฟสโมดูเลเตอร์แถบความถี่แคบ (narrow-band phase modulator) เพื่อให้ได้สัญญาณ FM แถบความถี่แคบ รายละเอียดของวงจรนี้ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 2.3.2.1 เนื่องจากค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดของสัญญาณ FM ที่ได้จากขั้นตอนนี้มีค่าที่ต่ำมาก ด้วยเหตุนี้สัญญาณ FM ที่สร้างได้จึงเป็นสัญญาณ FM แถบความถี่แคบเท่านั้น หากต้องการสัญญาณ FM แถบความถี่กว้าง ก็สามารถทำได้โดยอาศัยวงจรคูณความถี่ประกอบกับวงจรมิกเซอร์ซึ่งเราจะได้อธิบายในตัวอย่างต่อไป



รูปที่ 2.17 วงจรสร้างสัญญาณ FM ความถี่แคบ

2.6 การดีมอดูเลตสัญญาณ FM

การดีมอดูเลตสัญญาณ FM เพื่อดึงสัญญาณเบสแบนด์กลับมานั้นสามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น ดีเทกเตอร์แบบหาความชัน (slope detector) ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (zero-Crossing detector) เฟสล็อกกลูป (phase locked loop) และ quadrature detection หมายเหตุ: อุปกรณ์วงจรที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM มีชื่อเรียกอีกอย่างว่า discriminator

2.6.1 ดีเทกเตอร์แบบหาความชัน

การดีมอดูเลตสัญญาณ FM ของวิธีนี้อาศัยการหาอนุพันธ์ของสัญญาณ FM หรือก็คือการหาความชันของสัญญาณ (slope detection) นั่นเอง และจากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรเอนVELOปดีเทกชัน (envelope detection) เพื่อดึงสัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมา ดูขั้นตอนการดีมอดูเลตในรูปที่ 2.4.1 เริ่มแรกสัญญาณ FM ถูกส่งผ่านเข้าวงจรลิมิตเตอร์ (limiter) เพื่อขจัดปัญหาความไม่แน่นอนของการลดทอนขนาดของสัญญาณที่ไม่เท่ากัน ในขณะที่ส่งผ่านช่องสัญญาณที่อาจมีสาเหตุมาจากการบิดเบือนของเฟสในช่องของสัญญาณสื่อสาร ดังนั้นสัญญาณที่ได้ก็จะมีเอนVELOปที่คงที่ตลอด และให้สัญญาณ FM ที่ได้เป็น

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\eta) d\eta] \\ &= A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \end{aligned}$$

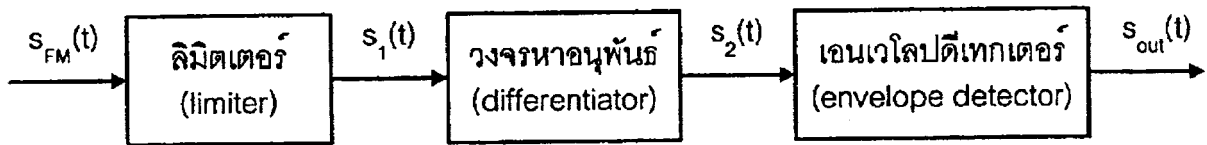
เมื่อสัญญาณนี้ผ่านเข้าวงจรหาอนุพันธ์เพื่อคำนวณความชันของสัญญาณ ผลที่ได้คือสัญญาณ

$$S_2(t) = -A_c [2\pi f_c + d\theta(t)/dt] \sin[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

และเมื่อนำ $S_2(t)$ ผ่านเข้าวงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ก็จะได้สัญญาณ

$$S_{out}(t) = A_c [2\pi f_c + d\theta(t)/dt] = A_c 2\pi f_c + A_c 2\pi k_f m(t)$$

สังเกตว่าสัญญาณที่ได้ประกอบด้วยสัญญาณกระแสตรง (DC signal) ที่มีขนาดแปรตามค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ รวมอยู่กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ที่ต้องการ

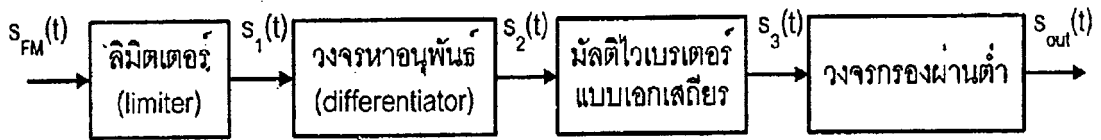


รูปที่ 2.18 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ FM แบบ slope detector

2.6.2 ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (Zero-crossing detector)

วิธีการดีมอดูเลตแบบต่อไปนี้มีชื่อเรียกว่า ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (Zero-crossing detector) หลักการของวิธีนี้อาศัยการแปลงความถี่ของสัญญาณให้กลายเป็นพัลส์ที่มีจำนวนเท่า ๆ กับจำนวนครั้งที่สัญญาณตัดผ่านศูนย์จากนั้นนำสัญญาณพัลส์นี้ไปหาค่าเฉลี่ยเพื่อแปลงให้กลายเป็นแอมพลิจูดอีกทอดหนึ่ง ดูขั้นตอนการทำงานในรูปที่ 2.4.2.1 แต่ตัวอย่างรูปสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นในรูปที่ 2.4.2.2 ขั้นแรกสัญญาณ FM จะถูกส่งผ่านเข้าวงจรลิมิตเตอร์ (limiter) เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ $S_1(t)$ ที่มีความกว้างที่ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณขณะนั้น ๆ จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกป้อนเข้าวงจรหาอนุพันธ์เพื่อให้ได้สัญญาณอิมพัลส์ $S_2(t)$ สำหรับนำไปใช้ในการควบคุมการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคาบคงที่ $S_3(t)$ โดยอาศัยวงจรมัลติไวเบรเตอร์แบบเอกเสถียร (monostable Multivibrator) สัญญาณนี้เมื่อนำไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำซึ่งทำหน้าที่เหมือนการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณ และผลที่ได้ก็คือสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการสังเกตว่าเมื่อใดที่สัญญาณ FM มีความถี่สูงคือมีจำนวนการตัดผ่านศูนย์บ่อยครั้งจำนวนพัลส์รูปสี่เหลี่ยมก็จะมีจำนวนที่มากค่าเฉลี่ยของสัญญาณก็จะสูงตาม ในทางกลับกันเมื่อใดที่สัญญาณ

FM มีความถี่ต่ำ จำนวนครั้งการตัดผ่านศูนย์ก็มีน้อยจำนวนพัลส์รูปสี่เหลี่ยมก็มีน้อยตาม ซึ่งเมื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณแล้วก็จะได้ค่าที่ต่ำ จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นว่าเราสามารถแปลงความถี่ให้กลายเป็นแอมพลิจูดได้ซึ่งก็คือ การคิมอดูเลตสัญญาณ FM นั่นเอง



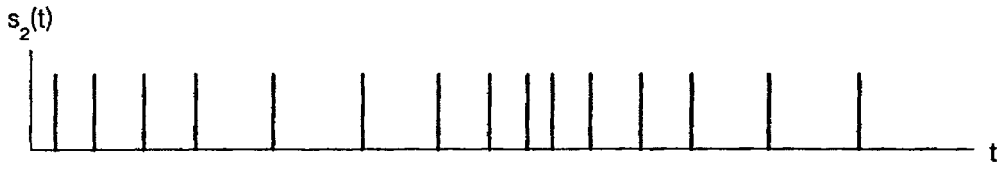
รูปที่ 2.19 ขั้นตอนการคิมอดูเลตสัญญาณ FM โดยวิธี
ซีโรครอสซิงดิเทกเตอร์



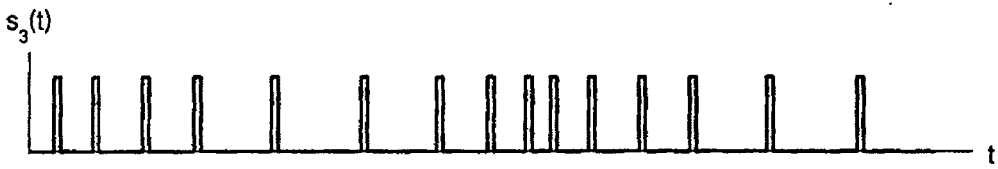
(ก) สัญญาณ FM ที่จะทำการคิมอดูเลต



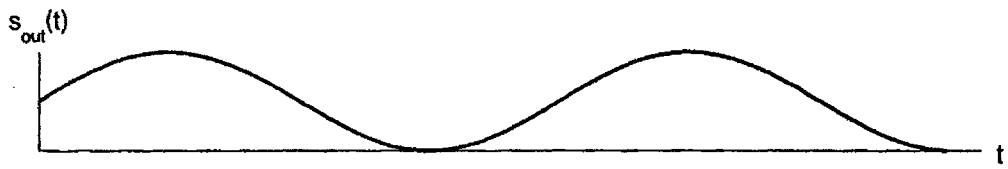
(ข) สัญญาณพัลส์ที่มีคาบความยาวตามการตัดผ่านจุดศูนย์



(ค) สัญญาณอิมพัลส์



(ง) สัญญาณพัลส์ที่มีคาบคงที่



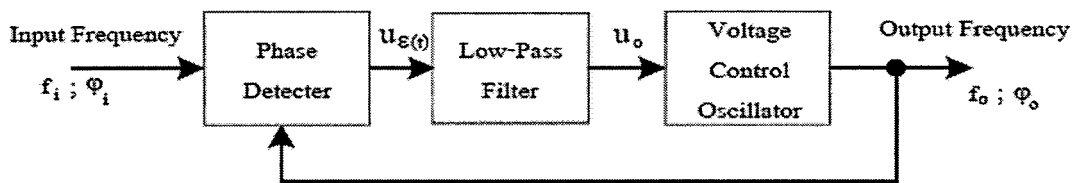
(จ) สัญญาณเบสแบนด์ที่ได้จากการมอดูเลต

รูปที่ 2.20 รูปสัญญาณในและขั้นตอนของการดีมอดูเลตด้วย
วิธีซีโรครอสซิงดิเฟกเตอร์

2.7 เฟสล็อกลูป(Phase Locked Loop: PLL)

หลักการ

PLL เป็นระบบควบคุมความถี่ โดยใช้วิธีเปรียบเทียบเฟส (Phase) ของความถี่ทางด้านเอาต์พุต กับเฟสของความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ซึ่งถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ ในรูปข้างล่างนี้ เป็นแผนผังของ PLL เบื้องต้น



จากแผนผัง พบว่า PLL เบื้องต้น จะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ

1. ภาครตรวจจับเฟส หรือตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (Phase Detector หรือ Comparator)

มีหน้าที่เปรียบเทียบความแตกต่างของเฟสระหว่าง φ_i และ φ_o ให้กำเนิดแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ; u_e ออกมาทางเอาต์พุต

$$u_e(t) = K_\varphi(\varphi_i - \varphi_o) = K_\varphi \Delta_\varphi \quad \text{----- (1)}$$

2. ภาครองความถี่ต่ำผ่าน หรือภาครองความถี่ลูป (Low – Pass Filter หรือ Loop Filter)

ทำหน้าที่กำจัดส่วนประกอบทางไฟสลับที่ปะปนมากับแรงดันคลาดเคลื่อน และปล่อยให้ส่วนประกอบทางไฟตรงของแรงดันคลาดเคลื่อน ผ่านไปยังเอาต์พุต

$$u_o = \overline{u_\varphi(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_e(t) dt \quad \text{----- (2)}$$

3. ภาคกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator, VCO)

ความถี่ f_o ของ VCO จะเปลี่ยนไปตามแรงดัน; o_u ทางอินพุต ดังนั้นเมื่อ o_u เปลี่ยนไปก็จะมีผลทำให้ f_o และ ϕ เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

$$f_o = K_f u_o \quad \text{----- (3)}$$

ในระบบ PLL ขนาดของแรงดันคลาดเคลื่อนที่ได้จากภาคตรวจจับเฟสจะแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของความถี่ $f_i - f_o$ และ $\phi_i - \phi_o$

แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะไปควบคุมให้การเปลี่ยนแปลงของ f_o ของ VCO เป็นไปในทิศทางที่ทำให้ผลต่างของความถี่; $f_i - f_o$ มีขนาดลดลง นั่นคือ f_o จะมีค่าเข้าใกล้ f_i มากขึ้น เราเรียกภาวะของลูป (Loop) ในขณะที่ VCO เริ่มเปลี่ยน ความถี่ f_o ว่า “สถานะแคปเตอร์ (Capture State)” เมื่อ f_o มีค่าเท่ากับ f_i การเปลี่ยนแปลงของ f_o ก็สิ้นสุดลง เราเรียกภาวะนี้ว่า “เฟสล็อก (Phase Locked)”

โดยทั่วไปแล้ว เราสามารถบอกได้ว่า PLL ประกอบด้วย 3 ภาวะด้วยกัน คือ

1. ภาวะทำงานเป็นอิสระ (Free – Running) ; ความถี่ของ VCO ถูกกำหนดจากโครงสร้างวงจรของ VCO เอง
2. ภาวะแคปเตอร์ (Capture) ; ความถี่ f_o ของ VCO กำลังวิ่งเข้าหาความถี่อินพุต; f_i
3. ภาวะเฟสล็อก (Phase Locked) ; ความถี่ f_o ของ VCO เท่ากับความถี่อินพุต; f_i

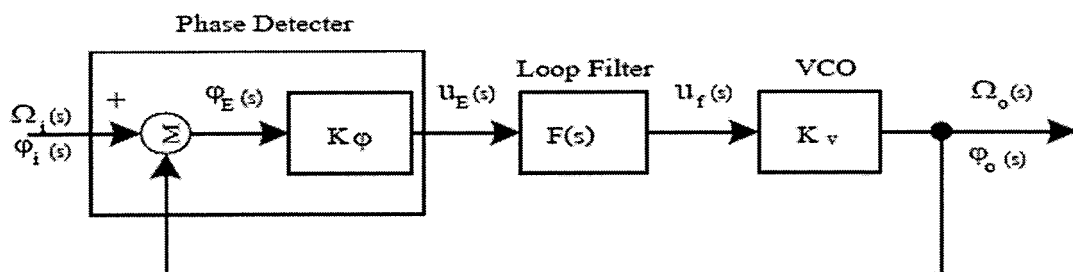
ย่านความถี่ ซึ่งระบบลูปสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตได้ เราเรียกว่า “ย่านล็อก (Lock Range)”

ย่านความถี่ ซึ่งระบบลูปสามารถเข้าถึงภาวะเฟสล็อกได้ เรียกว่า “ย่านแคปเตอร์ (Capture Range)” ซึ่งจะมีย่านแคบกว่า Lock Range

สำหรับลักษณะสมบัติทางไดนามิกส์ (Dynamic Characteristics) ของ PLL จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ลูป ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ในขณะที่ PLL อยู่ในภาวะเฟสล็อก ความเร็วในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุต; f_i ของ PLL จะถูกจำกัดโดยตัวกรองความถี่ลูป

ฟังก์ชันโอนย้ายของ PLL พื้นฐาน

แผนผังของระบบ PLL เบื้องต้น สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้



เนื่องจาก ตัวกรองความถี่รูป เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่ตัด (Cutoff Frequency) ต่ำกว่าส่วนประกอบทางไฟสลับของแรงดันคลาดเคลื่อนจากภาคตรวจจับเฟสมากๆ ทำให้ส่วนประกอบทางไฟสลับ ไม่สามารถส่งผ่านลูปได้ ดังนั้น $u_E(s)$ ที่ปรากฏในแผนผัง จึงหมายถึง แรงดันคลาดเคลื่อนที่ไม่มีส่วนประกอบทางไฟสลับ

สำหรับที่ VCO เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง $\Phi_o(s)$ และ $f_u(s)$ ได้ดังนี้

$$\Omega_o(s) = K_v u_f(s) \quad \text{----- (a)}$$

เนื่องจาก

$$\Omega_o(s) = S \Phi_o(s) \quad \text{----- (b)}$$

แทนค่า (b) ใน (a) จะได้

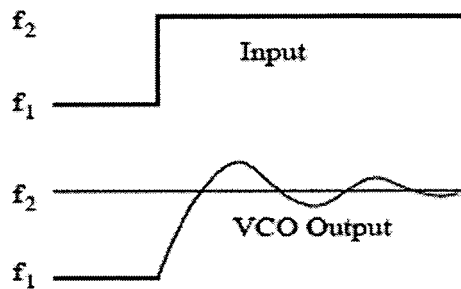
$$\Phi_o(s) = \frac{K_v u_f(s)}{S} \quad \text{----- (4)}$$

ฟังก์ชันโอนย้าย; $T(s)$ ของ PLL ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\Phi_i(s)$ และ $\Phi_o(s)$ สามารถหาได้จากแผนผังข้างต้น ดังนี้

$$T(s) = \frac{\Phi_o(s)}{\Phi_i(s)} = \frac{K_\phi K_v F(s)}{S + K_\phi K_v F(s)} \quad \text{----- (5)}$$

การตอบสนองสัญญาณทรานสเซียนต์ของ PLL (Transient Response of PLL)

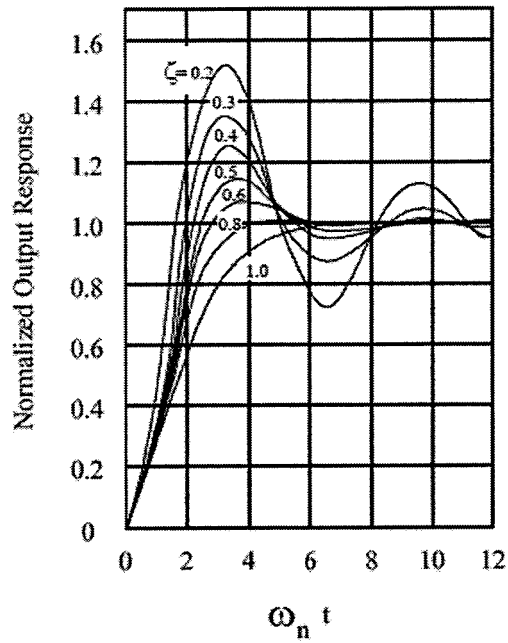
จะเห็นว่า ฟังก์ชันโอนย้ายของ PLL เป็นระบบลำดับที่สอง ในกรณีที่ระบบลำดับที่สอง มีลักษณะ Under damped ($\zeta < 1$) เมื่อความถี่อินพุตของ PLL เปลี่ยนจาก f_1 ไปเป็น f_2 ในทันทีทันใด เอาต์พุตของ VCO ก็จะพยายามที่จะเปลี่ยนตาม แต่จะปรากฏว่า f_o ที่เอาต์พุตของ VCO จะมีค่าแกว่ง (Oscillate) ขึ้นลงรอบๆค่าของ f_2 เป็นระยะเวลาหนึ่งแล้วจึงค่อยๆเข้าสู่ค่า f_2 ในที่สุด เมื่อ f_o มีค่าเท่ากับ f_2 ก็จะแสดงว่า PLL เข้าสู่ภาวะ “สถานะคงตัว (Steady State)”



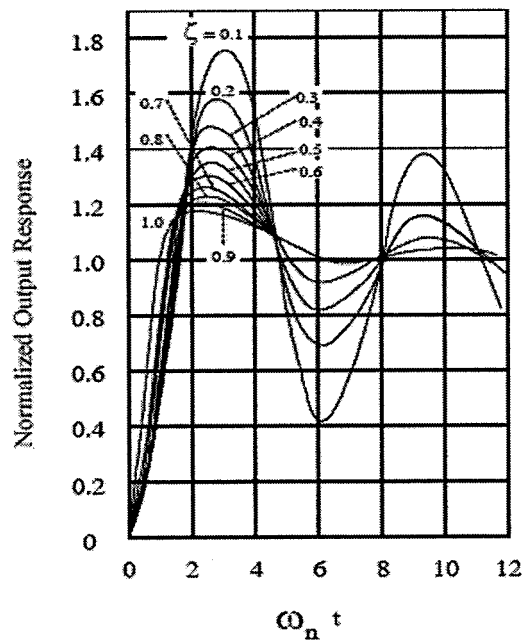
ในการออกแบบ PLL โดยทั่วไปแล้ว เราจะเลือกค่า ζ ให้อยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 0.8

การคำนวณตัวกรองความถี่

วิธีหนึ่งในการหาค่าของอุปกรณ์ของตัวกรองความถี่ต่างๆ ทำได้โดยใช้ Normalized Response Curves ของ $T(s)$ โดยทั่วไปแล้วเรานิยมที่จะเลือกใช้ค่าปัจจัยหน่วง; ζ ให้อยู่ระหว่าง 0.5 และ 0.8

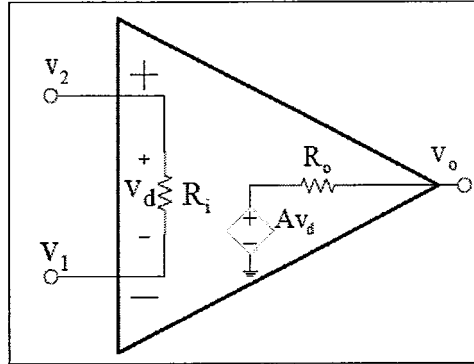
Normalized Step Response of $T_A(s)$ Normalized Step Response of $T_B(s)$

สามารถใช้ได้กับ $T_C(s)$ ด้วย



2.8 ออปแอมป์ (operational amplifier)

2.8.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์ (Equivalent Op-Amp Circuit)



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลของออปแอมป์

จากรูป ตัวต้านทานด้านอินพุต R_i

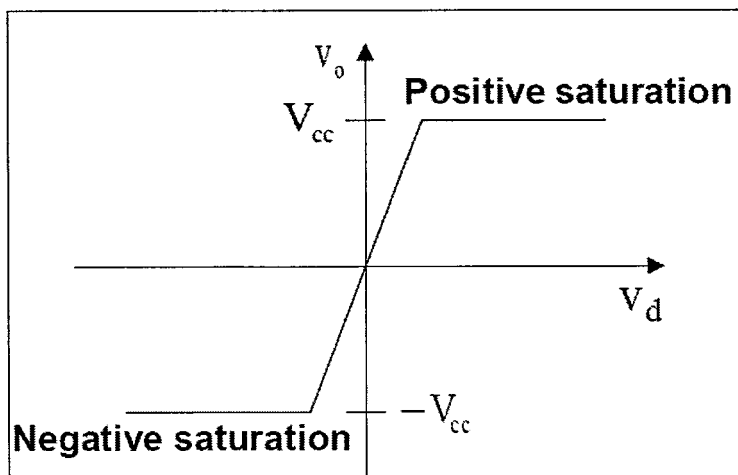
ตัวต้านทานด้านเอาต์พุต R_o

แรงดันระหว่างขาอินพุต $V_d = V_2 - V_1$

แรงดันเอาต์พุต $V_o = A V_d = A(V_2 - V_1)$

A คือ อัตราขยายแรงดันลูปเปิด (Open-loop gain)

2.8.2 ช่วงการทำงานของออปแอมป์ แบ่งออกเป็น 3 ช่วง



รูปที่ 2.22 แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์

ช่วงอิ่มตัวด้านบวก (Positive saturation), $v_o = V_{CC}$

ช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น (Linear region), $-V_{CC} < (v_o = A_v d) < V_{CC}$

ช่วงอิ่มตัวด้านลบ (Negative saturation), $v_o = -V_{CC}$

ออปแอมป์อุดมคติ (Ideal Op-Amp) จะมีคุณสมบัติดังนี้

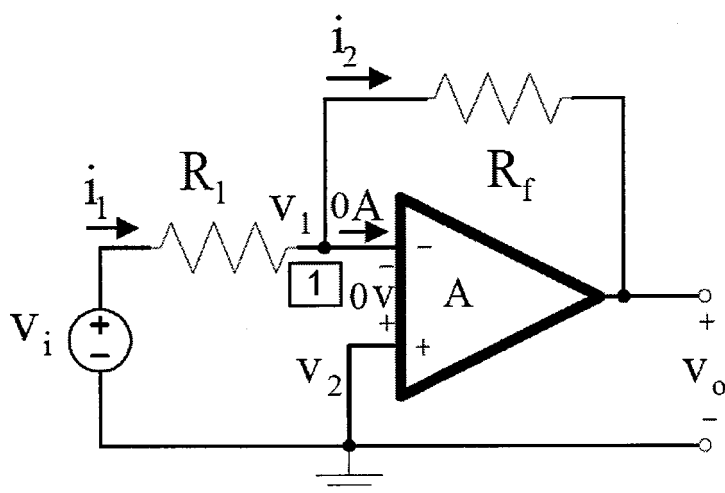
- อัตราขยายวงเปิดมีค่าเป็นอนันต์
- ความต้านทานอินพุตมีค่าเป็นอนันต์
- ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์
- ผลตอบสนองความถี่ได้ตั้งแต่ 0 Hz

จากคุณสมบัติดังกล่าวจะทำให้การวิเคราะห์วงจรง่ายขึ้น โดยคิดดังนี้

- กระแสที่ไหลเข้าขั้วอินพุตทั้งสองเป็นศูนย์ นั่นคือ $i_1 = i_2 = 0$
- KCL ที่โนดเอาต์พุตไม่สามารถใช้ได้ เนื่องจากที่เอาต์พุตไม่ขึ้นกับผลของโหลด (Loading Effect) โดยไม่ว่าโหลดจะเปลี่ยนไป แต่แรงดันที่เอาต์พุตเท่าเดิม
- เมื่อมีการต่อวงจร แบบป้อนกลับแบบลบ แรงดันที่ตกคร่อมขั้วอินพุตมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องนำมาคิด $V_d = V_1 - V_2 = 0$ หรือ $V_1 = V_2$

2.8.3 วงจรขยายแบบต่างๆ (Amplifiers based on Op-Amp)

2.8.3.1 วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.23 วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)

การคำนวณ โดยใช้ KCL ที่โนด 1 :

$$i_1 = i_2$$

$$(V_i - V_1)/R_1 = (V_1 - V_o)/R_f$$

แต่ในการป้อนกลับแบบลบ

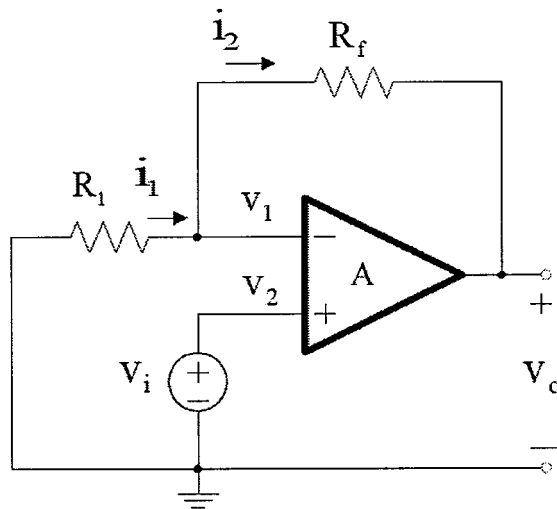
$$V_1 = V_2 = 0$$

$$V_i/R_1 = -V_o/R_f$$

ดังนั้น $V_o = -R_f V_i / R_1$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจร ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก R_1 และ R_f ส่วนสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟสเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต

2.8.3.2 วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.24 วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)

จากรูป 2.25 การวิเคราะห์แบบโนด:

$$i_1 = i_2$$

$$(0 - V_1)/R_1 = (V_1 - V_o)/R_f$$

แต่ในการป้อนกลับแบบลบ

$$V_1 = V_2 = V_i$$

$$-V_i/R_1 = (V_i - V_o)/R_f$$

ดังนั้น $V_o = 1 + R_f V_i / R_1$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจร ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก R1 และ Rf ส่วนสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะไม่กลับเฟสเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต

การนำออปแอมป์ไปใช้ในการขยายสัญญาณสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งการต่อ Negative feedback ในรูปแบบต่าง ๆ จะให้เอาต์พุตรูปสัญญาณที่ไม่เหมือนกัน แล้วแต่ลักษณะการนำไปใช้ และอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ต่ออยู่กับตัวออปแอมป์ก็จะเป็นตัวกำหนดเอาต์พุตเช่นกันรวมถึงไฟเลี้ยงและไฟ DC ที่ต่อในแต่ละจุดของตัวออปแอมป์ด้วย การต่อออปแอมป์นิยมใช้ในการขยายสัญญาณมากที่สุดอีกทั้งการดึงแรงดันไปใช้โดยไม่ทำให้แรงดัน ณ จุดนั้นน้อยลงเพราะไม่นำกระแสจากคุณสมบัติความต้านทานขาอินพุตมีค่าสูงมากและสร้างอัตราขยายได้มากตามต้องการได้ตั้งนั้นการใช้ออปแอมป์จึงมีประโยชน์อย่างมากในวงจรขยายต่างๆ ไป

2.9 ซาวนด์การ์ด (soundcard)

ซาวนด์การ์ดเป็นอุปกรณ์มัลติมีเดียอีกชนิดหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาต่อเนื่องในปัจจุบันในด้านของเสียงและมีส่วนประกอบหลักอยู่หลายส่วนซึ่งแต่ละชิ้นจะมีการทำงานที่แตกต่างกันออกไปดังนี้

- DSP (Digital Signal Processor) หรือที่เรียกว่าส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งในการทำงานของ DSP นี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการประมวลผลหลักๆซึ่งมีความสำคัญมาก
- DAC (Digital-Analog Converter) เป็นส่วนที่ใช้ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก โดยสัญญาณนี้จะถูกส่งไปออกทางลำโพงออกมาเป็นเสียงที่เราได้ยินกัน
- ADC (Analog-Digital Converter) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แตกต่างจาก DAC คือแปลงสัญญาณแอนะล็อกกลับเป็นสัญญาณดิจิทัล โดยจะรับสัญญาณมาจากช่อง Line in ของซาวนด์การ์ด
- Line In และ Line Out โดยเป็นทางผ่านของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกซึ่งจะเชื่อมต่อกับลำโพงหรือไมโครโฟน
- ROM (Read Only Memory) หรือ (Flash Memory) ซึ่งในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่ใช้ในการบันทึกข้อมูลเสียงในรูปแบบต่างๆไว้ในหน่วยความจำนี้

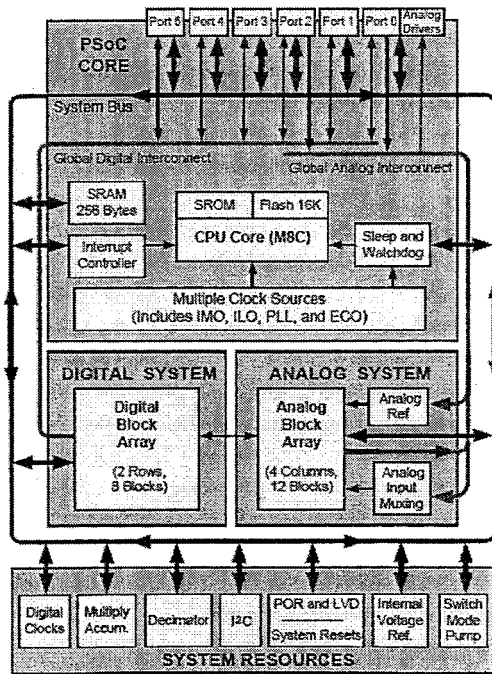
2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC

ระบบไมโครคอนโทรลเลอร์เดิม ซึ่งสามารถรองรับการทำงานในรูปแบบเฉพาะสัญญาณทางดิจิทัล จึงมีการพัฒนาชิพไมโครคอนโทรลเลอร์ขึ้นเพื่อลดปัญหาและข้อจำกัดของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์แบบเดิมตามคอนเซ็ปต์ที่ว่า PSoC หรือ Programmable System On Chip ซึ่งรวมเอาการทำงานทางด้านอนาล็อกเข้ามาภายในชิพเดียวจึงถือว่าเป็นประโยชน์ต่อการพัฒนา และลดความยุ่งยากในการจัดทาวจรอินเทอร์เฟซเพิ่มเติม โครงการนี้เป็น การประยุกต์ใช้อุปกรณ์ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ของ Cypress Microsystems โดยเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีการประมวลผลข้อมูลแบบ 8 บิต เหมือนไมโครคอนโทรลเลอร์ทั่วไป แต่ PSoC มีจุดเด่นหลายประการที่แตกต่างจากอุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลอื่น ๆ คือ PSoC MCU จะทำการรวมเอาการออกแบบทั้งทางดิจิทัล และด้านอนาล็อกมาไว้ด้วยกัน ภายในตัว PSoC MCU ทำให้การออกแบบในการใช้งานทางดิจิทัล และทางด้านอนาล็อก สามารถทำได้ง่ายขึ้นและสะดวกสบายยิ่งขึ้น อีกทั้ง ยังทำให้การออกแบบในด้านต่าง ๆ มีขนาดที่ เล็กกลงโดยเฉพาะด้านอนาล็อก ซึ่งมักจะมียุทธศาสตร์ก่อนข้างใหญ่ แต่เมื่อถูกรวมอยู่ใน PSoC MCU แล้วทำให้ไม่ต้องทำการต่อวงจรภายนอกเพิ่มขึ้นอีกจึงทำให้วงจรมีขนาดที่เล็กลง นอกจากนี้ยังมี ฟังก์ชัน In-System Serial Programming (ISSP) ที่สามารถทำการโปรแกรมซอร์สโค้ดที่ได้ ออกแบบลงไป ในหน่วยความจำโปรแกรม (Flash Memory) ภายในตัวชิพได้ ซึ่งช่วยให้การพัฒนา โปรแกรมโดยใช้ PSoC MCU มีความสะดวกสบายยิ่งขึ้น.

2.10.1 คุณสมบัติสำคัญของ PSoC

- 1) มีการสร้างระบบภายในแบบ Harvard Architecture ด้วยหน่วยประมวลผลแบบ M8C และสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 24 MHz
- 2) มีวงจรถคูณเลขภายในแบบ 8X8 Multiply (32 Bit Accumulate)
- 3) สามารถทำงานแรงดันไฟต่ำได้ 3.3 – 5 โวลต์
- 4) มีโหมดการทำงานแบบ Switch Mode Pump (SMP) ซึ่งช่วยให้ระบบทำงานในสถานะแรงดันที่ต่ำถึง 1 โวลต์
- 5) ทำงานในช่วงอุณหภูมิ -40 ถึง 85 องศาเซลเซียส
- 6) วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายในที่มีความเที่ยงตรงสูง เท่ากับ 24/48 MHz และยังทำงานร่วมกับ External Oscillator ได้ที่ความถี่สูงถึง 24 MHz
- 7) มีหน่วยความจำภายในที่ยืดหยุ่นสูง
- 8) สามารถโปรแกรมฟังก์ชันการทำงานให้กับขาต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ และสามารถขับกระแสได้ 25 mA ทุกขาในโหมด GPIO
- 9) และมีทรัพยากรเพิ่มเติมที่มีอยู่ภายในต่างๆ เช่น I2C Slave Master Watchdog sleep timer และมีวงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในที่มีความเที่ยงตรงสูง

10) มีซอฟต์แวร์สำหรับใช้ในการพัฒนาการใช้งานได้ทั้ง C และ Assembly การศึกษาและใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ให้เกิดประโยชน์และประสิทธิภาพสูงสุด ผู้ใช้จะต้องควรทราบถึงองค์ประกอบและความสามารถภายในตัวชิพ เพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างถูกต้องและเหมาะสม สำหรับ PSoC มีรูปแบบโครงสร้างของระบบภายในดังรูป 3.5



รูป 2.25 บล็อกไดอะแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC

จุดเด่นของ PSoC MCU เมื่อเทียบกับไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดอื่น ๆ มีดังนี้

1. User Modules สามารถเลือกใช้ทรัพยากรของระบบได้ตามที่ต้องการทั้ง อนาล็อกและดิจิทัล ซึ่งจะไม่ถูกจำกัดด้วยโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์เหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดอื่น ๆ

2. API (Application Programming Interface) สนับสนุนการพัฒนาโปรแกรมด้วยฟังก์ชัน API ซึ่งช่วยให้ผู้พัฒนาโปรแกรมสามารถเขียนออกแบบโปรแกรมได้โดยง่าย

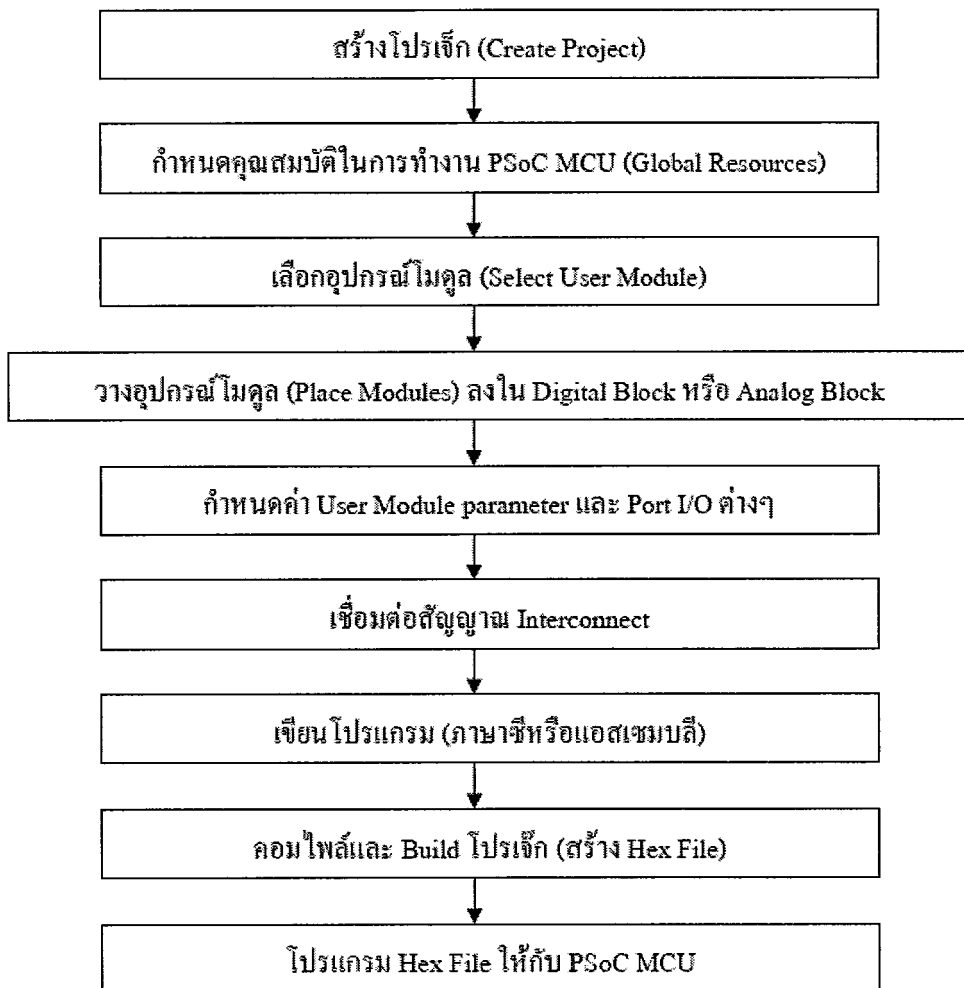
3. ISRs (Interrupt Service Routines) รองรับการทำงานแบบอินเทอร์รัพท์

4. Interconnect device interface สามารถทำการเชื่อมต่อสัญญาณต่าง ๆ ได้อย่างอิสระไม่ถูกกำหนดตายตัวตามฮาร์ดแวร์ เหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดอื่น ๆ

จากที่กล่าวมาเบื้องต้นทั้งหมดเป็นเพียงคุณสมบัติคร่าว ๆ เท่านั้น ซึ่งคุณสมบัติอื่น ๆ ที่ เหลือก็จะคล้าย ๆ กับไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดอื่น ๆ เช่น Sleep, watchdog, Power on Reset (POR), SPI, UART และ I2C เป็นต้น จะเห็นได้ว่า PSoC MCU นั้นไม่ด้อยไปกว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์อื่น ๆ เลย

2.10.2 รูปแบบการใช้งานและการพัฒนา PSoC MCU

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC นั้น สนับสนุนระบบการทำงานทั้งทางด้านดิจิทัล และ อนาล็อก โดยในระบบของดิจิทัล (Digital System) และอนาล็อก (Analog System) ได้ถูก ออกแบบเป็นบล็อก โมดูลซึ่งจะเรียกว่า บล็อกดิจิทัล (Digital Blocks) และบล็อกอนาล็อก (Analog Blocks) โดยบล็อก เหล่านี้จะรองรับการนำเอา โมดูลต่างๆ มาใช้งานเปรียบเสมือนกับเป็น พื้นที่ว่างๆ สำหรับต่อจิ๊กซอว์ โดยชิ้นส่วนของจิ๊กซอว์ก็คือโมดูลต่างๆ เช่น ADC, DAC, I2C, PWM, UART, SPI เป็นต้น โดย ผู้ใช้สามารถกำหนดได้เองว่าจะนำเอาโมดูลใดมาใช้งานและ นอกจากนี้ผู้ใช้งานยังสามารถ กำหนดการเชื่อมต่อสัญญาณต่างๆ (Programmable Interconnect) ภายในได้เองอีกด้วย เสมือนกับว่า ผู้ใช้งานสามารถทำการออกแบบได้เองตั้งแต่ ฮาร์ดแวร์ ไปจนถึง ซอฟต์แวร์ ซึ่งถือได้ว่าเป็น ความสามารถหนึ่งที่เหนือกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ชนิดอื่น ๆ ที่ ทรัพยากรทุกอย่างถูกกำหนดไว้ตายตัวไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้



รูปที่ 2.26 แสดงลำดับขั้นตอนการพัฒนาโปรแกรมให้กับ PSoC MCU ด้วย PSoC Designer แบบคร่าว ๆ

ภาษาที่ใช้ในการออกแบบพัฒนาการทำงานของ PSoC MCU ปัจจุบันจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ภาษา คือ ภาษาแอสเซมบลีและภาษาซี เนื่องจากการพัฒนาโปรแกรมของ PSoC MCU ส่วนใหญ่ จะทำโดยการเรียกใช้งานฟังก์ชัน API และการกำหนดคุณสมบัติต่าง ๆ เช่นความถี่สัญญาณ นาฬิกา Sleep, Watchdog, Supply Voltage และอื่นๆ รวมทั้งยังสามารถทำได้จากหน้าต่าง Device Editor ของซอฟต์แวร์ PSoC Designer ทำให้เราไม่จำเป็นต้องทราบรีจิสเตอร์ต่าง ๆ มากนัก จึงจะไม่ขอกล่าวถึงรายละเอียดในการใช้งานรีจิสเตอร์มากนัก แต่จะกล่าวถึงเฉพาะในส่วนที่

2.10.3 คุณสมบัติของ PSoC MCU ตระกูล CY8C27443

1. สถาปัตยกรรมแบบ Harvard Architecture Processor
2. ความเร็วของ M8C Processor สูงสุด 24 MHz
3. 24 Bit Accumulate
4. Low Power at High Speed
5. ทำงานในช่วงแรงดัน 3.0 V ถึง 5.25 V
6. สามารถทำงานที่แรงดันต่ำสุดที่ 1.0V โดยใช้วงจร Switch Mode Pump (SMP)
7. 12 Analog PSoC Blocks รองรับการใช้งานทางด้านอนาล็อก เช่น
 - ADC ความละเอียดสูงสุดถึง 14 บิต
 - DAC ความละเอียดสูงสุดถึง 9 บิต
 - วงจรเกนที่การขยาย (Programmable Gain Amplifier)
 - วงจรฟิลเตอร์และวงจรถอดเปรียบเทียบ (Programmable Filters and Comparater)
8. 8 Digital PSoC Blocks รองรับการใช้งานทางด้านดิจิทัล
 - Timers, Counters และ PWMs ขนาด 8 ถึง 32 บิต
 - CRC และ PRS โมดูล
 - UARTs แบบ Full – Duplex สูงสุด 2 ช่อง
 - SPI โมดูลเป็นได้ทั้งแบบ Master และ Slave
 - ดิจิตอลบล็อกต่างๆ สามารถเชื่อมต่อไปยังขาสัญญาณ GPIO ได้ทุกขาสัญญาณ
9. สามารถกำหนดขนาดความถี่ของสัญญาณนาฬิกาภายในได้หลายระดับ
10. สัญญาณนาฬิกาภายในขนาด 24/48 MHz ค่าความคลาดเคลื่อน +/-2.5%
11. สามารถเลือกแหล่งกำเนิดสัญญาณ 24/48 MHz จากออสซิลเลเตอร์ 32 kHz ภายในหรือภายนอกได้
12. สามารถรับสัญญาณออสซิลเลเตอร์จากภายนอกได้สูงสุด 24 MHz
13. มีแหล่งกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายในให้กับ Watchdog และ Sleep
14. หน่วยความจำโปรแกรมแบบ Flash ขนาด 16K Byte สามารถ Erase/Write ได้ถึง 5,000 ครั้ง

15. หน่วยความจำข้อมูล SRAM ขนาด 256 Byte
16. ฟังก์ชันการโปรแกรมภายใน ISSP (In-System Serial Programming)
17. สามารถเปลี่ยนแปลงข้อมูล Flash Memory เฉพาะบางส่วนได้
18. สามารถตั้งค่าระบบป้องกันข้อมูลได้ (Flash Security)
19. หน่วยความจำ EEPROM (ใช้จาก Flash Memory)
20. ขาสัญญาณ GPIO จำนวน 24 ขาสัญญาณ
21. สามารถกำหนดคุณสมบัติของขาสัญญาณต่างๆ ได้ (GPIO Pin Configurations)
22. GPIO สามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้ถึง 24 mA
23. สามารถกำหนด Drive Mode ของสัญญาณ GPIO ได้ เช่น Pull up, Pull down, HighZ, Strong หรือ Open Drain
24. ขาสัญญาณอินพุตอนุตลอกสูงสุด 12 สัญญาณ (จากขาสัญญาณของ GPIO)
25. ขาสัญญาณอนุตลอกเอาต์พุตสูงสุด 4 ขาสัญญาณ (จากขาสัญญาณ GPIO) จ่ายกระแสได้ถึง 40 mA
26. สามารถกำหนดการอินเตอร์รัพท์ได้ทุกขาสัญญาณของ GPIO
27. I²C โหมด Slave, Master และ Multi-Master ความเร็วสูงสุด 400 kHz
28. Watchdog และ Sleep Timer
29. สามารถตั้งค่าระดับการตรวจจับแรงดันต่ำได้ (Low Voltage Detection)
30. Integrated Supervisory Circuit
31. On-Chip Precision Voltage Reference

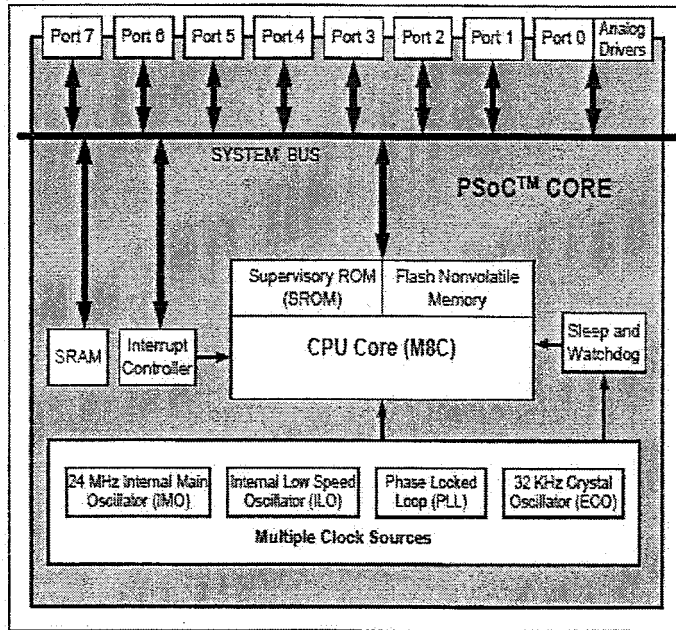
จะเห็นได้ว่า PSoC MCU เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีคุณสมบัติที่ถือได้ว่าครบถ้วน มาก ไม่ได้ด้อยไปกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลอื่นๆ เลย ในการที่มีคุณสมบัติมากมายอาจถูกมองว่าการออกแบบยุ่งยาก แต่ในความจริงแล้ว PSoC MCU ไม่ได้ออกแบบยุ่งยากอย่างที่คิด เนื่องจากสามารถใช้ซอฟต์แวร์ PSoC Designer ในการออกแบบได้ซึ่งซอฟต์แวร์ดังกล่าวนี้จะมีการออกแบบเป็นลักษณะของกราฟิกหรือเป็นแบบวิซวล (Visual) ส่วนในการเขียนโปรแกรมก็จะ เป็นลักษณะการใช้งานฟังก์ชัน API (Application Programming Interface) ที่ PSoC Designer ได้จัดเตรียมไว้ให้แล้ว ทำให้ลดความยุ่งยากไปได้มากเลยทีเดียว

2.10.4 ฟังก์ชันและโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC

ไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC นั้นมีฟังก์ชันการใช้งานมากมายหลายฟังก์ชันด้วยกันในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะฟังก์ชันและโครงสร้างสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC ที่เกี่ยวข้องกับโครงงานนี้เท่านั้น โดยในส่วนที่โครงงานนี้จะขอกล่าวถึงโครงสร้างภายใน เพียงบางส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC เท่านั้น คือ

2.10.4.1 PSoC Core

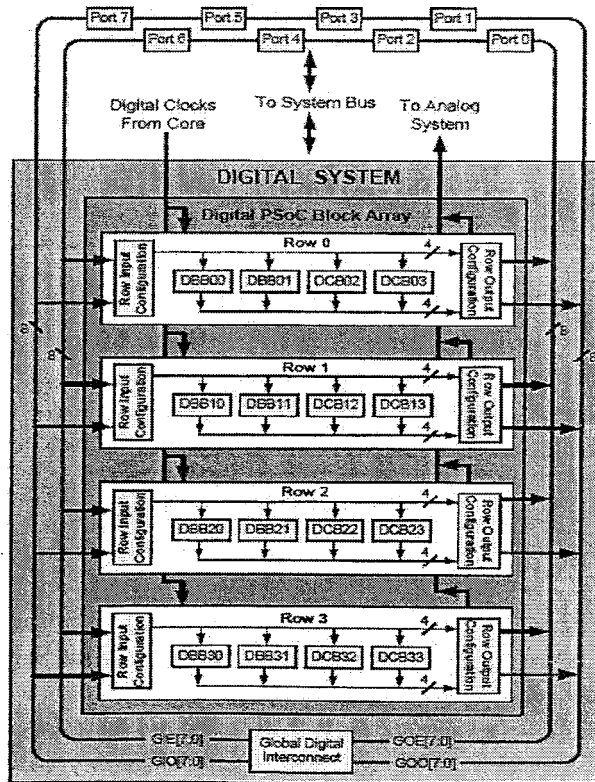
เป็นส่วนของแกนหลักในการประมวลผลและควบคุมการทำงานภายในทั้งหมดอันประกอบด้วย หน่วยประมวลผลแบบ M8C เป็นส่วนหลักของการประมวลผล ซึ่งจะดูแลส่วนต่าง ๆ เช่น การประมวลผลคำสั่ง, การ จัดเก็บข้อมูลในหน่วยความจำ SRAM, ควบคุมการอินเทอร์รัพท์, Sleep, Watchdog times และ การเลือกแหล่งสัญญาณนาฬิกา (Clock sources) เป็นต้น ซึ่งจะเรียกส่วนที่จัดการส่วนต่าง ๆ เหล่านี้ว่า M8C ซึ่งเป็นสถาปัตยกรรมไมโครโปรเซสเซอร์ 8 บิต แบบ Harvard



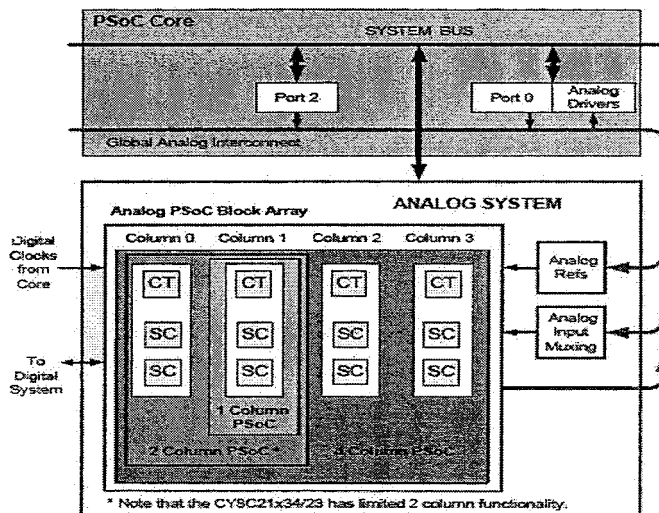
รูปที่ 2.27 PSoC Core

2.10.4.2 Digital System

เป็นพื้นที่การทำงานของระบบดิจิทัลโดยเป็นส่วนการทำงานทางด้าน Hardware ที่ แยกเป็นอิสระจาก PSoC Core โครงสร้างส่วนนี้เองที่ผู้สร้างสามารถกำหนดคุณสมบัติทางด้านดิจิทัลลงบนชิปเองได้ เช่น Timer Counter PWM I2C และ UART เป็นต้นเพื่อให้ชิปมีคุณสมบัติทางดิจิทัลตามที่ต้องการ ในส่วนของ DIGITAL SYSTEM การวางของบล็อกอาเรย์จะวางแถวละ 4 บล็อก สำหรับ CY8C27443 จะมี อาเรย์บล็อกจำนวน 2 แถวรวมแล้วจะมีทั้งหมด 8 ดิจิตอลบล็อก ส่วน PSoC MCU เบอร์อื่น ๆ จะมีขนาดแตกต่างกันออกไป โดยบล็อกเหล่านี้ก็จะรองรับการใช้งานในส่วน of โมดูลดิจิทัล ต่าง ๆ



รูปที่ 2.28 Digital System



รูปที่ 2.29 Analog System

2.10.4.3 Analog System

ระบบของอนาลอกจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ คือ อนาลอกบล็อก (Analog Blocks), แรงดันอ้างอิงอนาลอก (Analog Ref) และวงจรเลือกสัญญาณอินพุตอนาลอก (Analog Input Muxing) โดยอนาลอกบล็อกจะมีอยู่ 2 ประเภทด้วยกัน คือ CT (Continuous Time) และ SC

(Switched Capacitor) ซึ่งอนุภาคบล็อกจะถูกจัดเรียงเป็น 4 คอลัมน์ (Column) ในหนึ่งคอลัมน์ก็จะประกอบด้วย CT หนึ่งบล็อก และ SC อีกสองบล็อก ซึ่งบล็อกเหล่านี้จะมีไว้สำหรับรองรับ การทำงานของโมดูลอนุภาคโดยการจัดวางโมดูลลงในบล็อกต่าง ๆ นั้น ก็ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของแต่ละโมดูล

2.10.4.4 System Resource

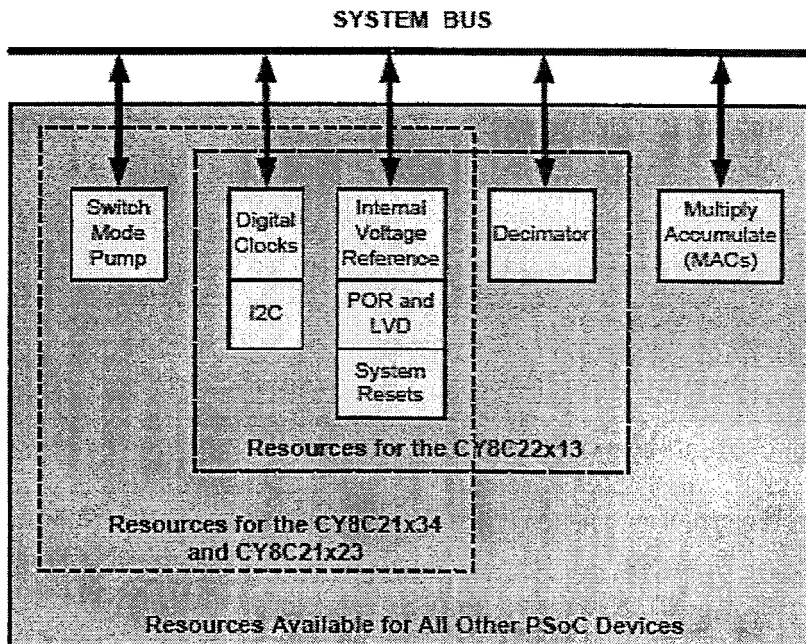
เป็นส่วนของทรัพยากรรวมภายใน ซึ่งส่วนของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถติดต่อถึงกันได้ผ่านซิสเต็มบัส (System Bus) อันประกอบด้วย

- 1) Digital Clocks สำหรับควบคุมการหารคามถี่สัญญาณนาฬิกา
- 2) Multiply Accumulate (MAC)
- 3) Decimator
- 4) I2C สำหรับการสื่อสารด้วยรูปแบบ I2C
- 5) POR and LVD สำหรับควบคุมระบบ Reset และระบบตรวจสอบแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนด

ไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนด

6) Internal Voltage Reference แรงดันอ้างอิงภายในสามารถกำหนดเป็นแรงดันอ้างอิงให้แก่ ADC หรือส่งค่าแรงดันอ้างอิงออกสู่ขาสัญญาณเพื่อนำออกไปใช้งานภายนอกได้

7) Switch Mode Pump เป็นโหมดการทำงานเพื่อบูทแรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำให้มีแรงดันที่สูงขึ้นและเพียงพอสำหรับการทำงานของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ประยุกต์ใช้กับแบตเตอรี่



รูปที่ 2.30 System Resource

2.10.5 หน่วยความจำ (Memory)

หน่วยความจำเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความจำเป็นต่อการทำงานของไมโครโปรเซสเซอร์ หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยจะมีการแบ่งหน่วยความจำออกเป็นประเภทต่าง ๆ ตามคุณสมบัติ และการใช้งาน ซึ่งในส่วนของสถาปัตยกรรม M8C ก็จะแบ่งหน่วยความจำออกเป็น 3 ส่วน คือ ROM, RAM และ Register

2.10.6 ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต (GPIO : General Purpose IO)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติทางด้านขาสัญญาณ I/O (Input/Output) ของ PSoC MCU ซึ่งขาสัญญาณของ PSoC MCU นั้น สามารถทำงานได้ทั้งในส่วนของ ขาสัญญาณดิจิทัล และขาสัญญาณอนาล็อกซึ่งในการใช้งานจะผ่านทางรีจิสเตอร์ต่างๆ

Address	Name	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0	Access
0,xxh	PRTxDR	Data Register								RW:00
0,xxh	PRTxIE	Bit Interrupt Enables								RW:00
0,xxh	PRTxGS	Global Select								RW:00
0,xxh	PRTxDM2	Drive Mode 2								RW:FF
1,xxh	PRTxDM0	Drive Mode 0								RW:00
1,xxh	PRTxDM1	Drive Mode 1								RW:FF
1,xxh	PRTxIC0	Interrupt Control 0								RW:00
1,xxh	PRTxIC1	Interrupt Control 1								RW:00

ตารางที่ 2.1 แสดงขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต GPIO

ขาสัญญาณอินพุต/เอาต์พุต หรือขาสัญญาณ GPIO ของไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC แต่ละขาสัญญาณนอกจากการทำงานในโหมด I/O ปกติแล้ว บางขาสัญญาณยังสามารถทำงานในหน้าที่อื่นๆ ได้อีกด้วย ดังเช่น

ชื่อขาสัญญาณ	คำอธิบาย	Input/Output
SMP	Switch Mode Pump	Power
Vdd	Supply Voltage	Power
Vss	Ground	Power
XRES	External Reset (Active High)	Input/Output
P0[0]-P0[1]	Port 0[0],[1], Analog Input	Input/Output
P0[2]-P0[5]	Port 0[2],[3], [4], [5], Analog Input/Output	Input/Output
P0[6]-P0[7]	Port 0[6],[7], Analog Input	Input/Output

P1[0]	Port 1[0],XTAL Out/SDATA/I2C SDA	Input/Output
P1[1]	Port 1[1]],XTAL In/SCLK/I2C SCL	Input/Output
P1[2]	Port 1[2]	Input/Output
P1[3]	Port 1[3]	Input/Output
P1[4]	Port 1[4],EXTCLK	Input/Output
P1[5]	Port 1[5],I2C SDA	Input/Output
P1[6]	Port 1[6]	Input/Output
P1[7]	Port 1[7] ,I2C SCL	Input/Output
P2[0]-P2[3]	Port 2[0],[1], [2], [3], Non-Multiplexed Analog Input (Switch Capacitpr)	Input/Output
P2[4]	Port 2[4],External AGND	Input/Output
P2[5]	Port 2[5]	Input/Output
P2[6]	Port 2[6],External VREF	Input/Output
P2[7]	Port 2[7]	Input/Output

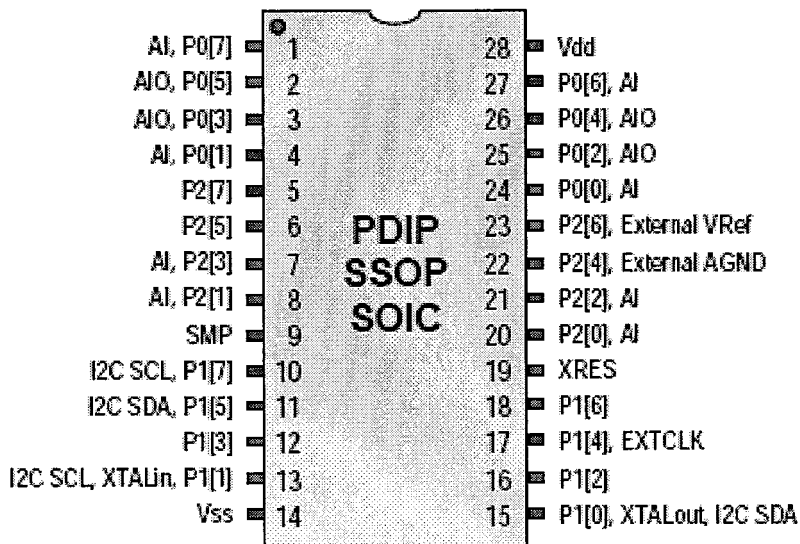
ตาราง 2.2 แสดงหน้าที่การทำงานของขาต่างๆ

จะเห็นว่าโครงสร้างขาสัญญาณ GPIO ของ PSoC MCU มีความซับซ้อนมาก ทั้งนี้เพราะ PSoC MCU ได้ออกแบบโครงสร้างขาสัญญาณ ให้สามารถทำงานได้ในหลากหลายคุณสมบัติ โดยผู้ใช้งาน (User) สามารถกำหนดความต้องการในการใช้งานได้ โดยเราสามารถกำหนดคุณสมบัติการทำงานของขาสัญญาณในโหมดต่างๆ ได้ดังนี้

- Pull Down (Resistive pull down) โหมดนี้ขาสัญญาณ I/O จะถูกต่อผ่านตัวต้านทาน ลงกราวด์
- Strong (Strong Drive) โหมดนี้เหมาะสำหรับใช้งานเป็นเอาต์พุตดิจิทัล
- High Z (High Impedance) โหมดนี้ที่ขาสัญญาณ I/O จะมีความต้านทานสูงเหมาะ สำหรับการใช้งานเป็นอินพุต
- Pull Up (Resistive Pull Up) โหมดนี้ขาสัญญาณ I/O จะถูกต่อผ่านตัวต้านทาน ไปยัง Vcc
- Open Drain High สถานะของสัญญาณ I/O เป็นแบบ Open Drain High
- Strong Slow (Slow Strong drive) สถานะสัญญาณ I/O เป็นแบบ Strong Slow
- High Z Analog เป็นสถานะความต้านทานสูงแบบอนาลอก ซึ่งจะเป็นค่าสถานะ เริ่มต้น (Default) หลังจากเกิดการ รีเซ็ต (reset state)

นอกจากการใช้งานของขาพอร์ตต่างๆเป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตทั่วไปแล้ว ขาพอร์ตของขา ยังมีหน้าที่เฉพาะอย่างดังต่อไปนี้

- 1) VDD เป็นขาสัญญาณไฟเลี้ยง ต่อกับไฟ 5 โวลต์
- 2) VSS เป็นขากาวัด ต่อกับไฟเลี้ยง 0 โวลต์
- 3) XRES เป็นขาสำหรับรีเซ็ต เมื่อนี้มีลอจิกเป็น “1” CPU จะถูกรีเซ็ต
- 4) P0[2]-P0[5] เป็นขาสำหรับรับสัญญาณทางอนาล็อกเข้าภายในเพื่อทำการประมวลผล นอกจากนี้แล้วยังสามารถส่งสัญญาณอนาล็อกออกไปทางขาเหล่านี้ได้อีกด้วย
- 5) P0[6]-P0[7] เป็นขาสำหรับรับสัญญาณทางอนาล็อกเข้าภายในเพื่อทำการประมวลผล แต่ไม่สามารถส่งสัญญาณอนาล็อกออกไปทางขาเหล่านี้ได้
- 6) P0[0] เป็นขา XTALout ใช้สำหรับต่อกับ XTAL เพื่อสร้างสัญญาณให้กับ PSoC (ใช้งานร่วมกับ P0[1])
- 7) P0[1] เป็นขา XTALout ใช้สำหรับต่อกับ XTAL เพื่อสร้างสัญญาณให้กับ PSoC (ใช้งานร่วมกับ P0[0])
- 8) P1[4] เป็นขาสำหรับรับสัญญาณจากภายนอก
- 9) P1[5] เป็นขารับ/ส่งข้อมูลของ I2C ซึ่งจะเรียกว่าขา SDA (Serial Data)
- 10) P1[7] เป็นขารับสัญญาณนาฬิกาในการรับ/ส่งข้อมูล I2C เพื่อให้ด้านส่งและด้านรับทำการรับข้อมูลได้อย่างสอดคล้องกัน ซึ่งเรียกว่า SCL (Serial Clock)
- 11) P2[0]- P2[3] เป็นขารับสัญญาณอนาล็อกแบบ Non – Multiplexed
- 12) P2[6] เป็นขารับสัญญาณอ้างอิงจากภายนอก



รูปที่ 2.31 PSoC เบอร์ CY8C27443

DM2	DM1	DM0	Drive Mode	Data=0	Data=1
0	0	0	Resistive Pull Down	Resistive	Strong
0	0	1	Strong Drive	Strong	Strong
0	1	0	High Impedance	HI-Z	HI-Z
0	1	1	Resistive Pull Up	Strong	Resistive
1	0	0	Open Drain, Drive High	HI-Z	Strong (Slow)
1	0	1	Slow Strong Drive	Strong (Slow)	Strong (Slow)
1	1	0	High Impedance Analog	HI-Z	HI-Z
1	1	1	Open Drain, Drive Low	Strong (Slow)	HI-Z

ตารางที่ 2.3 การกำหนด Drive Mode ของ GPIO โดยผ่านรีจิสเตอร์ PRTxDMx[2:0]

การกำหนดคุณสมบัติของขาสัญญาณเหล่านี้ สามารถทำได้สองวิธี คือ การกำหนดที่ค่ารีจิสเตอร์(PRTxDMx) และอีกวิธีก็คือการกำหนดโดยใช้โปรแกรม PSoC Designer ตรงส่วนของ Device Editor Configuration ซึ่งจะเรียกว่าการกำหนด Configure I/O Pins ซึ่งจะช่วยลดความยุ่งยากในการเขียนโปรแกรมลงได้เป็นอย่างดี

ขาสัญญาณ I/O ของ PSoC MCU จะประกอบไปด้วยบัฟเฟอร์อินพุต และวงจรขับ ทางด้านเอาต์พุตโดยขาสัญญาณ I/O เหล่านี้จะถูกจัดไว้เป็นพอร์ต ซึ่งปกติ 1 พอร์ต จะมีทั้งหมด 8 บิต แต่จะมีบางกรณีที่พอร์ตนั้นมีขาสัญญาณไม่ถึง 8 บิต ขาสัญญาณ I/O ต่างๆ เหล่านี้สามารถ ทำงานในลักษณะต่างๆ ดังนี้

- Digital IO : เป็นขาสัญญาณดิจิทัล อินพุต/เอาต์พุต สามารถควบคุมการทำงานได้โดย ผ่านค่าให้กับรีจิสเตอร์ PRTxDR
- Global IO : เป็นขาสัญญาณดิจิทัล อินพุต/เอาต์พุต ที่เชื่อมโยงระหว่าง Digital PSoC Block
- Analog IO : เป็นขาสัญญาณ อินพุต/เอาต์พุต ที่เชื่อมโยงระหว่าง Analog PSoC Block

2.10.7 การใช้งาน SPIM (Serial Peripheral Interconnect Master)

ในโครงการนี้เป็นการนำโมดูลในส่วนของ SPIM มาใช้ในการติดต่อกับการ แสดงผลบนหน้าจอ LCO NOKIA 5110 ที่เป็นหน้าจอกราฟิกขนาดความละเอียด 48x84 จุด ซึ่ง จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป ในส่วนของโมดูล SPIM (Serial Peripheral Interconnect Master) จะขอ อธิบายรายละเอียดดังต่อไปนี้

โมดูล SPIM คือ โมดูลการสื่อสารอนุกรมที่มีโปรโตคอลการสื่อสารเป็นแบบ SPI โดย จะเป็นการส่งแบบเข้าจังหวะ 8 บิต ข้อมูลฟูลดูเพล็กซ์ (Full-duplex) โมดูลนี้จะทำงานเป็นแบบ มาสเตอร์ซึ่งสามารถที่จะนำไปต่อเข้ากับอุปกรณ์ SPI ที่เป็นสลาฟมากกว่าหนึ่งตัว ขึ้นอยู่กับการ นำไปใช้งานโดยภายในโมดูล SPIM จะประกอบไปด้วย Tx Buffer, Rx Buffer, Control, และ shift registers การใช้งานโมดูลจะเรียกใช้งานผ่านฟังก์ชัน API โดยค่าเริ่มต้นของโมดูล SPIM จะ ถูกเซต มีการส่งข้อมูลแบบส่งบิตนัยสำคัญต่ำสุดก่อน (LSB First) และจะสนับสนุนการทำงานของ สัญญาณในโหมดต่าง ๆ ตั้งแต่โหมด 0,1,2 และ 3 ซึ่งควรจะมีการเซตโหมดของสัญญาณนาฬิกา ระหว่างอุปกรณ์ SPI Master และอุปกรณ์ SPI Slave ให้มีสัญญาณนาฬิกาเป็นโหมดเดียวกัน โดย โหมดการทำงานของ SPI จะเป็นดังตารางที่ 2.4

SPI Mode			
Mode	SCLK Edge Performing Data Latch	Clock Polarity	Notes
0	Leading	Non-inverting	Leading edge latches data. Data changes on trailing edge of clock.
1	Leading	Inverted	
2	Trailing	Non-inverting	Trailing edge latches data. Data changes on leading edge.
3	Trailing	Inverted	

ตารางที่ 2.4 แสดงโหมดการทำงานของฟังก์ชัน SPI

ขาสัญญาณการเชื่อมต่อ

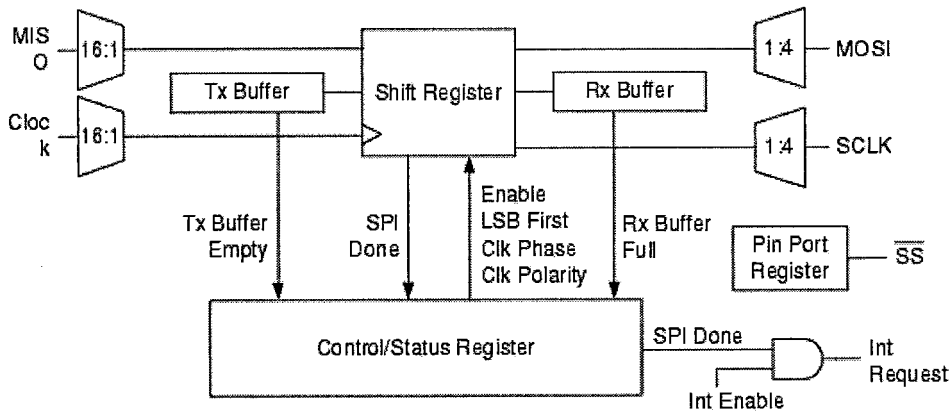
- SCLK คือ ขาสัญญาณนาฬิกาที่ให้จังหวะในการรับส่งข้อมูลของ SPI
- MOSI (Master Out Slave In Data) คือ ขาสัญญาณเอาต์พุตข้อมูลของตัวอุปกรณ์ มาสเตอร์ ซึ่งจะนำไปเป็นขาสัญญาณอินพุตของอุปกรณ์สลาฟ

คุณสมบัติของโมดูล SPIM (Serial Peripheral Interconnect Master)

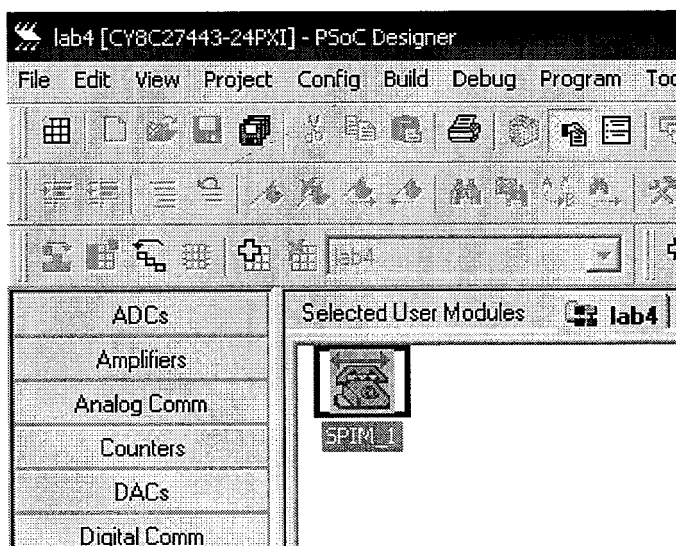
- สนับสนุนการเชื่อมต่อในโหมดมาสเตอร์ ด้วยโปรโตคอลการสื่อสารแบบ SPIM (Serial Peripheral Interconnect Master)
- สนับสนุนโหมดสัญญาณนาฬิกาของ SPI คือ โหมด 0,1,3 และ 3
- สามารถกำหนดแหล่งสัญญาณนาฬิกาได้
- สามารถเลือกการเชื่อมต่อเอาต์พุตของสัญญาณ MOSI และ SCLK ได้
- สามารถสร้างสัญญาณอินเตอร์รัพได้
- ความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุด (Maximum bit rate) 12 MHz

คุณสมบัติของโมดูล

- สนับสนุนการเชื่อมต่อในโหมดมาสเตอร์ ด้วยโปรโตคอลการสื่อสารแบบ SPI (Serial Peripheral Interconnect)
- สนับสนุนโหมดสัญญาณนาฬิกาของ SPI คือโหมด 0,1,2 และ 3
- สามารถกำหนดแหล่งนาฬิกาได้
- สามารถเลือกการเชื่อมต่อเอาต์พุตของสัญญาณ MOSI และ SCLK ได้
- สามารถสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพต์ได้
- ความเร็วการรับส่งข้อมูลสูงสุด 12 MHz



รูปที่ 2.32 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของโมดูล SPIM



รูปที่ 2.33 แสดงการเลือกโมดูล DAC8

การใช้งานฟังก์ชัน API ของโมดูล SPIM

การใช้งานโมดูลจะกระทำการผ่านการเรียกใช้ฟังก์ชัน SPI ซึ่งการใช้งานฟังก์ชันนี้อาจมีผลทำให้ค่าของรีจิสเตอร์ A และ X มีการเปลี่ยนแปลงไปด้วยโดยจะมีฟังก์ชันต่าง ๆ ให้ใช้งานดังต่อไปนี้

SPIM_Start

ฟังก์ชันการกำหนดโหมดการทำงานของ SPI พร้อมทั้งเปิดการทำงานของโมดูลโดยการกำหนดโหมดการทำงานจะต้องผ่านค่าให้กับฟังก์ชันผ่านทางรีจิสเตอร์ A ซึ่งจะมีโหมดต่างๆ ตามตารางต่อไปนี้

Symbolic Name	Value	ความหมาย
SPIM_MODE_0	0x00	การทำงานของ SPI ในโหมด 0
SPIM_MODE_0	0x02	การทำงานของ SPI ในโหมด 1
SPIM_MODE_0	0x04	การทำงานของ SPI ในโหมด 2
SPIM_MODE_0	0x06	การทำงานของ SPI ในโหมด 3
SPIM_LSB_FIRST	0x80	ส่งบิตข้อมูลทางด้านบิตต่ำก่อน
SPIM_MSB_FIRST	0x00	ส่งบิตข้อมูลทางด้านบิตสูงก่อน

ตารางที่ 2.5 แสดงค่าของโหมดการทำงานต่าง ๆ ของ SPI

ตัวอย่าง

Assembly :

```
Mov A, SPIM_MODE_2|SPIM_LSB_FIRST ; เลือกโหมด 2 ส่งข้อมูลทางด้าน บิตต่ำก่อน
```

C Prototype :

```
Void SPIM_Start (BYTE bConfiguration)
```

- หมายเหตุ เราสามารถกำหนดโหมดการทำงานร่วมกับการเลือกรูปแบบการส่ง (SPIM_LSB_FIRST) หรือ (SPIM_MSB_FIRST) โดยใช้การ OR โดยใช้เครื่องหมาย “|” คั่นกลาง ดังตัวอย่าง

SPIM_STOP

ฟังก์ชันการปิดการทำงานของโมดูล SPIM ฟังก์ชันนี้จะไปเคลียร์ค่าในบิต Enable ของ รีจิสเตอร์ Control ทำให้โมดูล SPIM หยุดการทำงาน

ตัวอย่าง

Assembly :

Call SPIM_Stop

C Prototype

Void SPIM_Stop (void)

SPIM_EnableInt

ฟังก์ชันเปิดการอินเตอร์รัพของ SPIM ตามเงื่อนไขของการอินเตอร์รัพท์

ตัวอย่าง

Assembly :

Call SPIM_EnableInt

C Prototype :

Void SPIM_EnableInt (void)

SPIM_DisableInt

ปิดการอินเตอร์รัพท์ของ SPIM

ตัวอย่าง

Assembly :

Call SPIM_DisableInt

C Prototype :

Void SPIM_DisableInt(void)

SPIM_SendTxData

ส่งข้อมูลแบบ SPI ไปยังอุปกรณ์สลาฟที่ต่อร่วมด้วย

ตัวอย่าง

Assembly :

Mov A, bSPIMData

Call SPIM_SendTxData

C Prototype :

BOOL SPIM_SendTxData (BYTE bSPIMData)

SPIM_bReadRxData

ฟังก์ชันการอ่านรับค่าจากไบต์ข้อมูลจากอุปกรณ์สลาฟ โดยควรทำการเช็คสถานะของ บัฟเฟอร์

(Rx Buffer) ก่อนว่าว่างหรือไม่ ก่อนที่จะทำการเรียกใช้ฟังก์ชันนี้

ตัวอย่าง

Assembly :

```
Call SPIM_bReadRxData
```

```
Mov bRxData, A
```

C Prototype :

```
BOOL SPIM_bReadRxData(void)
```

SPIM_bReadStatus

เป็นคำสั่งอ่านค่าสถานะจากรีจิสเตอร์ควบคุม (ControlRegister) ของโมดูล SPIM รีจิสเตอร์จะประกอบด้วยสถานะการทำงานต่างๆ ของโมดูล โดยค่าสถานะต่างๆ จะรีเทิร์นค่า ออกมาผ่านทางรีจิสเตอร์ A ซึ่งค่าต่าง ๆ จะเป็นดังตารางต่อไปนี้

โหมมคการทำงานของ SPI

Symbolic Name	Value	ความหมาย
SPIM_DONE	0x20	การทำงานของ SPIM เสร็จสิ้น
SPIM_RX_OVERRUN	0x40	เกิดการ Overrun Error ของการรับข้อมูล
SPIM_TX_BUFFER_EMPTY	0x10	บัฟเฟอร์ของการส่งสว่าง
SPIM_RX_BUFFER_FULL	0x08	บัฟเฟอร์การรับข้อมูลเต็ม

ตารางที่ 2.6 แสดงค่าสถานะรีจิสเตอร์ของการเก็บข้อมูลของฟังก์ชัน SPI

สามารถใช้การ OR โดยใช้เครื่องหมาย '|' เพื่อเพิ่มเงื่อนไขการตรวจสอบได้ ดังเช่น ตัวอย่างต่อไปนี้

Assembly :

```
Call SPIM_bReadStatus
```

```
And A, SPIM_DONE|SPIM_RX_BUFFER_FULL
```

```
Jnz SpimCompleteGetRxData
```

C Prototype :

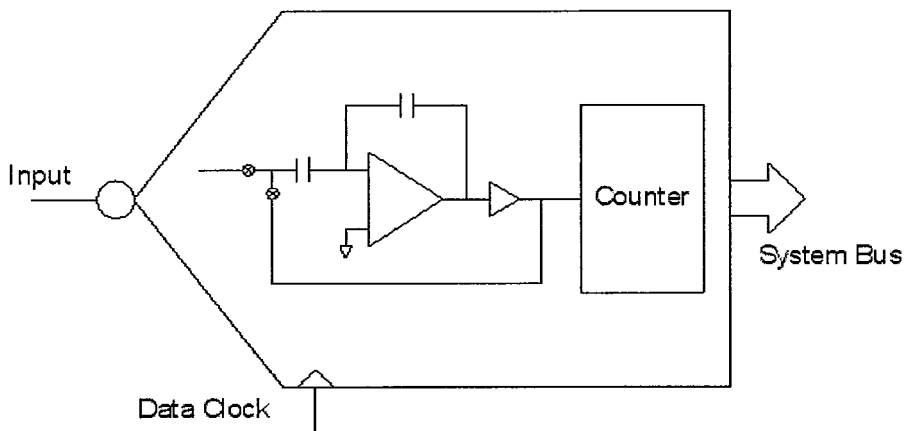
```
BYTE SPIM_bReadStatus(void)
```

- หมายเหตุ บิตสถานะต่างๆ ในรีจิสเตอร์ควบคุม (Control register) จะถูกเคลียร์ หลัง เสร็จสิ้นฟังก์ชัน

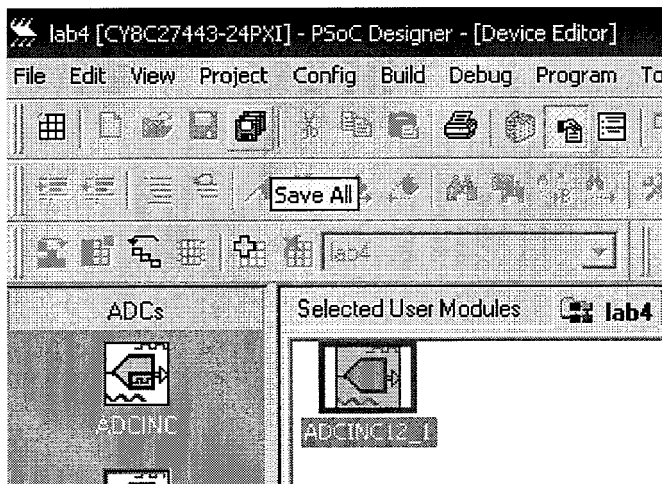
2.9.8 การใช้งาน ADC (Analog to Digital Convertor)

คุณสมบัติของ โมดูล

- ความละเอียดของการแปลงสัญญาณ 12 บิต ข้อมูล แบบ 2' complement
- อัตราการสุ่มสัญญาณ (Sample rate) ตั้งแต่ 7.8 sps ถึง 480 sps
- ช่วงของสัญญาณอินพุต AGND +/- Vref
- สามารถใช้สัญญาณนาฬิกาได้ทั้งภายใน และ ภายนอก



รูปที่ 2.34 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ โมดูล ADCINC12



รูปที่ 2.35 แสดงการเลือกโมดูล DAC8

การใช้งานฟังก์ชัน API ของโมดูล ADCINC12

เราสามารถใช้งาน โมดูล ADCINC12 โดยการเรียกใช้ฟังก์ชัน API ต่างๆดังต่อไปนี้

ADCINC12_Start

เปิดการทำงานของโมดูล ADCINC12 พร้อมทั้งกำหนดระดับพลังงานของ SC Block (switched capacitor PSOC Block) ของโมดูล ซึ่งระดับพลังงานนี้จะมีผลต่อประสิทธิภาพการแปลงสัญญาณของโมดูล

ตัวอย่าง

Assembly :

```
mov    A,ADCINC12_HIGHPOWER ; FULLPOWER =3
call   ADCINC12_Start
```

C Prototype :

```
Void ADCINC12S_Start (BYTE bPowerSetting)
```

ADCINC12_fIsDataAvailaber

ตรวจสอบสถานะของ ADC โดยฟังก์ชันนี้จะรีเทิร์นค่า 0 ออกมาจากฟังก์ชัน หากข้อมูลยังอยู่ระหว่างการแปลงสัญญาณ แต่ถ้าหากข้อมูลถูกแปลงเสร็จเพื่อพร้อมที่จะถูกอ่านออกไปแล้วมันจะรีเทิร์นค่าที่ไม่เท่ากับ 0 ออกมาเราสามารถตรวจสอบได้จากค่าของ Zero flag

ตัวอย่าง

Assembly:

```
Call ADCINC12_fIsDataAvailable
Call ADCINC12_fIsData
```

C Prototype:

```
BYTE ADCINC12_fIsDataAvailable (void)
BYTE ADCINC12_fIsData (void) (Deprecated)
```

ADCINC12_iGetData

รีเทิร์นข้อมูลดิจิทัล 16 บิต แบบ 2's complement จากการแปลงสัญญาณของโมดูล ADCINC12 โดยข้อมูลไบต์สูงจะอยู่ในรีจิสเตอร์ X และไบต์ต่ำจะอยู่ในรีจิสเตอร์ A เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ถูกต้องควรเรียกฟังก์ชัน BYTE ADCINC12_fIsDataAvailable ก่อนเพื่อตรวจสอบว่ากระบวนการ

แปลงสัญญาณเสร็จสิ้นหรือยังเพราะถ้าเรียกฟังก์ชันนี้ในขณะที่โมดูลอยู่ในระหว่างการแปลงสัญญาณอยู่ ข้อมูลที่อ่านได้อาจผิดพลาดได้

ตัวอย่าง

Assembly:

```
call ADCINC12_iGetData
```

C Prototype:

```
INT ADCINC12_iGetData(void)
```

ADCINC12_ClearFlag

เคลียร์แฟล็กสถานะการแปลงข้อมูล (data-available flag)

ตัวอย่าง

Assembly:

```
call ADCINC12_ClearFlag
```

C Prototype:

```
INT ADCINC12_ClearFlag(void)
```

ADCINC12_SetPower

เซตระดับพลังงาน SC Block (switched capacitor PSoC block) ของโมดูล

ตัวอย่าง

Assembly:

```
mov A,bPowerSetting
```

```
call ADCINC12_ClearFlag
```

C Prototype:

```
void ADCINC12_Setpower (BYTE bPowerSetting)
```

ADCINC12_Stop

เซตระดับพลังงาน SC Block เป็น OFF ซึ่งฟังก์ชันนี้จะเหมาะสำหรับการหยุดการทำงานของโมดูล เมื่อไม่ใช้งานแล้ว หรือต้องการที่จะประหยัดพลังงาน

ตัวอย่าง

Assembly:

```
call ADCINC12_Stop
```

C Prototype:


```
void ADCINC12_Stop (void)
```

ADCINC12_GetSamples

รันการทำงานของโมดูล ADC ด้วยอัตราการแซมเปิลที่ระบุ
ตัวอย่าง

Assembly:

```
mov A,bNumSamples
call ADCINC12_GetSamples
```

C Prototype:

```
void ADCINC12_GetSamples (BYTE bNumSetting)
```

วิธีการคำนวณค่าต่างๆ เกี่ยวกับการสุ่ม (Sample)

$$DataClock = \frac{64 \times 256}{SampleWindow}$$

$$sampleRate = \frac{DataClock}{65 \times 256}$$

ตัวอย่างการคำนวณ

กำหนดให้ SampleWindow = 100mS จงคำนวณหา Sample Rate

$$DataClock = \frac{64 \times 256}{100mS} = 163.84 \text{ kHz}$$

$$SampleRate = \frac{163.84 \text{ kHz}}{65 \times 256} = 9.85 \text{ sps}$$

ADCINC12_Stop

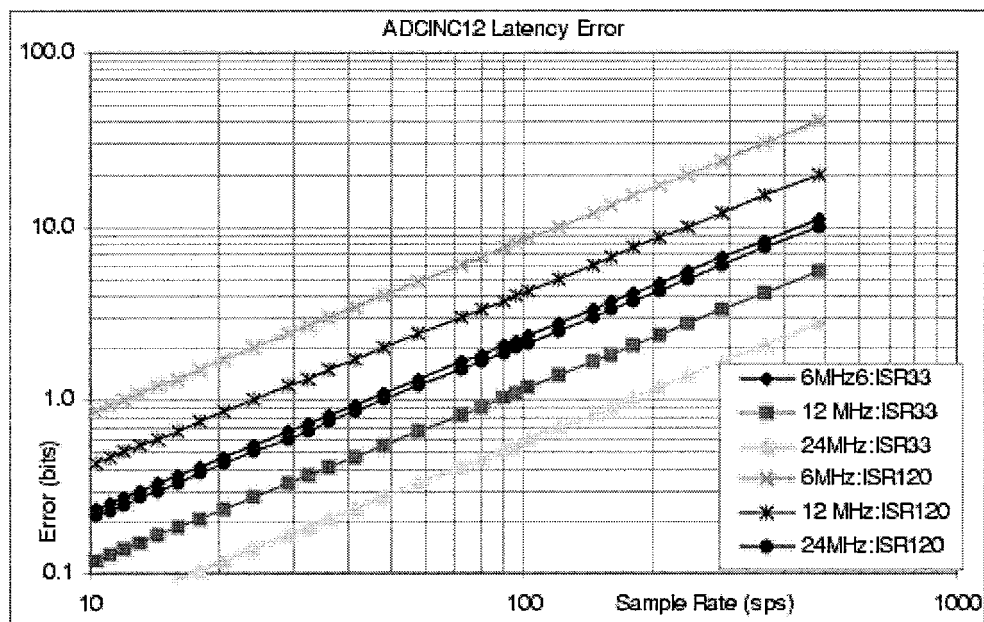
หยุดการทำงานของโมดูล ADC ในทันที

Assembly:

```
call ADCINC12_StopAD
```

C Prototype:

```
void ADCINC12_StopAD (void)
```

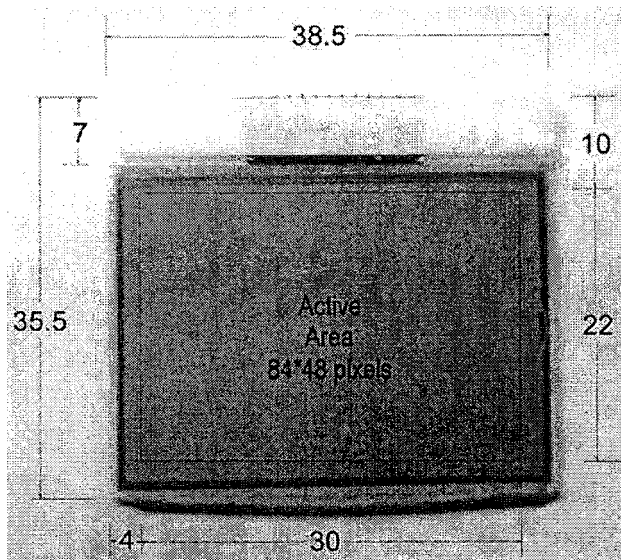


รูปที่ 2.7 กราฟแสดงการเกิดความผิดพลาดจากการสุ่มแต่ละความถี่

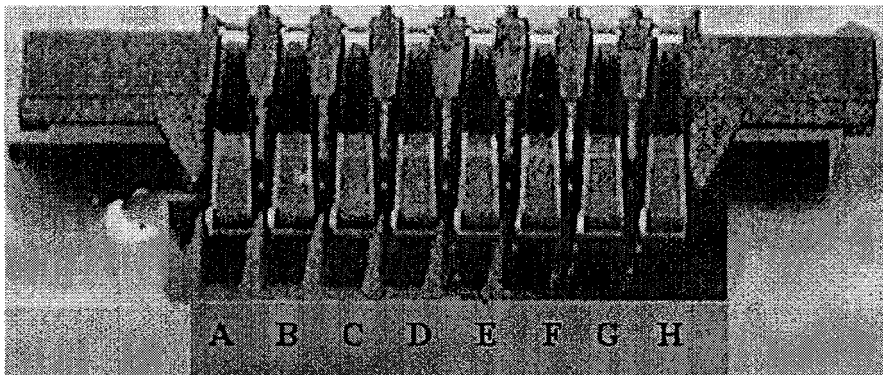
2.11 หน้าจอแสดงผล LCD Nokia 5110

2.11.1 ลักษณะทางกายภาพของหน้าจอ LCD

โครงการนี้ใช้หน้าจอแสดงผลแบบกราฟิกที่มีขนาดเล็กซึ่งเป็นหน้าจอ LCD ของ Nokia 5110 ซึ่งใช้ชิปไอซีในการเชื่อมต่อเบอร์ PCD8544 ซึ่งชิปไอซีนี้จะประกอติดตามกับหน้าจอ โดยตรง PCD 8544 ออกแบบมาเพื่อควบคุมการแสดงผลข้อมูลบนจอ LCD Display ขนาด 48 row x 84 column โดยจัดเตรียมฟังก์ชันที่จำเป็นในการทำงานไว้ในชิปเดียวต้องการอุปกรณ์ในการ ต่อเพิ่มน้อย ประหยัดพลังงาน มีขาใช้งานทั้งหมด 8 ขา ซึ่งมีลักษณะเป็นแบบ Surface Mount



รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะหน้าจอสื่อผล LCD ของ Nokia 5110



รูปที่ 2.38 แสดงตำแหน่งขา LCD ของ Nokia 5110

ตำแหน่งขา	สัญลักษณ์	รายละเอียด
A	VDD	ขารับแรงดัน 2.7 – 3.3 V
B	GND	กราวด์
C	SCE'	ขาเชื่อมต่อการทำงานของ LCD
D	RES'	ขารีเซ็ต
E	D/C'	ขาควบคุมการเขียนคำสั่งหรือข้อมูล
F	SDIN	ขารับข้อมูลอนุกรม
G	SCLK	ขารับสัญญาณนาฬิกา
H	LED	ขาสัญญาณควบคุมการทำงานของหลอดไฟ LED

ตารางที่ 2.17 แสดงหน้าที่ขาต่าง ๆ ของ LCD

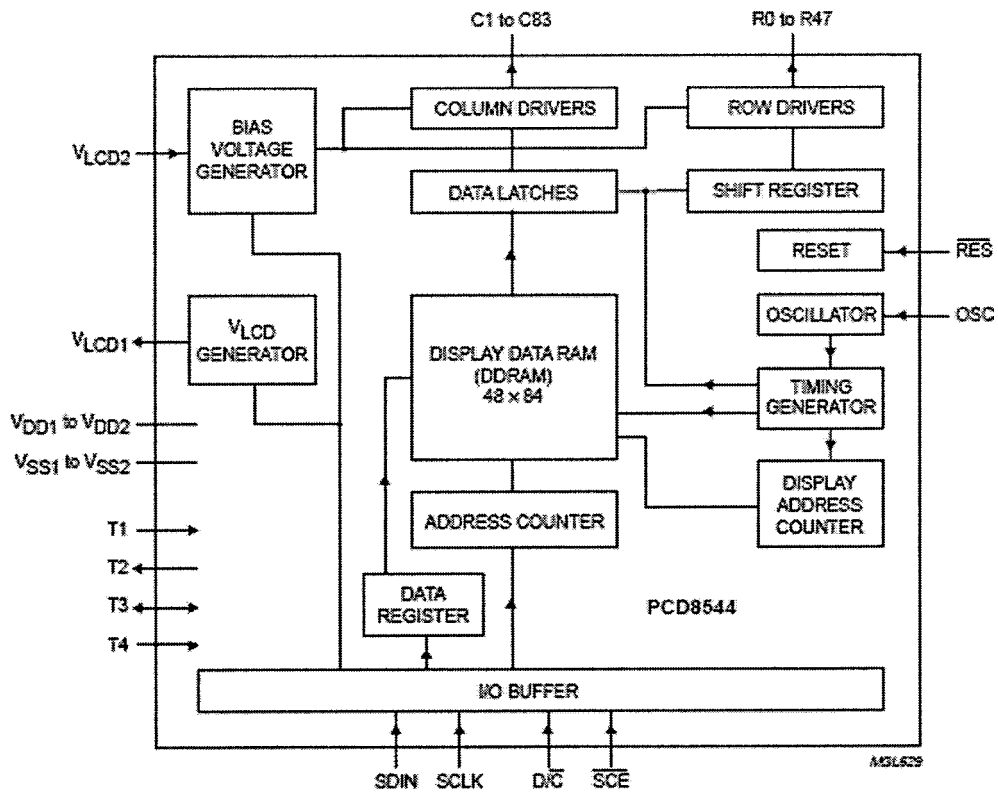
2.11.2 คุณสมบัติของหน้าจอสื่อผล PCD 5844

- ใช้ชิปเดี่ยวเป็นตัว controller/driver
- มีขนาดความละเอียดของหน้าจอ 48 แถว 84 หลัก
- หน่วยความจำในการแสดงผล 48x84 บิต
- ใช้ชิปในการควบคุมการทำงาน
จ่ายแรงดันให้หน้าจอจากภายนอก
จ่ายแรงดันไบอัสให้หน้าจอแบบปานกลาง
ไม่จำเป็นต้องต่อสัญญาณคล็อกภายนอก เนื่องจากมีสัญญาณคล็อกบนชิปอยู่แล้ว
- รีเซตผ่านขา RES
- เชื่อมต่อแบบ Serial ส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงสุด 4.0 Mbits/s
- วงจรภาครับแบบ CMOS
- Mux rate : 48
- แรงดัน VDD to VSS ประมาณ 2.7 ถึง 3.3 โวลต์
- แรงดันไฟเลี้ยงหน้าจอ จาก VLCD to VSS 2 แบบ
- กินไฟน้อย เหมาะกับการใช้งานที่แรงดันไฟต่ำ
- ค่าอุณหภูมิขีดเซของ VLCD
- ช่วงการทำงานในย่านอุณหภูมิ -25 ถึง 70°C

2.11.3 โครงสร้างของ PCD 8544

หน้าจอแสดงผลแบบกราฟิกที่ใช้ชิป PCD 8544 นั้น เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กำลังขนาดต่ำและใช้ CMOS เป็นตัวควบคุมและเป็นตัว Driver โดยจะมีการแสดงผลออกหน้าจอที่มีขนาด 48 แถว 84 หลัก ในการใช้งานนั้นจะทำการส่งฟังก์ชันการใช้งานผ่านไปยังชิปซึ่งเป็นชิปเดี่ยว หลังจากนั้นชิปจะประมวลผลออกทางหน้าจอ LCD

ส่วนการใช้งานเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์นั้น จะทำการเชื่อมต่อแบบ Serial Bus ดังรูปแสดงบล็อกการทำงานภายในของ LCD



รูปที่ 2.39 แสดงบล็อกภายในชิปของ PCD 8544

SYMBOL	DESCRIPTION
R0 to R47	สัญญาณเอาต์พุตทางด้านแถวของ LCD
C0 to C83	สัญญาณเอาต์พุตทางด้านหลักของ LCD
V_{SS1} , V_{SS2}	Ground
V_{DD1} , V_{DD2}	ต่อไฟเลี้ยงของชิป
V_{LCD1} , V_{LCD2}	ต่อไฟเลี้ยงของ LCD
T1	Test 1 input (จะต่อขา V_{SS})
T2	Test 2 output (noconnect)
T3	Test 3 input/output (จะต่อขา V_{SS})
T4	Test 4 input (จะต่อขา V_{SS})
SDIN	Serial data input (ขาสัญญาณข้อมูล อินพุต)
SYMBOL	DESCRIPTION
SCLK	Serial clock input (ขาสัญญาณนาฬิกา 0.0 : to 4.0 Mbits/s)
D/C	Data / command (ขาเลือกส่ง Data/command)
SCE	Chip enable (เลือกให้ชิปทำงาน)
OSE	Oscillator
RES	External reset input
Dummy 1,2,3,4	Not connected

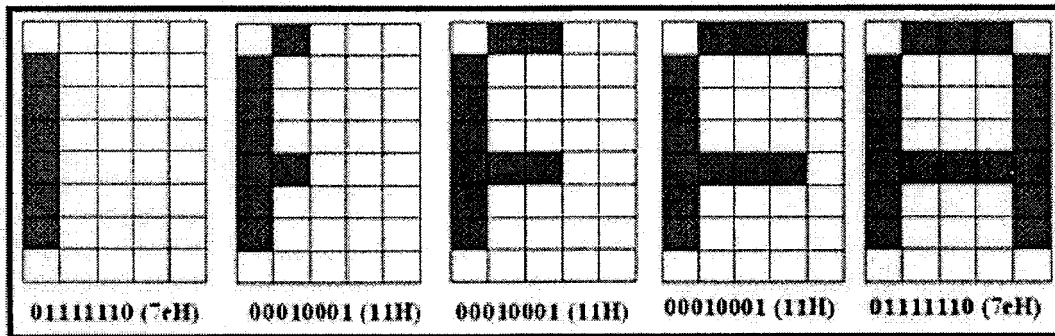
ตารางที่ 2.18 การทำงานของขาต่าง ๆ ภายในชิป PCD 8544

2.11.4 ฟังก์ชันในการทำงาน

1. ตัวกำหนดสัญญาณความถี่ (Oscillator) ไม่จำเป็นต้องต่อสัญญาณ Clock ภายนอก เนื่องจากมีสัญญาณ Clock บนชิปอยู่แล้ว แต่ถ้าหากต้องการต่อ Clock จากภายนอกก็สามารถต่อกับขานี้ได้เช่นกัน

2. ตัวนับตำแหน่ง (Address Counter : AC) ตัวนับตำแหน่งเป็นตัวกำหนดค่าที่จะใช้เขียนข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูล โดยจะประกอบไปด้วยตำแหน่งในแกน X (X - address) X6 ถึง X0 และตำแหน่งในแกน Y (Y - address) Y2 ถึง Y0 ซึ่งสามารถแยกเซตเป็นอิสระต่อกันได้ หลังจากทำการเขียนข้อมูลเสร็จแล้ว ตัวนับตำแหน่งจะเพิ่มค่าขึ้น 1 อัตโนมัติตามค่า V flag

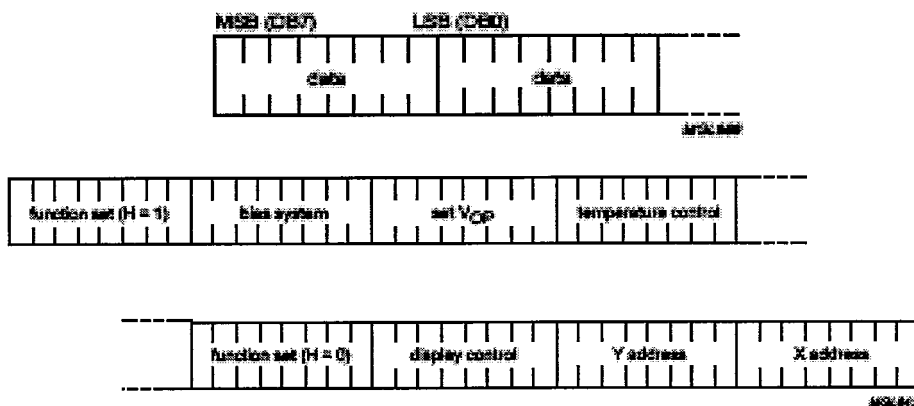
3. หน่วยความจำข้อมูล (Display Data RAM : DDRAM) DDRAM เป็นแบบ static Ram ขนาด 48x84 bits ใช้สำหรับเก็บค่าข้อมูลที่จะทำการแสดง โดยแรมจะถูกแบ่งเป็น bank ขนาด 84 bit (6x8x84 bits) จำนวน 6 bank ในขณะที่แรมรับข้อมูลเข้ามา ข้อมูลจะถูกส่งเข้ามา ทาง serial interface โดยค่าตำแหน่งในแกน X จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับตำแหน่งของ output column



รูปที่ 2.42 แสดงลำดับขั้นการส่งข้อมูลไปแสดงผลอักขระ

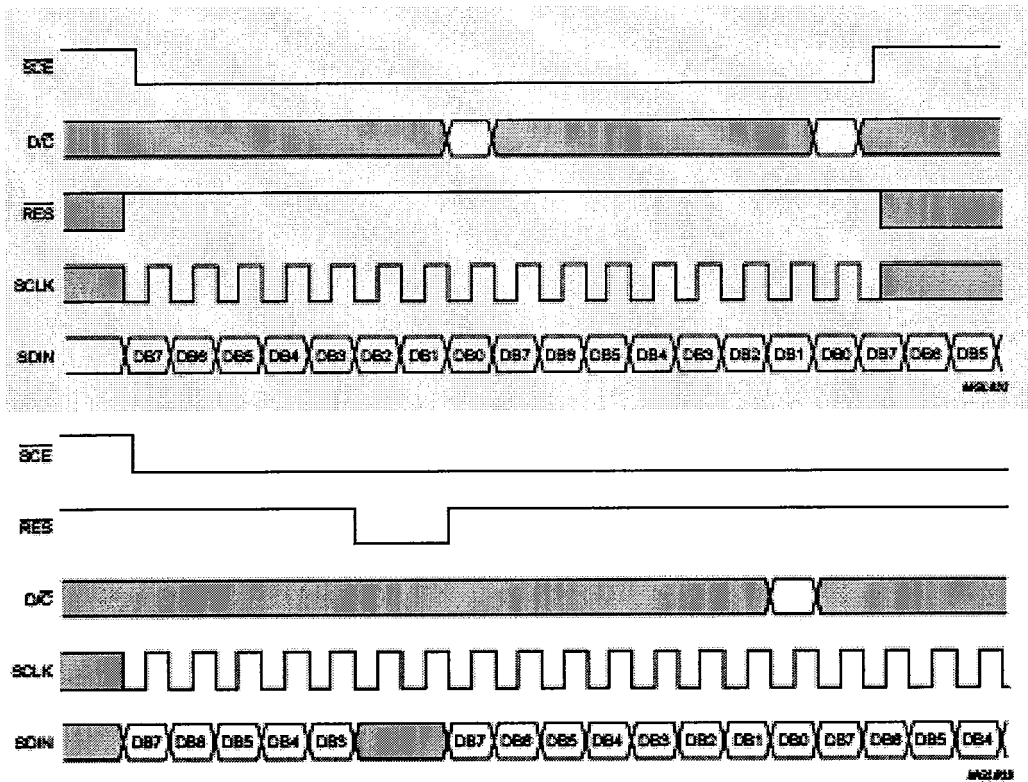
2.11.5 หลักการทำงานของหน้าจอ LCD

โครงสร้างรูปแบบการทำงานจะถูกแบ่งออกเป็นสองโหมด คือ ถ้ามีการส่งค่า LOW มา จะถือว่าเป็นการทำงานในโหมด Command แต่ถ้ามีการส่ง HIGH มา ก็จะเป็นการทำงานในโหมด ส่งข้อมูล DATA จาก RAM โดยจะมีการนับตำแหน่งเพิ่มขึ้นอย่างอัตโนมัติ ในการส่งค่า D/C นั้นจะส่งระหว่างบิตสุดท้ายของข้อมูลในแต่ละไบต์ โดยในการส่ง ข้อมูลนั้น PCD 8544 จะทำการส่งค่าด้าน MSB ก่อนแล้วค่อยส่งค่าด้าน LSB และในการส่ง



รูปที่ 2.43 แสดงหลักการส่งข้อมูลของ PCD 8544

เมื่อจะทำการส่งข้อมูลจะต้องทำการส่งค่า LOW ให้กับขา SCE และป้อนสัญญาณ SCLK และป้อนสัญญาณขา D/C ว่าจะส่งข้อมูลหรือส่งค่าคำสั่งในการทำงาน (0 = Command, 1 = DATA) หลังจากนั้นก็ทำการส่งข้อมูล โดยสามารถส่งข้อมูลผ่านขา SDIN ในการทำงานนั้น จะทำงานที่ขอบขาลงยกเว้นการส่งข้อมูลที่จะทำงานที่ขอบขาขึ้นของ SCLK และเมื่อมีการรีเซต ข้อมูลจะเป็นผลให้ข้อมูลในช่วงนั้นไม่ถูกส่งไป ดังรูป



รูปที่ 2.44 แสดงการส่งข้อมูลพร้อมสัญญาณ Clock

2.11.6 รูปแบบคำสั่ง COMMAND ในการทำงานของ LCD

BIT	0	1
PD	Chip is active	Chip is in Power-Down mode
V	Horizontal addressing	Vertical addressing
H	Use basic instruction set	Use extended instruction set
D and E		
00	Display blank	
10	Normal mode	
01	All display segment on	
11	Inverse video mode	
TC ₁ and TC ₂		
00	V _{Icd} temperature coefficient0	
01	V _{Icd} temperature coefficient1	
10	V _{Icd} temperature coefficient2	
11	V _{Icd} temperature coefficient3	

ตารางที่ 2.8 แสดงความหมายและค่าของตัวแปรในคำสั่ง COMMAND ของ PCD 8544

INSTRUCTION	D/c	COMMAND BYTE								DESCRIPTION	
		DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0		
(H=0 or 1)											
NOP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	No Operation
Function set	0	0	0	1	0	0	PD	V	H		Power down control ; extended instruction set control (H)
Write data	1	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		Write data to display RAM
(H=0)											
Reserved	0	0	0	0	0	0	1	X	X		Do not use
Display control											Set display configuration
Reserved	0	0	0	0	1	X	X	X	X		Do not use
Set Y address of RAM											Set Y address of RAM $0 \leq Y \leq 5$
Set X address of RAM	0	2	X6	X5	X4	X3	X2	X1	X0		Set X address part of RAM $0 \leq X \leq 83$
(H=1)											
Reserved	0	0	0	0	0	0	0	0	1		Do not use
	0	0	0	0	0	0	0	1	X		Do not use
Temperature Control	0	0	0	0	0	0	1	TC ₁	TC ₀		Set temperature coefficient (TC ₂)
Reserved	0	0	0	0	0	1	X	X	X		Do not use
Bias system	0	0	0	0	1	0	BS ₂	BS ₁	BS ₀		Set bias system (BS ₂)
Reserved	0	0	1	X	X	X	X	X	X		Do not use
Set Vop	0	1	Vop6	Vop5	Vop4	Vop3	Vop2	Vop1	Vop0		Write Vop to register

ตารางที่ 2.9 แสดงรูปแบบคำสั่งต่างๆ ใน PCD 8544

บทที่ 3

การออกแบบและการทำงานของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

3.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ ECG (Electrocardiogram) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยหลายๆ ส่วนด้วยกัน ทั้งนี้ เพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพในการทำงานมากขึ้น ซึ่ง วงจรทั้งหมดประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Adjust) วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ความถี่ผ่านเฉพาะช่วง (Band Reject Filter) ซึ่งในแต่ละวงจร มีการทำงาน และการคำนวณ ดังนี้

3.2 ภาควงจรขยาย (amplifier)

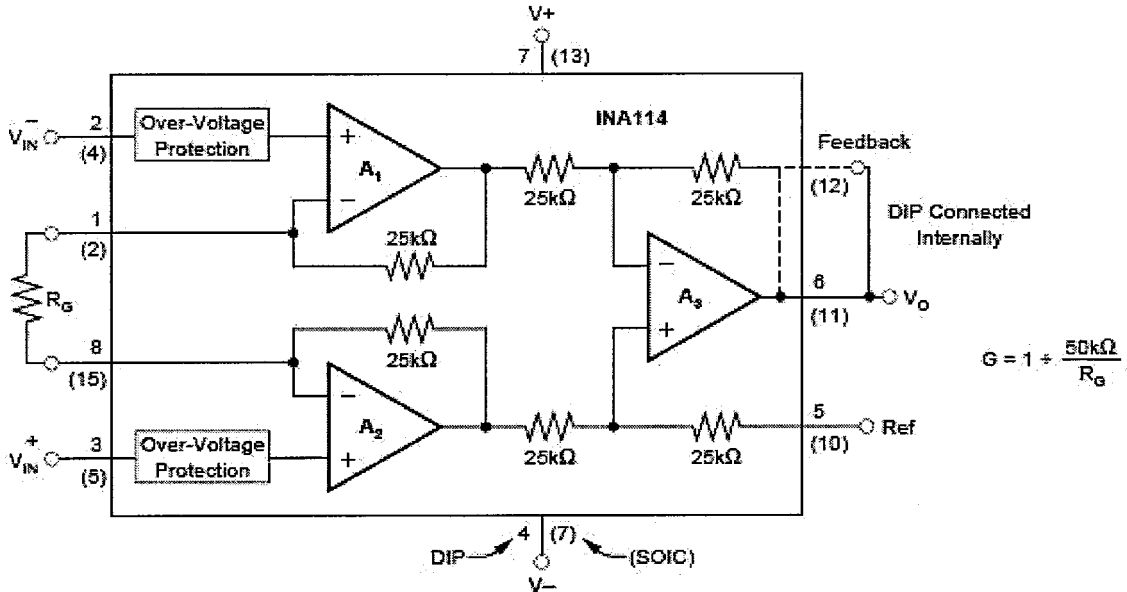
ในการวัดสัญญาณ ECG จะวัดโดยใช้วงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์ (Instrumentation Amplifier) ซึ่งเป็นวงจรแรกที่ใช้ขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ที่มีขนาดของสัญญาณน้อยมาก ประมาณ 1mV โดยการรับสัญญาณจากอิเล็กโทรด ที่ติดบนผิวหนัง ซึ่งมีความต้านทานสูง วงจร Instrumentation Amp. นี้ ที่จริงแล้วเป็นวงจรขยายความแตกต่างที่ปรับคุณสมบัติบางประการ ซึ่งวงจร Instrumentation Amp. มีคุณสมบัติ ดังนี้

คุณสมบัติของวงจร Instrumentation Amp.

1) มีอินพุตพีเพนซ์สูงมาก เนื่องจากว่าการต่ออิเล็กโทรดเข้ากับผิวหนัง จะทำให้ความต้านทานที่ผิวหนังมารบกวนอินพุตพีเพนซ์ ของวงจรขยาย ซึ่งจะทำให้เกิดการเสียดุลย์และบั่นทอนสัญญาณ การเสียดุลย์ของวงจรคือ จะเกิดสัญญาณรบกวนต่อ วงจรในลักษณะคอมมอนโหมด (Common Mode Signal) ไม่สามารถกำจัดออกไปได้ และยังทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซต (Offset Voltage) ซึ่งจะถูกลบให้มีความมากขึ้น ถ้ามีค่าออฟเซตมาก จะทำให้วงจรขยายเกิดการอิ่มตัว เนื่องจากมีศักดาเอาท์พุทเกือบเท่ากับศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟด้านใดด้านหนึ่ง และวงจรจะไม่สามารถทำงานได้

2) มีค่า CMRR สูง (Common Mode Reject Ratio) ค่า CMRR เป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งของวงจรขยายความแตกต่าง ที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งก็คือ มีอัตราขยายของสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (Differential Mode Signal) สูง และมีอัตราขยายของสัญญาณคอมมอนโหมดต่ำ

วงจรขยายในภาคแรกไม่ควรให้มีอัตราขยายมากเกินไป เพราะว่า ถ้าหากเกิดมีศักดาไฟฟ้าออฟเซทที่อินพุท ไม่ว่าจะสาเหตุใดก็ตามจะทำให้เกิดสัญญาณที่เอาท์พุทมีศักดาลอยออกจากศูนย์มาก ซึ่งถ้าหากมากจนใกล้เคียงกับศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ จะทำให้เกิดการอิ่มตัวของสัญญาณ จนวงจรไม่สามารถทำงานได้



รูปที่ 3.1 วงจร Instrumentation Amp. ของ IC INA114

การคำนวณอัตราขยาย

จากวงจรในรูป 3 - 1 ออปแอมป์ A1 , A2 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier) ซึ่งจะมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก

$$V_3 = (1 + 25K/R_G)V_1 - (25K/R_G)V_2 + V_{ic} \quad (3.1)$$

$$V_4 = (1 + 25K/R_5)V_1 - (25K/R_G)V_2 + V_{ic} \quad (3.2)$$

ซึ่ง V_{ic} เป็นค่าแรงดันที่เข้ามาในลักษณะ Common Mode มีค่า

$$V_{ic} = (V_1 + V_2) / 2 \quad (3.3)$$

$$V_o = (V_4 - V_3)$$

$$V_o = 25K(25K + R_G + 25K)(V_2 - V_1) / (R_G 25K) \quad (3.4)$$

เมื่อ $A = V_o / V_{in}$

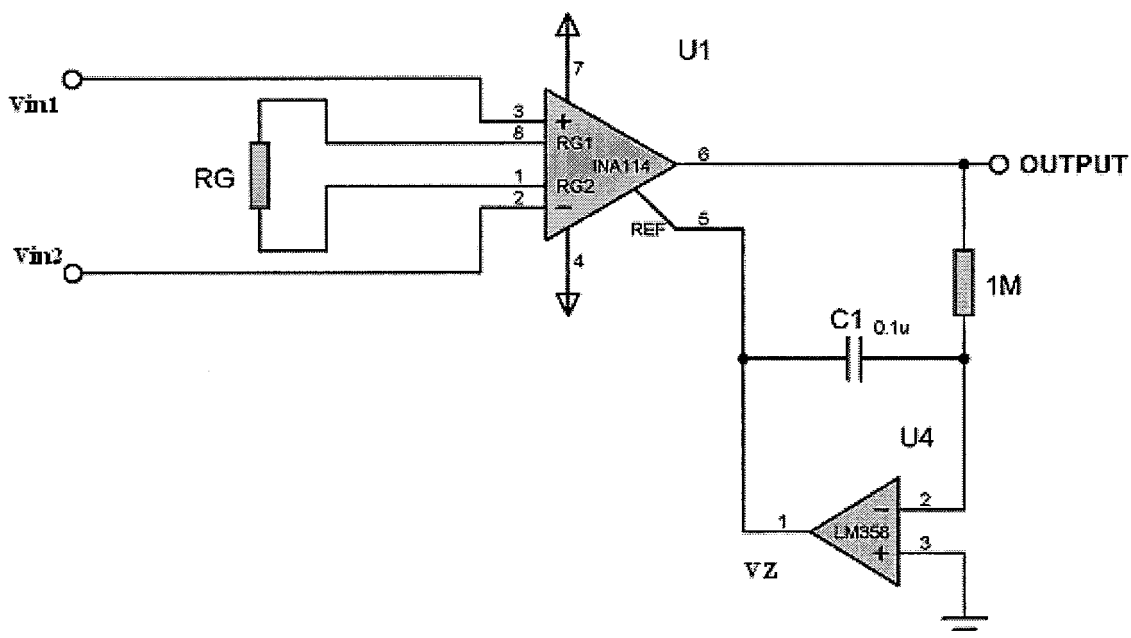
$$\text{จะได้ } A = 1 + (50K/R_G) \quad (3.5)$$

ดังนั้น วงจรขยายในภาคนี้ มีอัตราขยาย $A = 1 + (50K/R_G)$ เท่า

3.3 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)

เมื่อสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจผ่านวงจรขยายความแตกต่าง มักจะมีศักดาไฟฟ้าออฟเซตถูกขยายมาด้วย ซึ่งศักดานี้ เป็นศักดาไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถแยกออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้โดยการ ให้สัญญาณผ่านตัวเก็บประจุ โดยการต่ออนุกรมกัน เนื่องจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีความถี่ต่ำ อยู่ในช่วง 0.5 – 200 Hz ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ใช้จึงต้องมีค่ามาก ทั้งนี้ เพื่อให้สัญญาณในช่วงความถี่ต่ำผ่านไปได้ และอีกปัญหาที่ตามมาคือ การเกิดสัญญาณรบกวนที่อิเล็คโทรด ถ้าหากว่า คนไข้ได้มีการขยับตัว จะทำให้ความต้านทานที่ผิวหนังของคนไข้เปลี่ยนแปลง จะเกิดเป็นศักดาไฟฟ้าออฟเซต ที่ทางออกของวงจรขยายความแตกต่าง สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ผ่านตัวเก็บประจุจะลอยออกห่างจากระดับศูนย์ และจะกลับเข้าสู่ระดับศูนย์ช้ามาก ยิ่งค่าความจุของตัวเก็บประจุมีค่ามากเพียงใดก็จะทำให้เวลาในการกลับเข้าสู่ระดับศูนย์ช้ามากขึ้น เป็นผลเนื่องมาจากกระบวนการ ชาร์จ และ ดิสชาร์จ ของตัวเก็บประจุ

หลักการของวงจรปรับศูนย์ คือ จะช่วยลดค่าเวลาคงที่ (Time Constant) ให้เหลือน้อยมาก เมื่อเกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซตขึ้น ถึงระดับที่กำหนดไว้ ในขณะที่ยังไม่เกิดศักดาไฟฟ้าออฟเซต ค่าเวลาคงที่ (Time Constant) จะมีค่าเท่ากับผลคูณของ R กับ C



รูปที่ 3.2 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero Circuit)

จากรูป เป็นวงจร feedback ที่ผลิตความถี่ ดังนั้นจึงมีผลกับ transfer function ด้วยเหตุนี้ วงจรจึงมี high pass filter (-3)dB cutoff ที่ $f=1/2 \pi RC$ ส่วนประสิทธิภาพของวงจรจะได้ข้อสรุป output function คือ

$V_z = \text{integrator}$

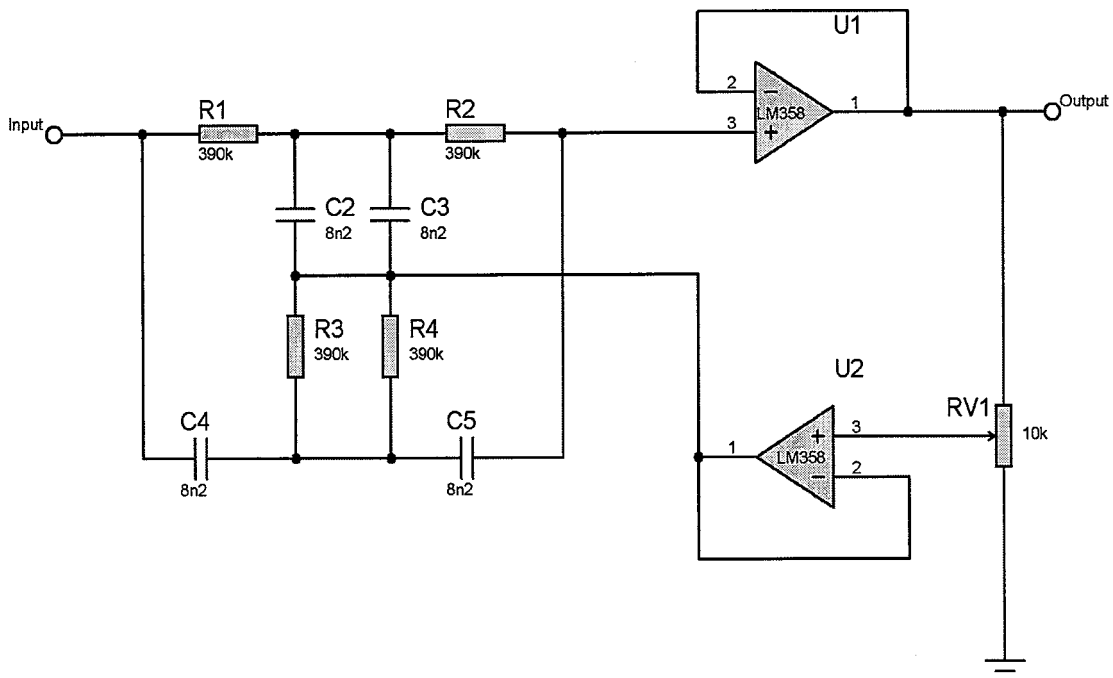
$$V_o = G(V_{in1} - V_{in2}) + V_z$$

ดังนั้นจะได้ผลต่าง input dc ของวงจร คือ

$$\begin{aligned} V_{in}(\max) &= (V_{in1} - V_{in2})(\max) \\ &= \pm V_z(\max) / (1 + 50K/RG) \\ &= \pm V_z(\max) / G \end{aligned}$$

3.4 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter)

ถึงแม้ว่าวงจรขยายความต่างจะมีคุณสมบัติในการกำจัดสัญญาณรบกวนก็ตาม แต่ก็ยังไม่เพียงพอในการทำงานจริง ทั้งนี้เนื่องจากว่า หากสัญญาณรบกวนมีค่าความถี่เท่ากับความถี่ไฟฟ้าในระบบบ้าน นั่นคือ มีค่าความถี่ 50 Hz วงจรนี้ก็จะไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนในช่วงนี้ได้ เนื่องจากว่า วงจรจะทำงานในช่วงความถี่ 0.5 – 200 Hz ดังนั้น จึงต้องมีวงจรที่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนไม่ให้ความถี่ 50 Hz ผ่านไปได้ แต่ สัญญาณในช่วงทำงานอื่น ผ่านไปได้ นั่นคือ ต้องใช้ วงจรกรองความถี่แบบ วงจรกรองความถี่ต่ำ แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Low Pass Notch Filter) ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ความถี่ 0.5 – 200 Hz ผ่านไป ยกเว้นความถี่ 50 Hz



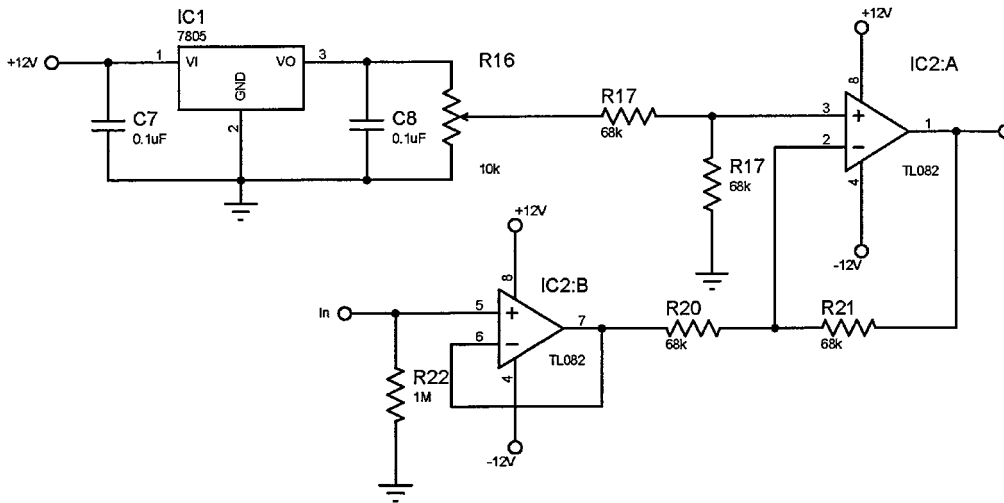
รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter)

3.5 รายละเอียดของวงจรมอดูเลตสัญญาณ

ดังที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นถึงลักษณะของเครื่องมอดูเลตสัญญาณ FM โครงการนี้เน้นเรื่องการศึกษาถึงการนำเอาซาวนด์การ์ด (sound card) ในคอมพิวเตอร์มาบันทึกคลื่นสัญญาณความถี่ต่ำโดยทดลองที่อินพุตเป็นสัญญาณไฟฟ้าคลื่นไซน์ชอยด์ขนาด 1 โวลต์ความถี่ต่างๆกันในการนำมาบันทึก ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและรายละเอียดแต่ละส่วนของวงจรเครื่องมอดูเลตสัญญาณ FM ที่ได้ทำการทดลองขึ้นมา

3.5.1 วงจรปรับแรงดันออฟเซต

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่ในการเพิ่มค่าแรงดันออฟเซตของสัญญาณอินพุต คือจะทำให้แรงดันอินพุตที่ใช้ทดลองเป็นสัญญาณไซน์ชอยด์ขนาด 1 โวลต์ ยกกระดับสัญญาณไฟ DC ขึ้นไป โดยใช้หลักของการป้อนกลับแบบลบทำให้แรงดันอินพุตที่ต่ำกว่า 1.5 โวลต์มีค่าเพิ่มขึ้นและอินพุตที่สูงกว่า 1.5 โวลต์มีค่าต่ำลง โดยสามารถปรับระดับการออฟเซตสัญญาณอินพุตได้ที่ R_{16} ซึ่งเป็นตัวกำหนดแรงดันระดับสัญญาณให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงและเพื่อให้แรงดันขณะไม่ป้อนอินพุต ณ จุดก่อนเข้าไอซีมอดูเลตสัญญาณมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขา 7 ของตัว IC จึงปรับให้มีแรงดันที่ขาเข้า IC2A ให้มีค่า 1.5 โวลต์ ส่งผลให้ DC อินพุตยกกระดับสัญญาณขึ้น 3 โวลต์เท่ากับขา 7 สัญญาณเป็นบวกทั้งหมดและเกิดการกลับเฟสของสัญญาณด้วย ซึ่งสามารถยกกระดับสัญญาณได้มากที่สุดถึง 5 โวลต์. แต่สำหรับ IC 2206 ที่ขา Timing Resistor 1 Output มีแรงดัน 3 โวลต์ เพื่อจ่ายความถี่ f_0 เมื่อไม่ป้อนอินพุตในที่นี้จึงปรับสัญญาณอินพุตให้มีแรงดันเฉลี่ย (DC) อยู่ที่ 3 โวลต์เพื่อให้จ่ายความถี่ตามค่าที่กำหนด โดยก่อนเข้าไอซีที่ปรับแรงดันมีไอซีที่ใช้เป็นบัฟเฟอร์ไว้เพื่อไม่ให้วงจรในส่วนนี้เป็นโหลดดึงกระแสจากสัญญาณอินพุตซึ่งอาจทำให้ระดับแรงดันสัญญาณตกและเพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนมากเนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรสูงเกินไปจึงใส่ R_{22} 1M ไร่่วงนากับบัฟเฟอร์เพื่อลดค่า R_{in} ให้มีค่าที่เหมาะสมและก็เพียงพอที่จะทำให้แรงดันสัญญาณอินพุตไม่ตกลงส่วนการกลับเฟสของสัญญาณจะได้กล่าวถึงในส่วนถัดไป

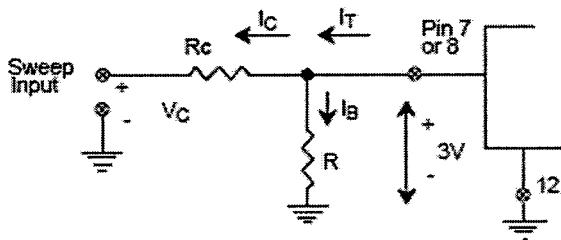


รูปที่ 3.4 วงจรปรับแรงดันออฟเซต

3.5.2 วงจรมอดูเลตความถี่ (IC XR 2206)

จากวงจรจะใช้ IC XR 2206 เป็นตัวมอดูเลตสัญญาณในหลักการของ VCO (voltage control oscillator) โดยที่ค่า R_{14} และ C_4 เป็นค่าในการกำหนดความถี่ของไอซีที่ใช้ในการมอดูเลตซึ่งมีค่าคือ $F_0 = 1/RC$ โดย $C = C_4$, $R = R_{14} + R_{13}$ ตามรูปวงจร ซึ่งการปรับค่า R_{14} นี้มีผลให้เอาต์พุตของ IC กำเนิดสัญญาณจ่ายค่าความถี่ที่แตกต่างกันเนื่องจากการจ่ายความถี่ของ IC function gen เบอร์นี้จะขึ้นกับค่าของกระแสที่ขา Timing Resistor 1 output หรือที่ขา 7 ของตัว IC จ่ายออกมา ซึ่งค่ากระแสของขา 7 นี้จ่ายมาจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าไปซึ่งที่อินพุตเป็นศูนย์หรือไม่มีอินพุตเมื่อยก DC ขึ้น 3 โวลต์จะเท่ากับแรงดันที่ขา 7 โดยแรงดันที่ขา 7 นี้จะมีค่าแรงดันไบแอสภายใน 3 โวลต์ เทียบขา 12 ในการจ่ายความถี่ f_0 ทำให้มีแรงดันตกคร่อม R_{16} และ R_{14} เท่ากับศูนย์ ไม่มีกระแสไหลผ่าน R ทั้งสองไอซีจะจ่ายกระแสคงที่คือ I_0 เท่ากับ $3 / (R_{14} + R_{13})$ ความถี่เอาต์พุตก็จะคงที่ตามค่ากระแสที่ขา 7 นี้ ดังนั้นการยกแรงดันอินพุตให้อยู่ที่ 3 โวลต์ด้วยเหตุเพื่อให้จ่ายความถี่ตามอินพุตได้ใกล้เคียงกับความถี่ปกติเมื่อไม่ป้อนสัญญาณเสมือนเป็นความถี่ค่ากลาง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับความถี่คือถ้าแรงดันจากอินพุตที่ยก DC ก่อนหน้านี้เมื่อเทียบกับขา 7 ของ IC แล้วมีค่าบวกความถี่เอาต์พุตที่จ่ายออกมาจะมีค่าน้อยกว่าความถี่ f_0 หากแรงดันเทียบแล้วมีค่าลบความถี่ที่ได้ก็จะมีค่ามากกว่า f_0 ซึ่งควรจะมีค่าที่แปรตามกันระหว่างแรงดันและความถี่ซึ่งกลับแปรตรงข้ามแต่เนื่องจากในวงจรยกแรงดันที่ทางเข้ามีการกลับเฟสสัญญาณการจ่ายความถี่จึงกลับมามีรูปแบบปกติคืออินพุตแรงดันบวกความถี่มากและอินพุตแรงดันลบความถี่น้อยเทียบกับ f_0 ซึ่งสัญญาณที่มอดูเลตออกมาได้เป็นเอาต์พุตสัญญาณซายน์เวฟเนื่องจากการใช้ตัวต้านทาน R_7 และ R_9 มาต่อคร่อมที่ขา 13 กับ 14 คือขา Wave Form Adjust Input 1 และขา Wave

Form Adjust Input 2 ตามลำดับและยังปรับค่าความต้านทาน R_7 ที่จุดนี้ได้เพื่อให้เอาต์พุตที่ได้มีความผิดเพี้ยนลดลง ถ้าหาก open circuit ที่สองขานี้จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาเป็นรูปแบบสัญญาณมอดูเลตเดิมที่เป็น Triangle Wave ซึ่งเอาต์พุตสองสัญญาณนี้จะจ่ายออกเฉพาะขาที่สองของ IC เบอร์นี้เท่านั้น ส่วนถ้าต้องการสัญญาณเอาต์พุตที่เป็น Square Wave จะจ่ายออกได้ทางขา 11 ของ IC ซึ่งความถี่ที่ทำได้อยู่ในช่วง 100 Hz และมากถึง 1 MHz ส่วนที่เหลือจะเป็นการต่อวงจรตาม Basic Test Circuit ของตัวไอซีซึ่งการปรับค่า R_5 ที่ต่อกับไฟ DC ที่เลี้ยงวงจรซึ่งตั้งแรงดันไปใช้ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 12 โวลต์ มีผลทำให้แรงดันออฟเซตของสัญญาณเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ส่วนการปรับขนาดแอมพลิจูดเอาต์พุตสามารถปรับได้ที่ R_3 ของวงจรซึ่งถ้า R_3 มีค่ามากขึ้นเอาต์พุต (โวลต์) ก็จะมีค่ามากขึ้นแบบ Linear เป็นเส้นตรงและสำหรับ R_3 ที่ 50 k Sine Wave Output จะได้โดยประมาณเท่ากับ 13V ต่อเข้ากับขา 1 ของตัว IC ซึ่งขานี้เป็นขาสำหรับการมอดูเลตในเชิงขนาด โดยใช้หลักการเดียวกับการมอดูเลตทางความถี่และความสมารถของสัญญาณเอาต์พุตจะปรับได้ที่ R_6 ที่ต่อคร่อมขา Wave Symetry Adjust 1 และ 2 ของวงจรให้ทั้งสองขามีอัตราส่วนที่เหมาะสม



รูปที่ 3.5 วงจรแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่

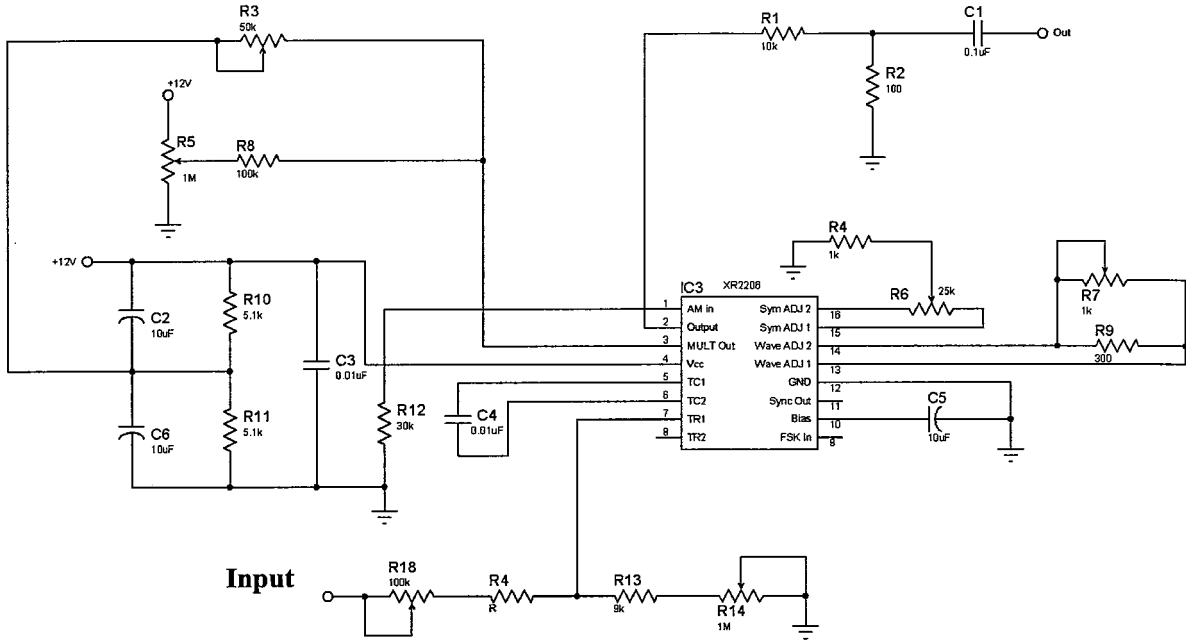
Frequency Sweep and Modulation

ความถี่ของการออสซิลเลชันเป็นสัดส่วนกับกระแส I_T ที่ Pin 7 or 8 ดังนี้

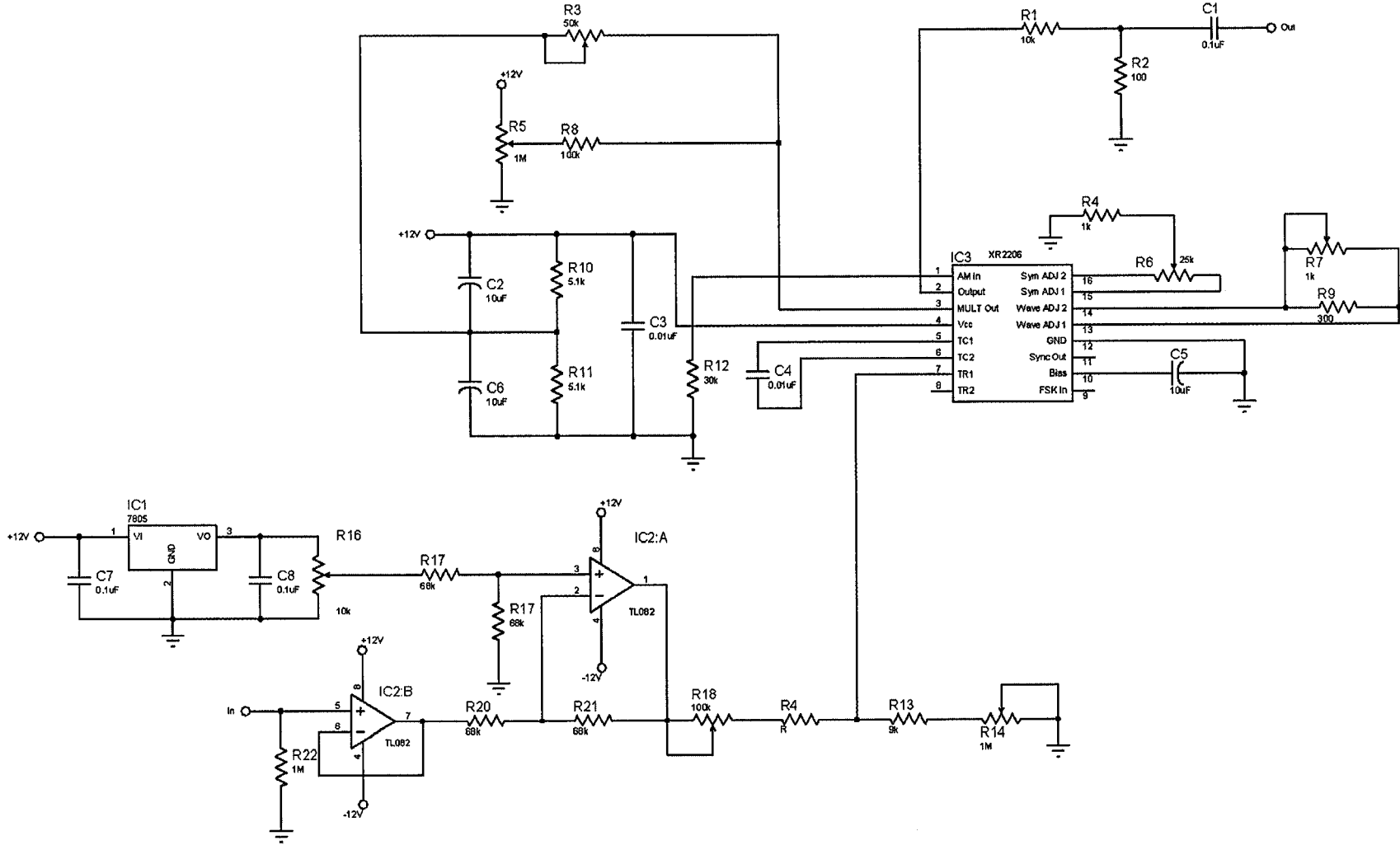
$$f = (320I_T[\text{mA}]) / (C[\text{uF}]) \text{ Hz}$$

Timing Terminals (Pin 7or 8) เป็นจุดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำและถูกให้แรงดันไบแอสจากภายใน 3 โวลต์เทียบกราวด์ Pin 12 ความถี่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงแบบ Linear กับค่ากระแส I_T ที่อยู่ในช่วงของค่าระหว่าง 1 (uA) ถึง 3 (mA) ความถี่จะถูกคอนโทรลโดยการควบคุมแรงดัน V_c ซึ่งความถี่ของการออสซิลเลชันมีความสัมพันธ์กับ V_c ดังนี้

$$f = (1/RC)(1 + [(R/R_c)(1 - (V_c/3))])$$



รูปที่ 3.6 วงจรมอดูเลตชั้นเชิงความถี่



รูปที่ 3.7 รูปวงจรรวมของการมอดูเลตทางความถี่ (IC XR 2206)

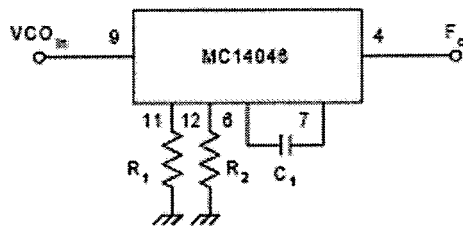
3.5.2 วงจรมอดูเลตความถี่ โดยใช้ VCO

วิธีโธของ MC14046 เป็นวงจรมัลติโวลต์เมเตอร์ กำหนดความถี่สูงสุด-ต่ำสุด ด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุภายนอก ซึ่งกำหนดจาก

$$f_{\min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\text{pF})} \quad (\text{VCO}_n = V_{SS})$$

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\text{pF})} \quad (\text{VCO}_n = V_{DD})$$

$$K_o = \frac{2\pi(f_{\max} - f_{\min})}{V_{DD} - 2V}$$



รูปที่ 7 วิธีโธของ MC14046

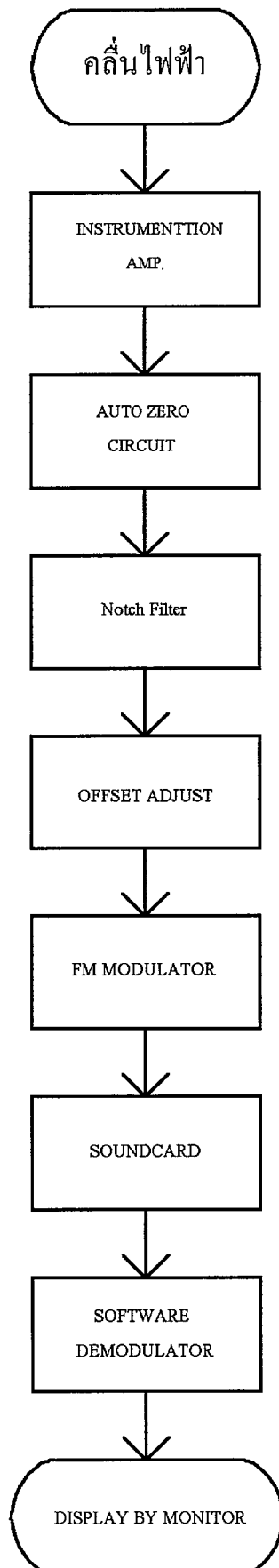
จากวงจรจะใช้ IC CD4046 เป็นตัวมอดูเลตสัญญาณในหลักการของ VCO (voltage control oscillator) โดยที่ค่า R_1 , R_2 และ C_1 เป็นค่าในการกำหนดความถี่ของไอซีที่ใช้ในการมอดูเลต ซึ่งมีค่าคือ

$$f_{\min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\text{pF})}$$

และ

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\text{pF})}$$

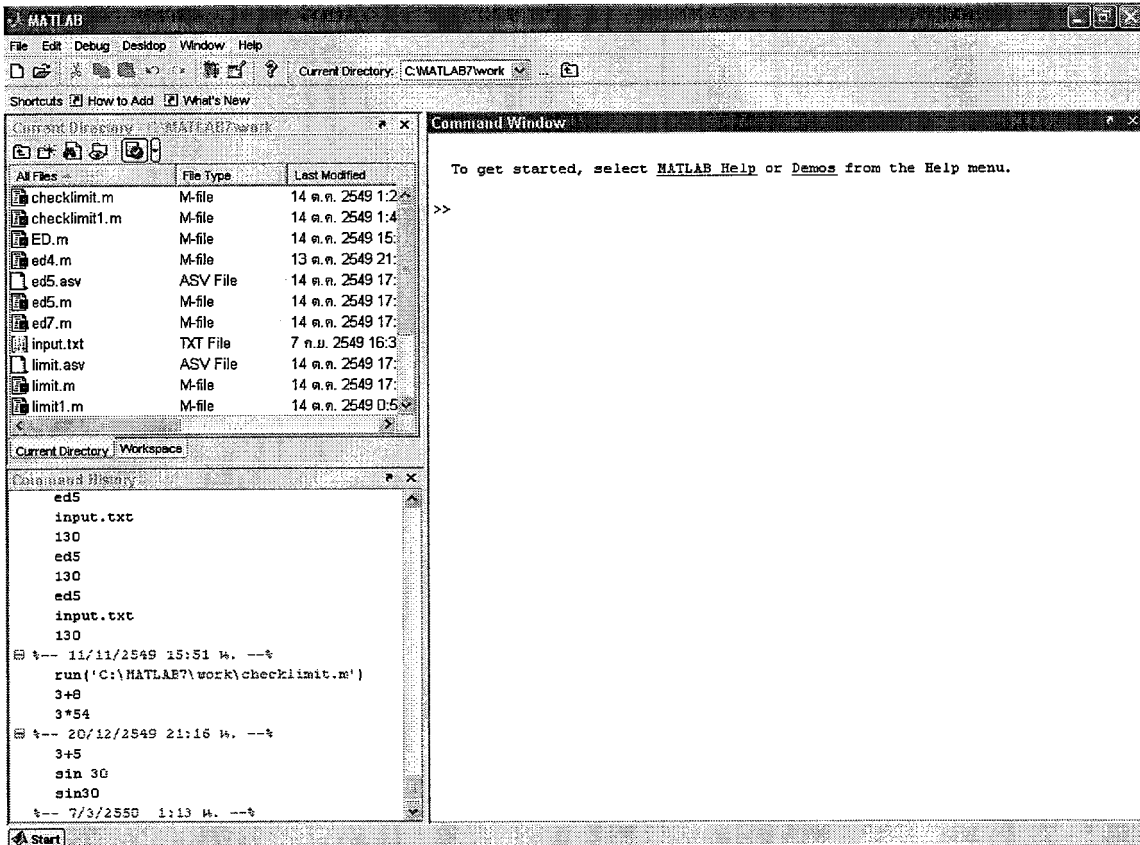
ตามรูปวงจร ซึ่งการปรับค่า R_1 , R_2 และ C_1 นี้มีผลให้อาชีพพุทของ IC กำเนิดสัญญาณจ่ายค่าความถี่ที่แตกต่างกันเนื่องจากการจ่ายความถี่ของ IC



รูปที่ 3.8 Block Diagram ของเครื่องบันทึกคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

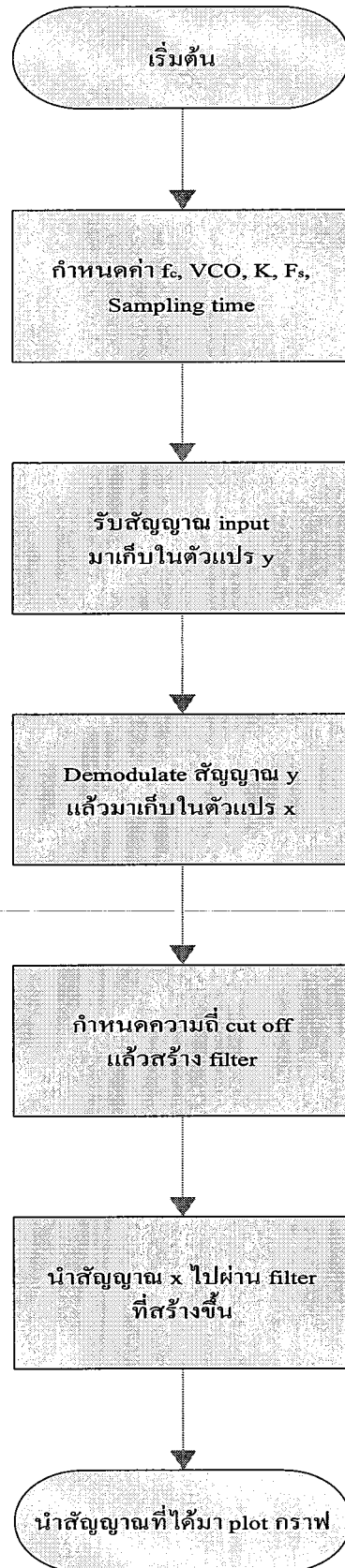
3.5.3 โปรแกรมตีมอดูเลชัน

การตีมอดูเลชันคืนสัญญาณกลับให้เป็นสัญญาณอินพุตเดิมจะใช้โปรแกรมในการตีมอดูเลชันด้วยโปรแกรม MATLAB มีลักษณะดังนี้



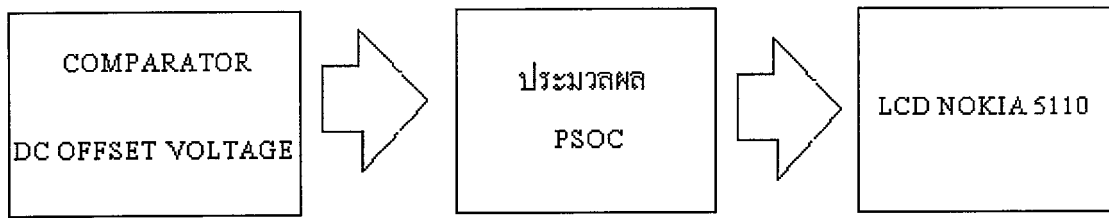
Code โปรแกรมในการ demodulate สัญญาณ

```
Fc = 2570;
vcok = 0.135;
Fs = 40000;
samptime =3;
time = 1/Fs:(1/Fs):samptime;
y = wavrecord(samptime*Fs,Fs,'double');
subplot(2,1,1),plot(time,y)
%%wavplay(y,Fs);
x = (demod(y,Fc,Fs,'fm',vcok));
cutoff = 100/(Fs/2);
[b,a] = butter(4,cutoff);
xfilt = filter(b,a,x);
subplot(2,1,2),plot(time,xfilt)
grid
xlabel('time[s]')
ylabel('Input [Volts]')
```



รูปที่ 3.9 โฟลว์ชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรม

3.6 ส่วนประกอบของการแสดงผล



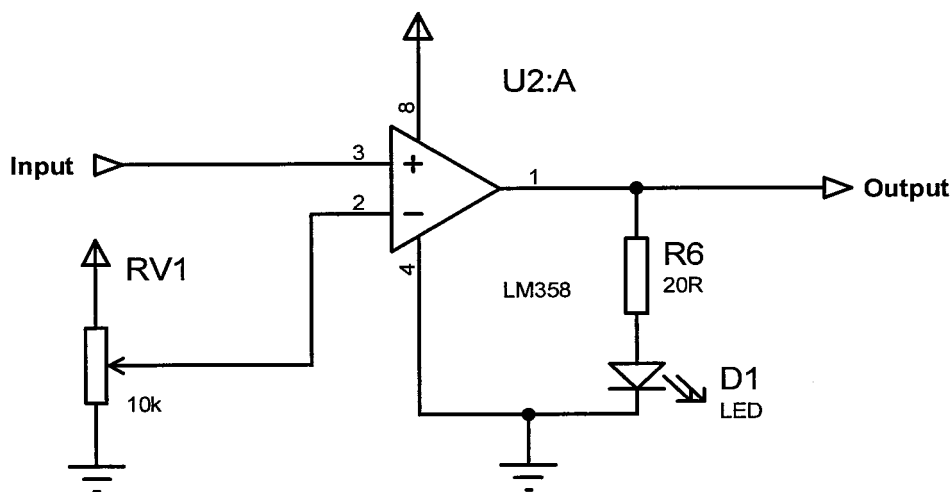
รูปที่ 3.10 แสดงส่วนประกอบของการแสดงผล

3.6.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน(Comparator)

หน้าที่ของวงจรเปรียบเทียบ คือ การนำแรงดัน 2 แรงดันมาเปรียบเทียบกัน อินพุตที่ป้อนให้วงจรกับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้แล้วทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงอยู่สองสถานะ คือ สถานะสูง(high)และสถานะต่ำ(low)เท่านั้น โดยจะมีตัวต้านทานปรับค่าได้เป็นตัวกำหนดแรงดันอ้างอิงของสัญญาณ ในที่นี้เราจะใช้อุปกรณ์ เบอร์ LM 358 เป็นตัวเปรียบเทียบ โดยมีการกำหนดไว้ดังนี้

$V(+) > V(-)$ ทำให้ $V_o = +V$, (high)

$V(-) > V(+)$ ทำให้ $V_o = \text{GND}$, (low)

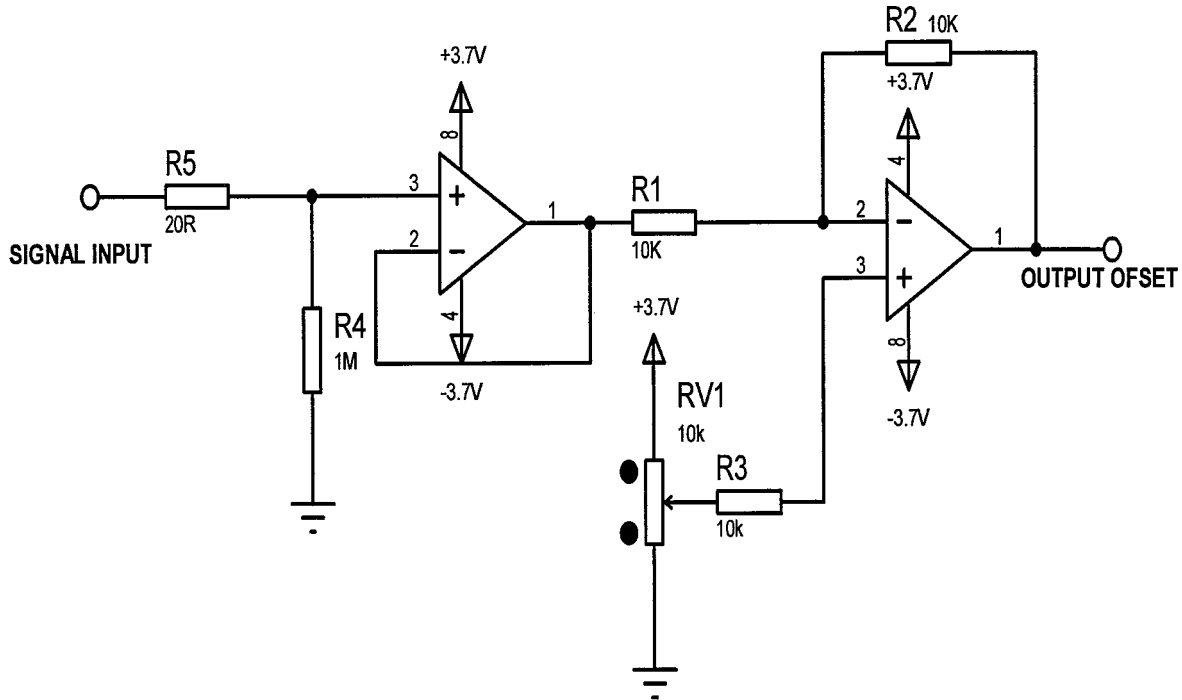


รูปที่ 3.11 วงจรเปรียบเทียบแรงดัน

3.6.2 วงจรปรับแรงดันออฟเซต

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่ในการเพิ่ม-ลด ค่าแรงดันออฟเซตของสัญญาณอินพุต คือจะทำให้แรงดันอินพุตที่ใช้ทดลองเป็นสัญญาณหัวใจขนาดอยู่ในช่วงบวกและช่วงลบ จึงจำเป็นต้อง

ยกระดับสัญญาณไฟ DC ขึ้นไป เนื่องจาก PSoC MCU จะทำการสุ่มสัญญาณอยู่ในแรงดันช่วง 0-5 โวลต์เท่ากับแหล่งจ่ายไฟของ PSoC MCU เอง เพื่อจะให้เห็นสัญญาณในช่วงบวกและช่วงลบจากการสุ่มสัญญาณของ PSoC MCU



รูปที่ 3.12 วงจร DC OFFSET VOLTAGE

3.6.3 การออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการแสดงผล

ในโครงการนี้ต้องการใช้อุปกรณ์ที่มีกำลังงานต่ำ และกะทัดรัด จึงต้องพิจารณาเลือกอุปกรณ์ที่ใช้กำลังงานต่ำ อุปกรณ์ที่นำมาใช้ในโครงการจึงเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันเพียง 5 โวลต์ การเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC เนื่องจากมีโมดูล ADCINC ช่วยแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และมีโมดูล SPIM ใช้ในการติดต่อส่งข้อมูลไปที่หน้าจอแสดงผล LCD Nokia 5110 ทำให้ง่ายต่อการเขียนโปรแกรม และในไมโครคอนโทรลเลอร์ PSoC มีสัญญาณนาฬิกาภายในจึงไม่ต้องต่อวงจรสัญญาณนาฬิกาภายนอก ทำให้วงจรมีขนาดเล็กยิ่งขึ้น

การเลือกใช้หน้าจอแสดงผลเป็นหน้าจอกราฟฟิกของโทรศัพท์โนเกีย รุ่น 5110 ซึ่งหาซื้อง่ายมีราคาถูกกว่าจอกราฟฟิกทั่วไปเป็นอุปกรณ์ที่ใช้กำลังงานต่ำ มีการติดต่อแบบอนุกรมกับไมโครคอนโทรลเลอร์

การคิดคำนวณหาค่าอัตราการเต้นของหัวใจ โดยปกติแล้วจะจับเวลาหนึ่งนาที แต่เพื่อไม่ให้เกิดการเสียเวลาโครงการนี้จะจับเวลาแค่สิบวินาที แล้วเอาค่าที่นับได้นำมาคูณด้วยหกจะได้ค่าเท่ากับการจับเวลาหนึ่งนาทีที่มีวิธีการคิดคำนวณดังนี้

$$\begin{aligned} 10 \text{ วินาที} &= \text{จำนวนที่นับพัลส์ได้} \\ \text{ถ้า } 60 \text{ วินาที} &= X \end{aligned}$$

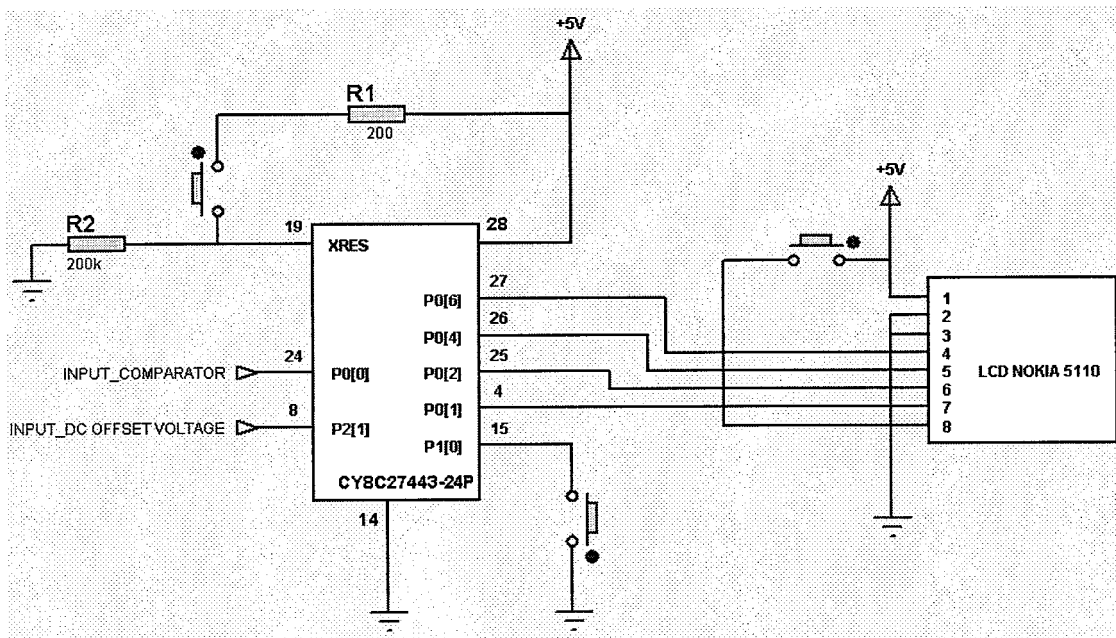
ดังนั้น

$$X = \frac{(60 \text{ วินาที}) \times (\text{จำนวนที่นับพัลส์ได้})}{(10 \text{ วินาที})}$$

หรือ

$$X = 6 \times (\text{จำนวนที่นับพัลส์ได้})$$

X คือ อัตราการเต้นของหัวใจโดยจับเวลาภายในหนึ่งนาที



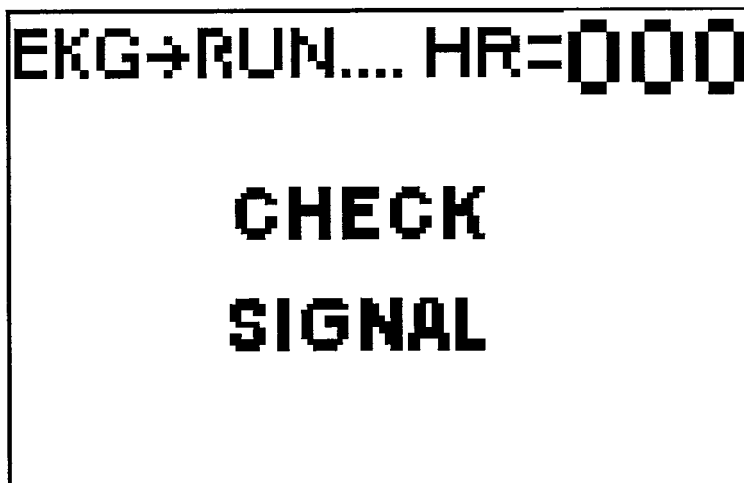
รูปที่ 3.13 แสดงการเชื่อมต่อระหว่าง PSOC กับ จอLCD NOKIA 5110

3.6.4 การขั้นตอนโปรแกรมใน PSOC

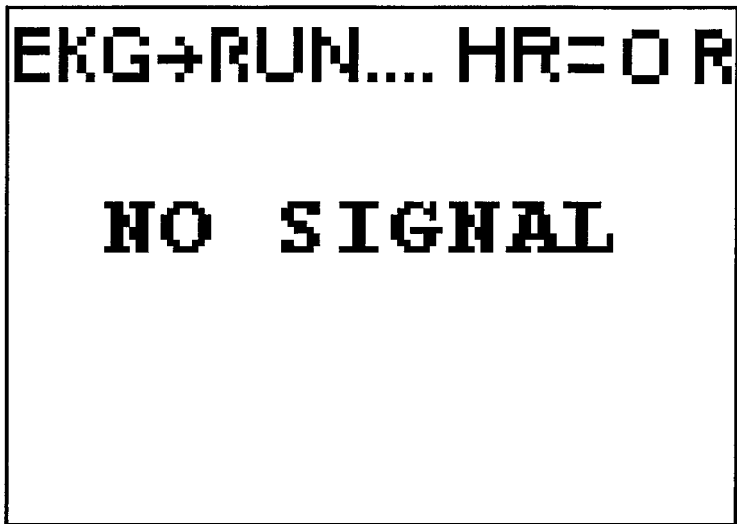
1.1 เริ่มต้นด้วยการแสดงข้อความคำว่า CHECK SIGNAL เพื่อเป็นการบอกให้ผู้ใช้รู้ว่าโปรแกรมเริ่มทำงาน

1.2 ทำการเปิดฟังก์ชันการอินเตอร์รัพ เพื่อนับพัลส์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน และทำการDelay Time 10 วินาที

1.3 เมื่อครบเวลา 10 วินาทีแล้ว จึงมีการตรวจสอบผลการนับพัลส์ว่ามีค่าน้อยกว่าศูนย์หรือไม่ ถ้าน้อยกว่าศูนย์ให้แสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG -> RUN ...HR=000 และ CHECK SIGNAL เพื่อเป็นการบอกให้ผู้ใช้รู้ว่า ไม่มีอินพุตเข้าให้กับโปรแกรม โปรดตรวจสอบอินพุตอีกครั้งและจบการทำงาน ในกรณีที่ผลการนับพัลส์มีค่ามากกว่าศูนย์ จะถูกตรวจสอบเงื่อนไขอีกครั้งว่ามีค่าน้อยกว่า 36 ลูก ถ้ามีค่ามากกว่า 36 ลูก โปรแกรมจะแสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG->RUN ...HR=OR และ NO SIGNAL เพื่อเป็นการบอกให้ผู้ใช้รู้ว่า อัตราการเต้นของหัวใจที่นับเกิน 220 ครั้งต่อนาที (OVER RATE) โปรแกรมจะมองว่าไม่มีสัญญาณและจบการทำงาน และในกรณีที่ผลการนับพัลส์มีค่าน้อยกว่า 36 ลูก โปรแกรมจะทำการคำนวณให้ว่า 1 นาที จะมีพัลส์กี่ลูก จำนวนพัลส์ที่คำนวณได้ คืออัตราการเต้นของหัวใจต่อหนึ่งนาที หลังจากนั้นโปรแกรมจะแสดงค่าบนหน้าจอ EKG->RUN ...HR=(จำนวนการเต้นของหัวใจต่อหนึ่งนาที)



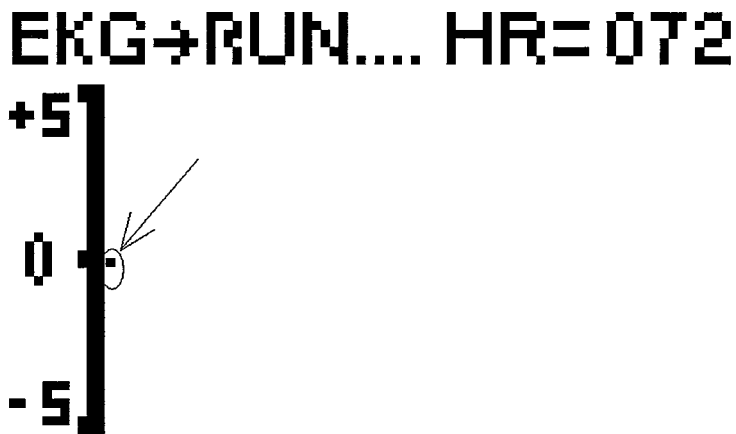
รูปที่3.14 แสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG -> RUN ...HR=000 และ CHECK



รูปที่ 3.15 แสดงภาพบนหน้าจอว่า EKG->RUN ...HR=OR และ NO SIGNAL

1.4 ทำการเปิดโมดูล ADCINC เป็นโมดูลไว้สำหรับการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล และเริ่มทำการสุ่มสัญญาณ โดยมีการกำหนดความถี่ในการสุ่มไว้ที่ 20kHz

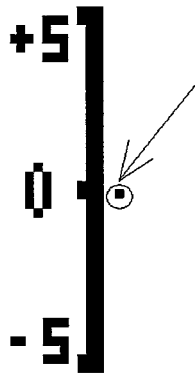
1.5 เมื่อทำการสุ่มแล้ว จะได้อ่านค่าจากการสุ่มออกมา โดยโปรแกรมจะนำค่ามาพล็อตในกราฟเป็นบนหน้าจอดังรูป



รูปที่ 3.16 แสดงตัวอย่างการพล็อตที่ตำแหน่งศูนย์บนหน้าจอ NOKIA 5110

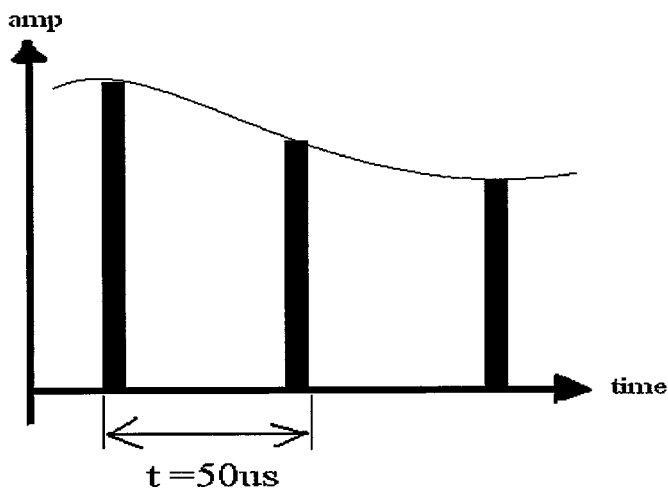
1.6 หลังจากที่ทำกรพล็อตค่าในกราฟแล้วโปรแกรมจะทำการเลื่อนตำแหน่งตามแกน+X หนึ่งตำแหน่งดังรูป

EKG+RUN... HR=072



รูปที่ 3.17 แสดงตัวอย่างการพล็อตที่ทำการเลื่อนตำแหน่ง+X

1.7 ทำการDelay เวลา 2mS (เป็นการระบุความห่างระหว่างการพล็อตครั้งแรกกับครั้งที่สอง) หลังจากนั้นทำการตรวจสอบ P1[0] ว่ามีค่าเป็นหนึ่งหรือไม่ ถ้ามีค่าไม่เป็นหนึ่ง โปรแกรมจะทำการวนลูปไปทำงานที่หัวข้อ 1.4 อีกครั้ง แต่ถ้าตรวจสอบแล้วพบว่ามีค่าเป็นหนึ่ง โปรแกรมจะทำการ Delay เวลา 2 วินาที แล้วกลับไปวนลูปที่หัวข้อ 1.4 อีกครั้ง



รูปที่ 3.18 แสดงการDelay เวลา 50 uS เป็นการระบุความห่างระหว่างการพล็อตครั้งแรกกับครั้งที่สอง

วิธีการคำนวณค่าต่างๆ เกี่ยวกับการสุ่ม (Sample) ความถี่ สูงสุด 130 kHz – 7.86MHz

อัตราการสุ่ม(Sample Rate) 7.8sps -480 sps

$$DataClock = \frac{64 \times 256}{SampleWindow}$$

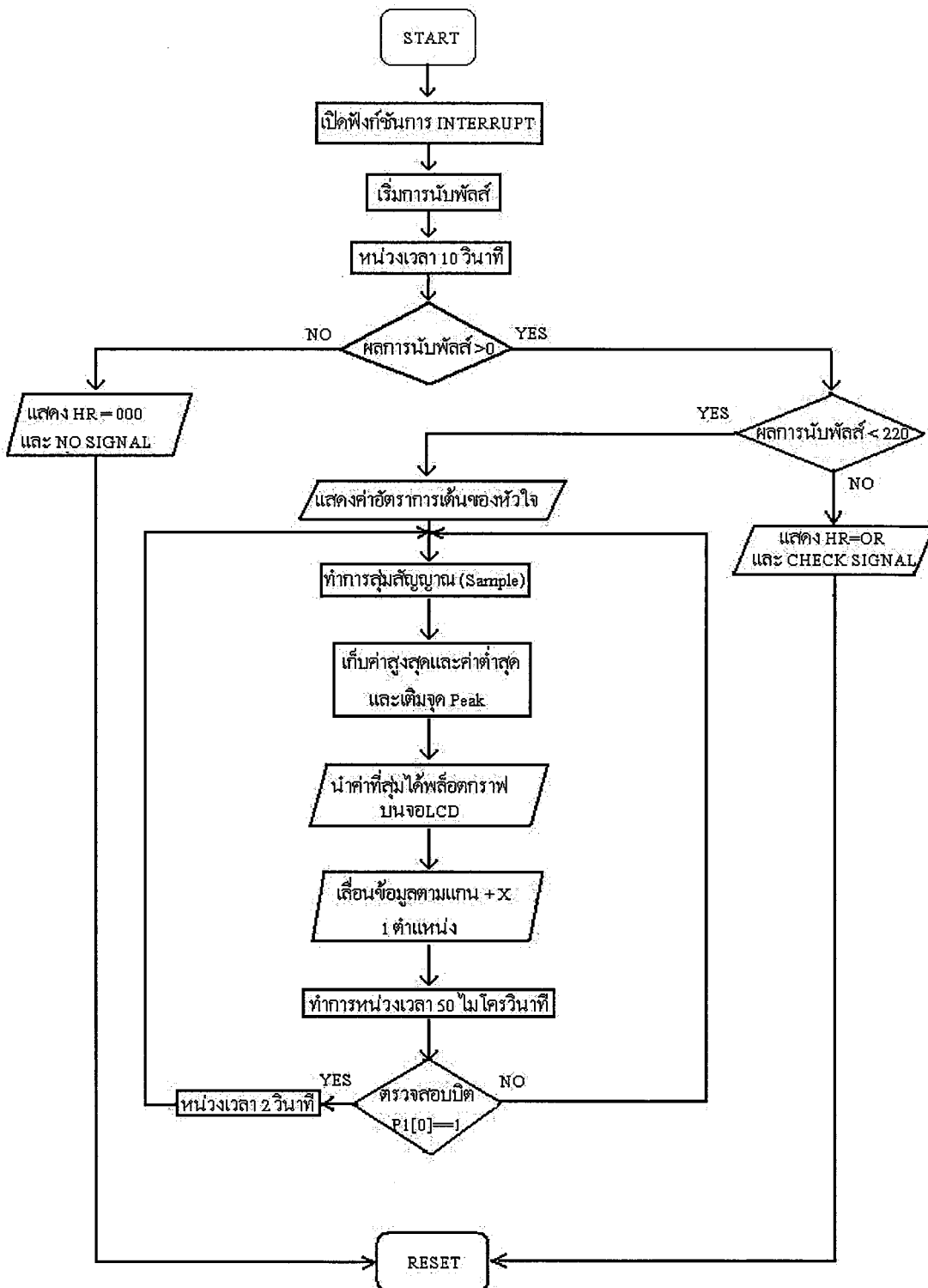
$$sampleRate = \frac{DataClock}{65 \times 256}$$

การคำนวณ

กำหนดให้ SampleRate = 480sps จงคำนวณหา SampleWindow

$$DataClock = 480sps \times 65 \times 256 = 7.8972MHz$$

$$SampleWindow = \frac{64 \times 256}{7.8972 MHz} = 2.07mS$$



รูปที่ 3.19 โพลีชาร์ตแสดงการเขียนโปรแกรมในPSOC

บทที่ 4

การทดลองผลการทดลอง

4.1 วงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ (Instrumentation Amplifier)

ในการกำจัดสัญญาณรบกวนจะต้องคำนึงถึงคอมมอนโหมดรีเจกชันเรโซ (CMRR) ซึ่งเป็นค่าที่ใช้บอกถึงความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เข้าในวงจรอินสตรูเมนแอมป์แบบคอมมอนโหมดโดย

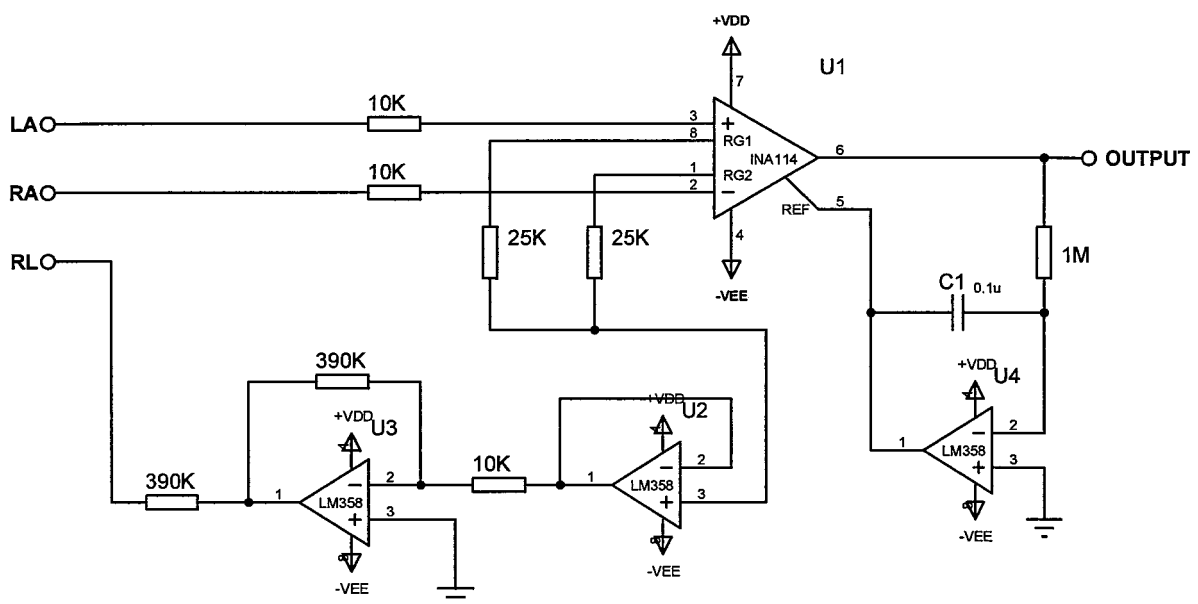
$$CMRR = 20\log(A_d/A_c)$$

เมื่อ A_d คือ อัตราการขยายของวงจรเมื่อต่อแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

A_c คือ อัตราการขยายของวงจรเมื่อต่อแบบคอมมอนโหมด

ซึ่ง A คือ อัตราการขยายของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต

ดังนั้นการหาค่าคอมมอน โหมดรีเจกชันเรโซต้องทำการหาอัตราการขยายทั้งแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด และแบบคอมมอนโหมด



รูปที่ 4.1 วงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์, วงจร RL Driver ของ IC INA114

การทดลองหาอัตราการขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

1. ต่อวงจรตามรูป
2. นำอินพุตของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ ต่อลงกราวด์
3. ป้อนคลื่นไซน์ (sin wave) ขนาด $1V_{p-p}$ เข้าที่อินพุตของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์
4. วัดขนาดเอาต์พุตของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ โดยปรับความถี่ที่ 5-300 HZ

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองหาอัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ความถี่(HZ)	Vout(v)	อัตราขยาย
5	1.895	1.895
10	1.952	1.952
20	1.95	1.95
30	1.953	1.953
40	1.921	1.921
50	1.958	1.958
60	1.961	1.961
70	1.952	1.952
80	1.959	1.959
90	1.97	1.97
100	1.99	1.99
150	1.98	1.98
200	1.98	1.98
300	1.98	1.98

การทดลองหาอัตราขยายแบบคอมมอนโหมด

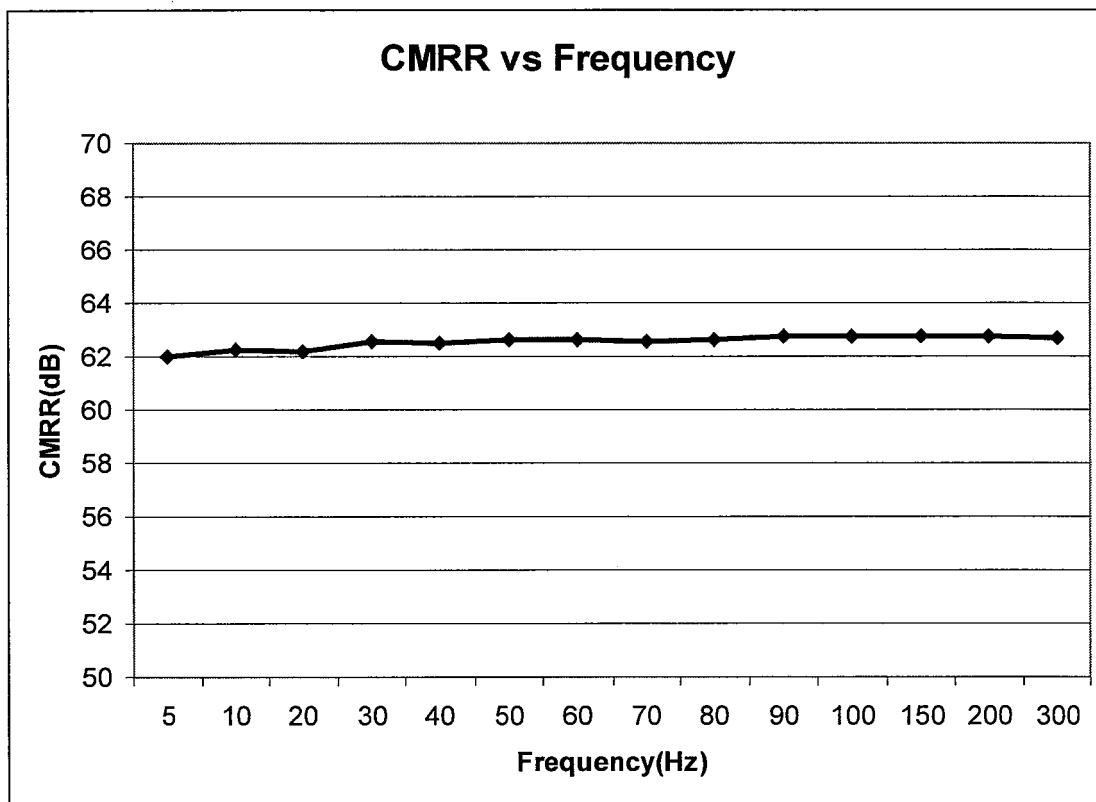
1. นำอินพุตและอินพุตบวกของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ ต่อเข้าด้วยกัน
2. ป้อนคลื่นไซน์(sin wave) ขนาด 1Vp-p เข้าที่อินพุตบวกของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์
3. วัดขนาดเอาต์พุตของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์โดยปรับความถี่ที่ 5-300 HZ

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองหาอัตราขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ความถี่(HZ)	Vout(v)	อัตราขยาย
5	1.58 m	1.58 m
10	1.51m	1.51m
20	1.52 m	1.52 m
30	1.45 m	1.45 m
40	1.44 m	1.44 m
50	1.45 m	1.45 m
60	1.45 m	1.45 m
70	1.45 m	1.45 m
80	1.45 m	1.45 m
90	1.44 m	1.44 m
100	1.44 m	1.44 m
150	1.45 m	1.45 m
200	1.44 m	1.44 m
300	1.45 m	1.45 m

ตารางที่ 4.3 การทดลองค่าคอมมอนโมดรีเจคชันเรโซ

ความถี่ (HZ)	CMRR
5	61.98
10	62.23
20	62.163
30	62.586
40	62.503
50	62.608
60	62.622
70	62.582
80	62.613
90	62.722
100	62.749
150	62.766
200	200
300	300

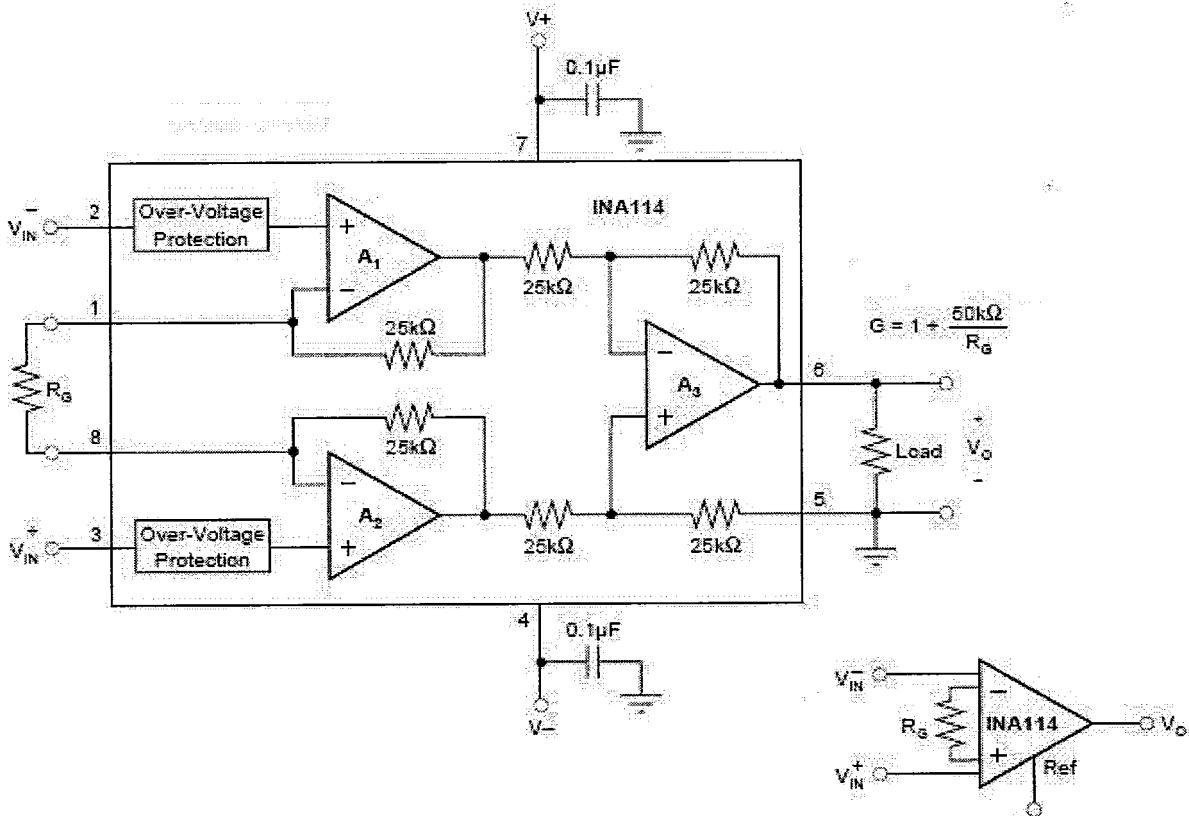


รูปที่ 4.2 การตอบสนองความถี่ของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์กับค่า CMRR

4.2 อัตราขยายของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์

เป็นการทดลองประสิทธิภาพการทำงานของวงจรต่อความถี่ในช่วงต่างๆ

วงจรขยายในภาคแรกไม่ควรให้มีอัตราขยายมากเกินไป เพราะว่า ถ้าหากเกิดมีศักดาไฟฟ้าออฟเซทที่อินพุท ไม่ว่าจะสาเหตุใดก็ตามจะทำให้เกิดสัญญาณที่เอาท์พุทมีศักดาลอยออกจากศูนย์มาก ซึ่งถ้าหากมากจนใกล้เคียงกับศักดาไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟ จะทำให้เกิดการอิ่มตัวของสัญญาณ จนวงจรไม่สามารถทำงานได้



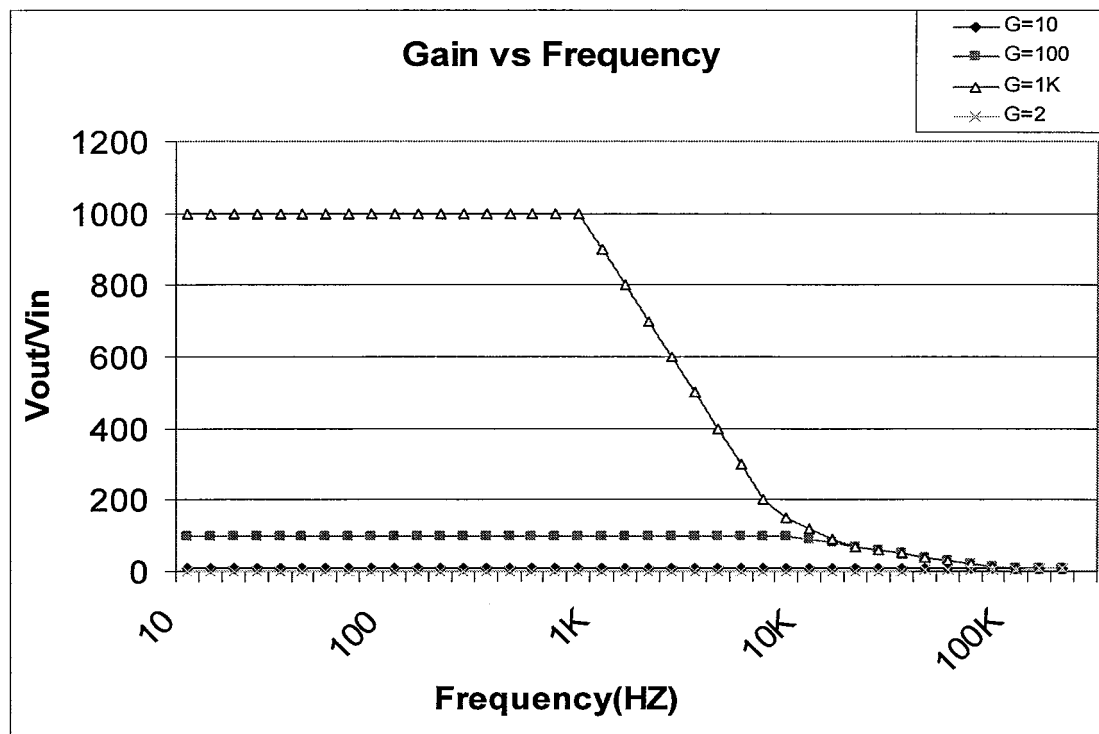
รูปที่ 4.3 วงจร Instrumentation Amp. ของ IC INA114

การทดลองผลตอบสนองความถี่

1. ต่อวงจรตามรูป
2. นำอินพุทลบของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ ต่อลงกราวด์
3. ป้อนคลื่นไซน์ (sin wave) ขนาด 1.5Vp-p เข้าที่อินพุทบวกของวงจร วัดขนาดเอาท์พุทของวงจรอินสตรูเมนแอมพลิฟายเออร์ โดยปรับความถี่ที่ 10-100K Hz
4. เปลี่ยนค่า R_G เปลี่ยนอัตราขยายของวงจรและบันทึกผลการทดลอง

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองหาอัตราขยายของวงจรที่ความถี่ต่างๆ

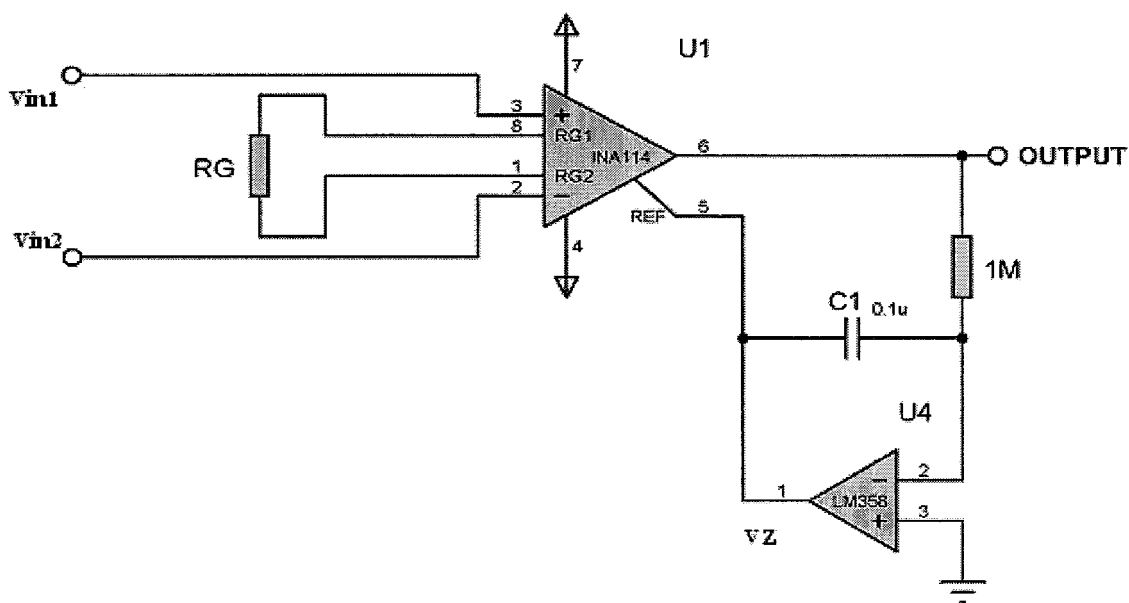
ความถี่(HZ)	Vout(v)	อัตราขยาย
10	3	2
20	3	2
30	3	2
40	3	2
50	3	2
60	3	2
70	3	2
80	3	2
90	3	2
100	3	2
200	3	2
300	3	2
400	3	2
500	3	2
600	3	2
700	3	2
800	3	2
900	3	2
1K	3	2
2K	3	2
3K	3	2
4K	3	2
5K	3	2
6K	3	2
7K	3	2
8K	3	2
9K	3	2
10K	3	2
20K	3	2
30K	3	2
40K	3	2
50K	3	2
60K	3	2
70K	3.761	2.507
80K	4.523	3.015
90K	5.251	3.5
100K	6.032	4.021



รูปที่ 4.4 การตอบสนองความถี่ของวงจรวงจรร

4.3 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ (Auto Zero)

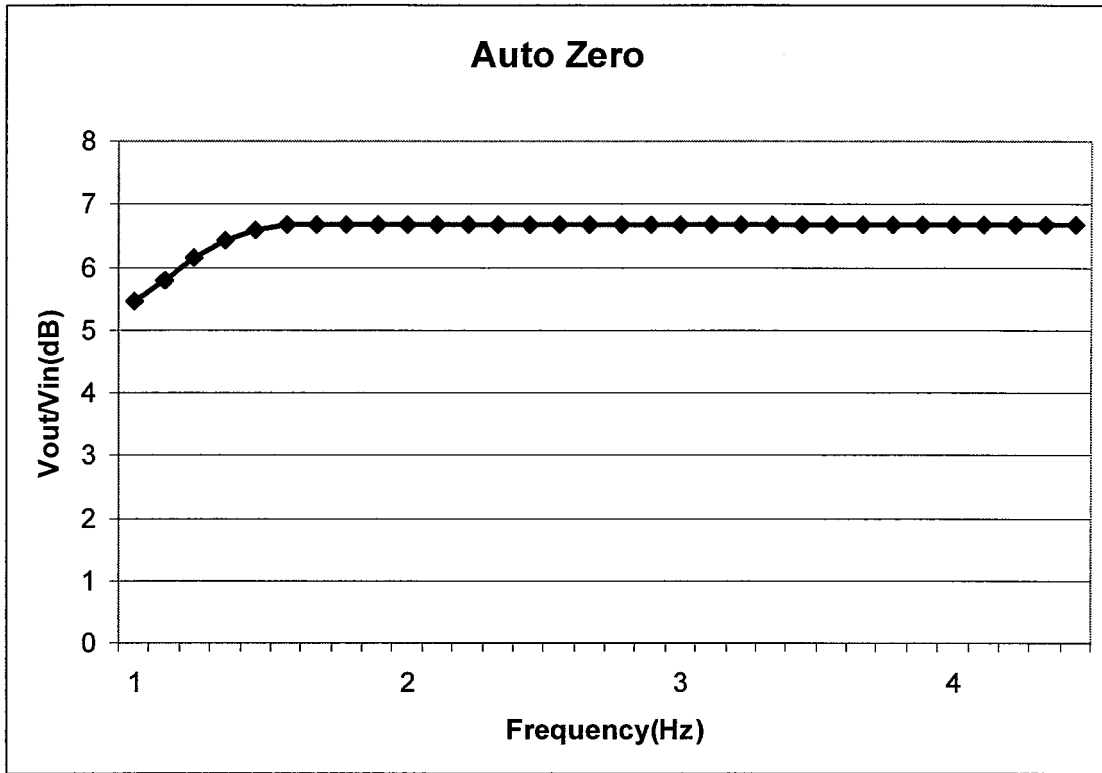
การทดสอบสามารถทำได้โดยใส่สัญญาณไซน์ขนาด 1 V ที่อินพุทของวงจรตามรูปที่มีออฟเซตทั้งบวกและลบสังเกตการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุท จะเห็นว่าสัญญาณผ่านวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ จะได้สัญญาณไซน์ที่ไม่ได้อยู่บนไฟตรงและวงจรรนี้ยังทำหน้าที่เป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายคือ $A_v = (1+50K/RG)$



รูปที่ 4.5 วงจรปรับศูนย์อัตโนมัติและวงจรอินสตรูเมนแอนพลีฟายเออร์

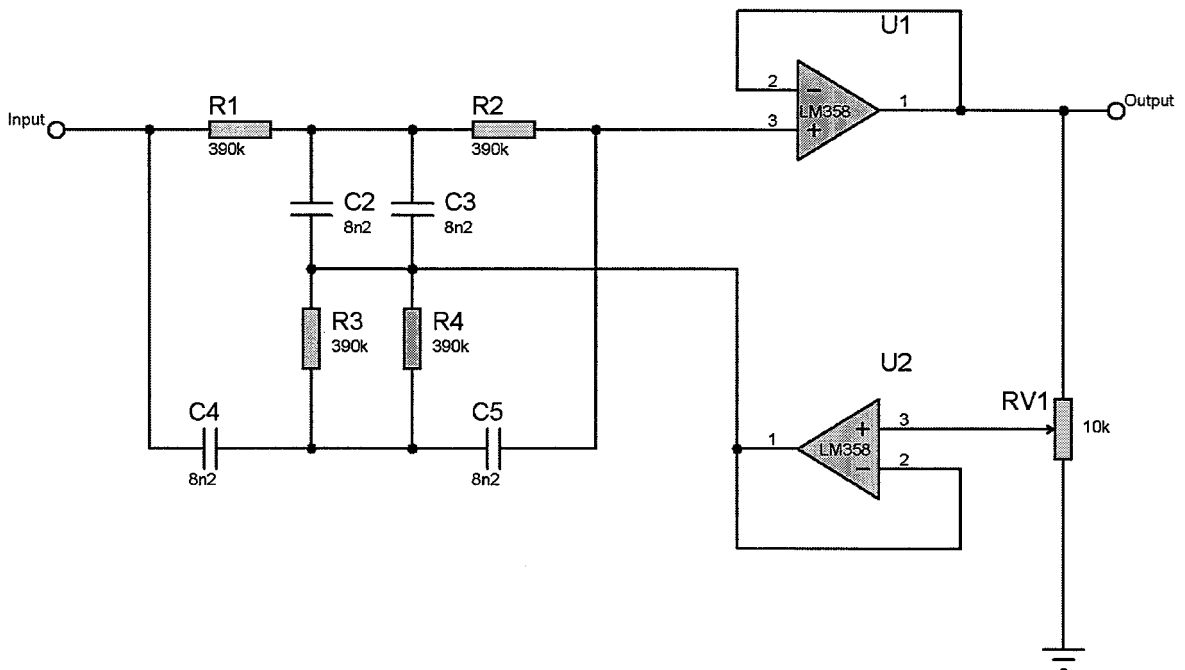
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองผลตอบสนองความถี่ของวงจรปรับศูนย์กลางอัตโนมัติ

ความถี่(HZ)	Vout(v)	อัตราขยาย(dB)
0.5	2.02	0.1
0.6	2.16	2.58
0.7	2.26	3.168
0.8	2.34	3.56
0.9	2.4	3.862
1	2.48	4.08
1.2	2.6	4.367
1.3	2.7	4.777
1.4	2.72	5.105
1.5	2.8	5.169
1.6	2.95	5.421
1.7	3.18	5.874
1.8	3.24	6.526
1.9	3.24	6.689
2	3.24	6.689
3	3.24	6.689
4	3.24	6.689
5	3.24	6.689
6	3.24	6.689
7	3.24	6.689
8	3.24	6.689
9	3.24	6.689
10	3.24	6.689
100	3.24	6.689
500	3.24	6.689
1K	3.24	6.689
2K	3.24	6.689
5K	3.24	6.689
10K	3.24	6.689



รูปที่ 4.6 การตอบสนองความถี่ของวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ

4.4 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่



รูปที่ 4.7 วงจรกรองความถี่แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่

การทดลองวงจรกรองความถี่แบบไม่ให้อ่านเฉพาะความถี่

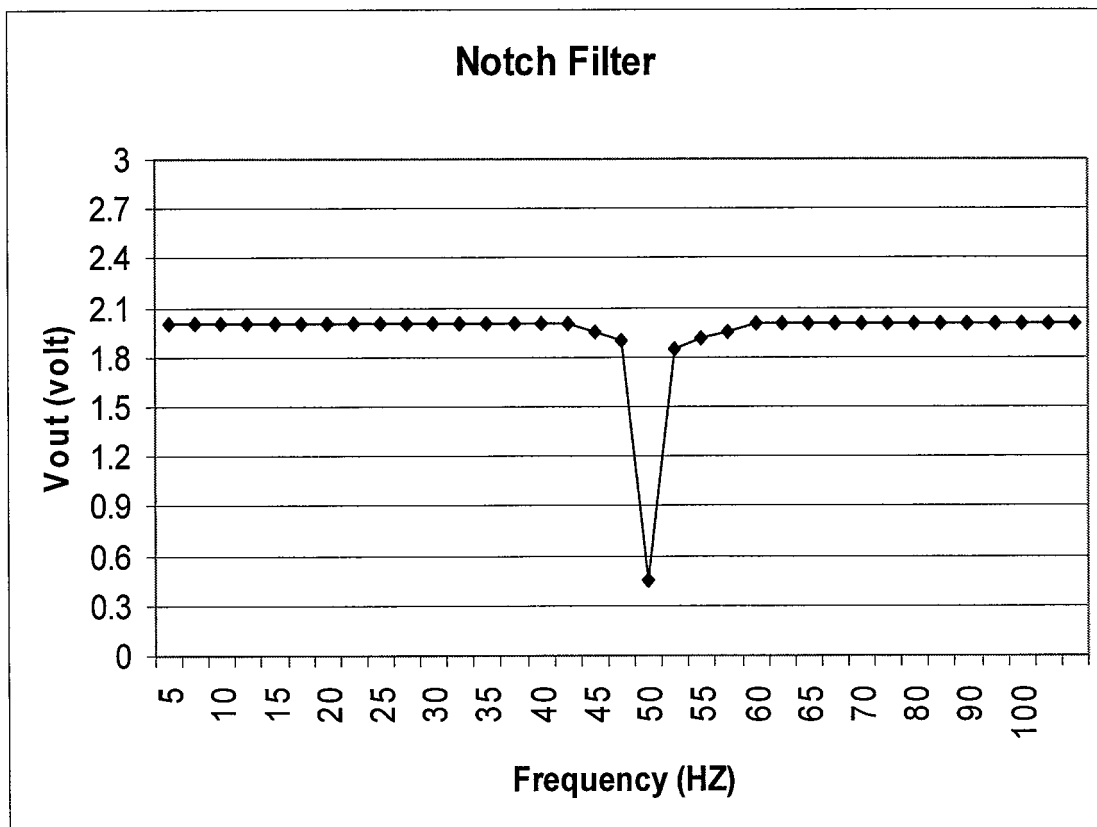
1. ป้อนคลื่นไซน์ (sin wave) ขนาด 1 Vp-p เข้าที่ขาอินพุทของวงจรโดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ 5-10K HZ
2. วัดขนาดแรงดันเอาต์พุท แล้วบันทึกผลลงในตารางพร้อมทั้งคำนวณหาอัตราขยายแล้วบันทึกลงในตาราง
3. นำข้อมูลจากตารางมาพล็อตกราฟการตอบสนองความถี่แล้วคำนวณ

ค่า Frequency Reject สามารถคำนวณได้จากสูตร

$$f_{\text{notch}} = 1 / 4 RC$$

$$f_{\text{notch}} = 1 / 4 (390K)(8.2nF) = 49.94 \text{ HZ}$$

จะเห็นว่าค่าที่ใกล้เคียงกับ 50 HZ ที่เราต้องจำกัดมากโดยในทางกลับกันเราสามารถหาอุปกรณ์ค่าตัวต้านทานและค่าตัวเก็บประจุในวงจรได้จากการที่ทราบค่าความถี่แล้วย้ายข้างหาค่าอุปกรณ์ได้นั่นเอง

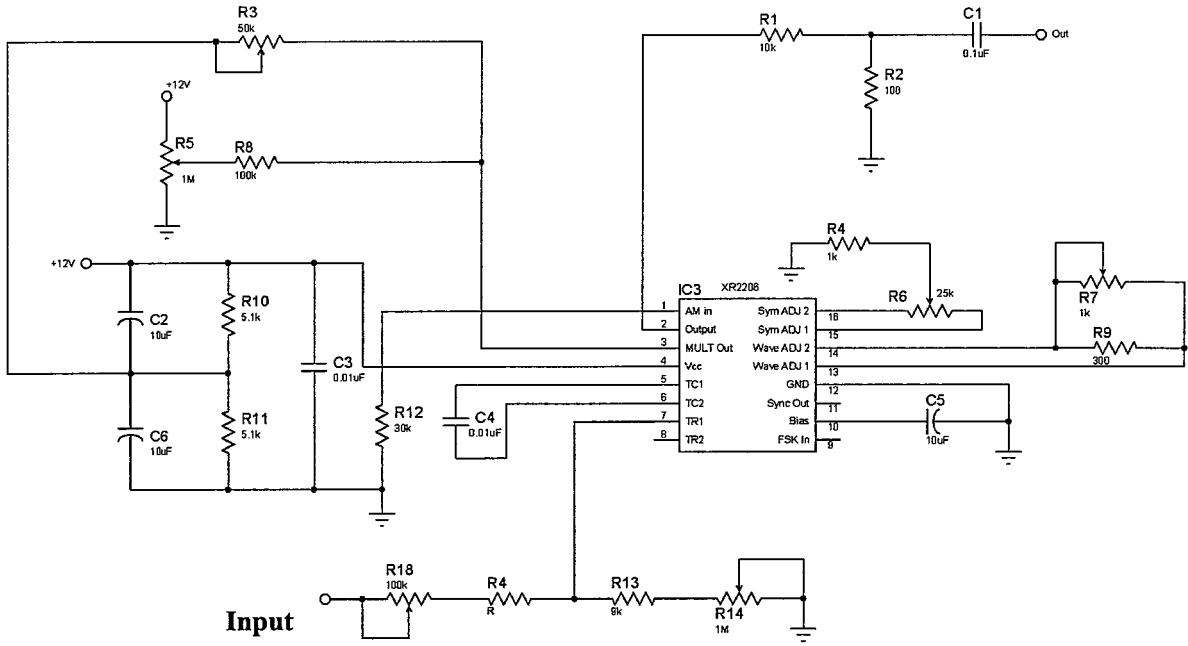


รูปที่ 4.8 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงที่ความถี่ต่างๆ

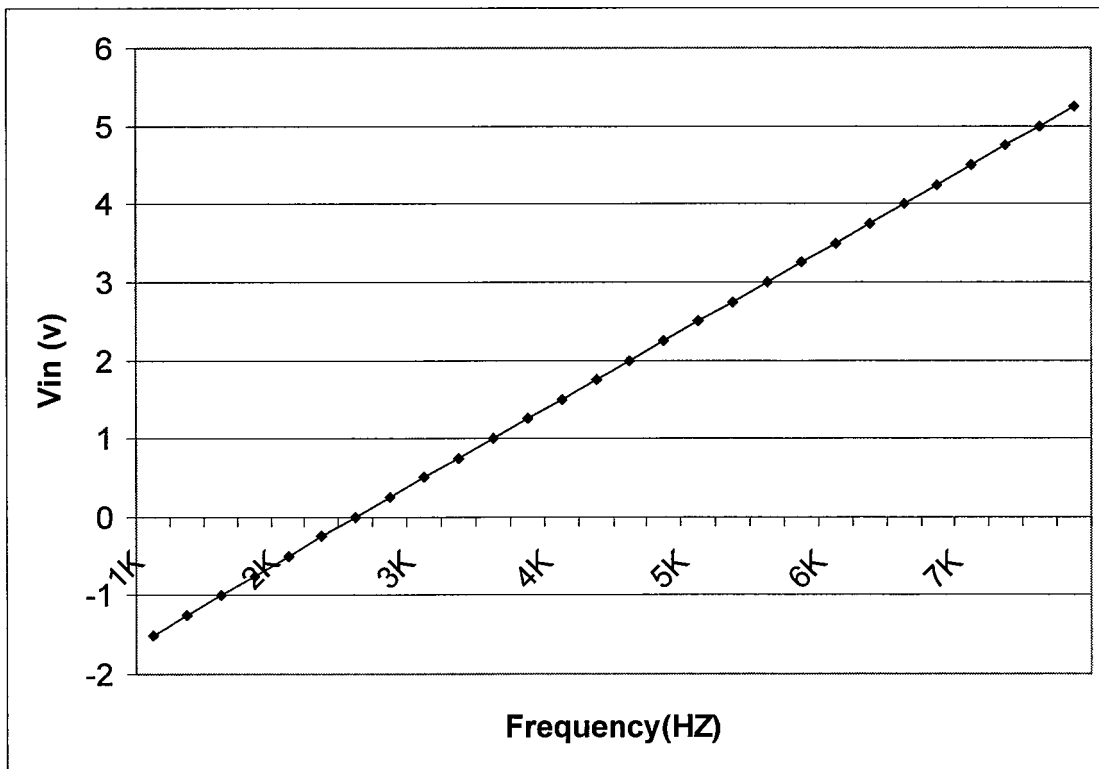
ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองวงจร Noth Filter ที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่(Hz)	Vout(v)	อัตราขยาย
5	2	1
10	2	1
15	2	1
20	2	1
25	2	1
30	2	1
35	2	1
40	2	1
45	2	1
46	1.95	0.975
47	1.8	0.9
48	1.5	0.75
49	0.4	0.4
50	0.6	0.3
51	1.5	0.75
52	1.8	0.9
53	1.85	0.925
54	1.95	0.975
55	1.98	0.99
60	2	1
65	2	1
70	2	1
75	2	1
80	2	1
85	2	1
90	2	1
95	2	1
100	2	1
1K	2	1
2K	2	1
3K	2	1
4K	2	1
5K	2	1
10K	2	1

4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต(IC XR 2206)



รูปที่ 4.9 วงจรมอดูเลตความถี่ (XR2206)



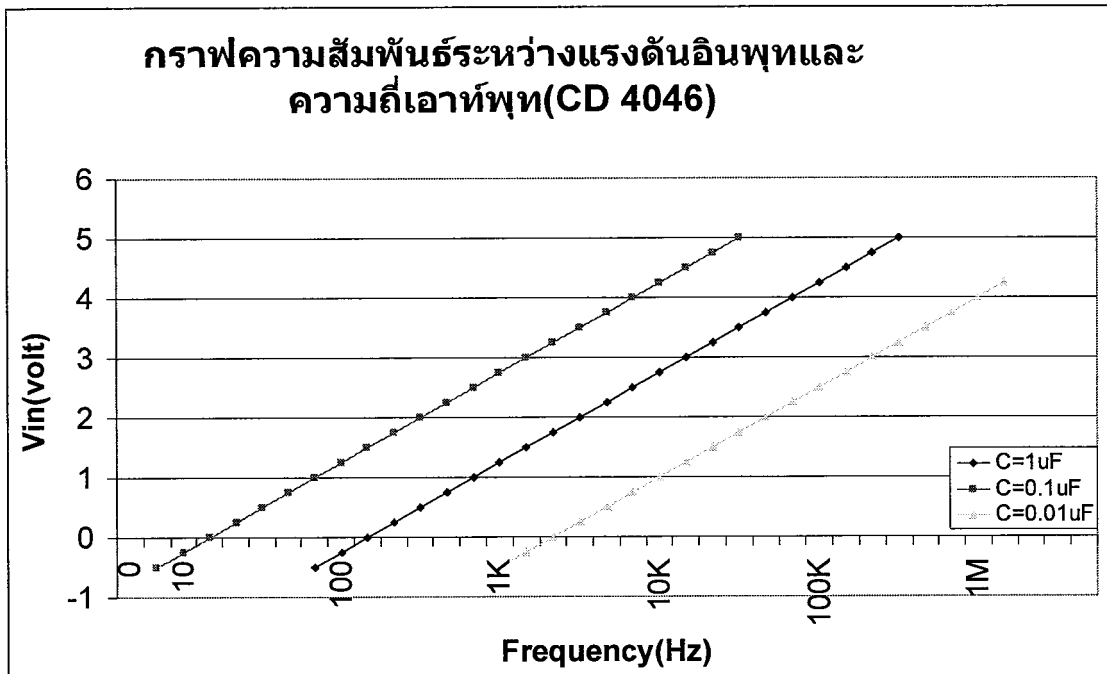
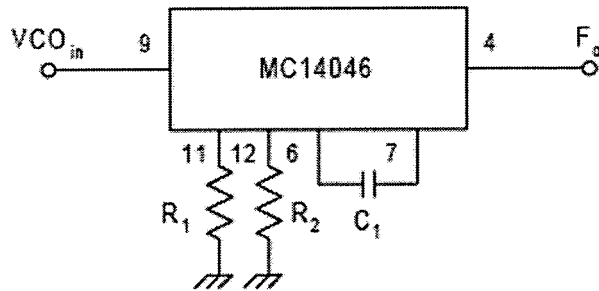
รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต (XR2206)

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุตของวงจรที่ทำการมอดูเลตสัญญาณ สังเกตได้ว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันมีลักษณะที่คงที่ โดยกราฟที่ได้มีลักษณะเป็นเส้นตรงแสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตโดยใช้หลักการของ VCO ค่อนข้างมีความเป็น Linearity ที่สูงจึงเหมาะกับการมอดูเลตสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองแรงดันอินพุตกับความถี่เอาต์พุต

Vin(V)	ความถี่เอาต์พุต(Hz)
-2	843
-1.5	1.247 k
-1	1.651 k
-0.8	2.055 k
-0.6	2.459 k
-0.4	2.205 k
-0.2	2.301 k
0	2.57 k
0.2	2.82 k
0.4	2.91 k
0.6	3.23 k
0.8	3.42 k
1	3.59 k
1.5	4.089 k
2	4.421 k
2.5	4.879 k
3	5.365 k
4	6.204
5	7.109 k
6	7.901 k
7	8.81 k
8	9.623 k

4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต(IC CD 4046)



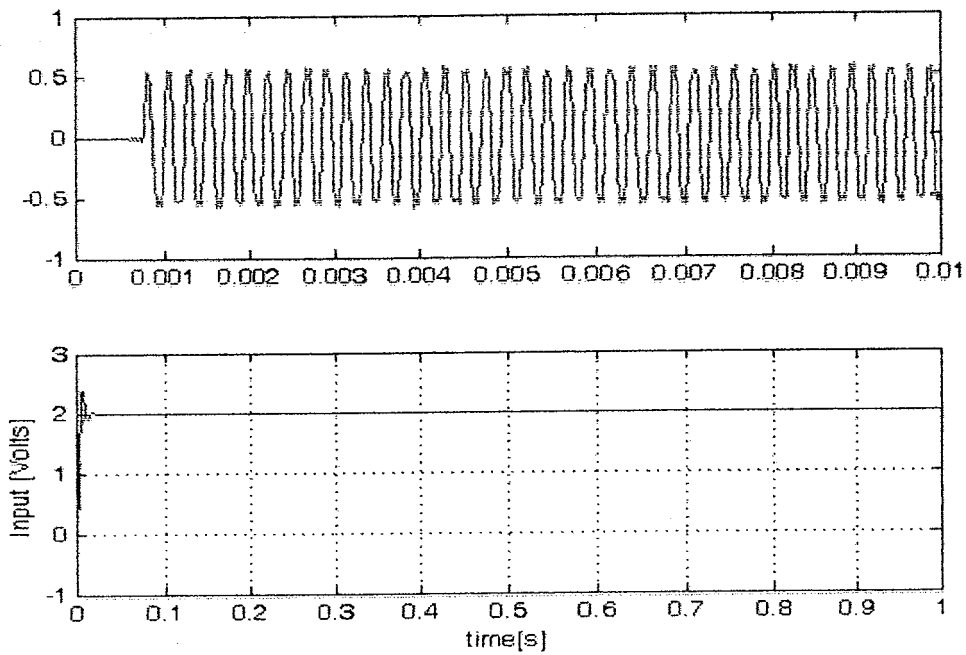
รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต (CD4046)

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุตของวงจรที่ทำการมอดูเลตสัญญาณ สังเกตได้ว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันมีลักษณะที่คงที่ โดยกราฟที่ได้มีลักษณะเป็นเส้นตรงแสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตโดยใช้หลักการของ VCO ค่อนข้างมีความเป็น Linearity ที่สูงจึงเหมาะกับการมอดูเลตสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เช่นเดียวกับการใช้ IC XR 2206 แต่ประหยัดพลังงานกว่าจึงเหมาะที่จะนำมาใช้งานมากกว่า

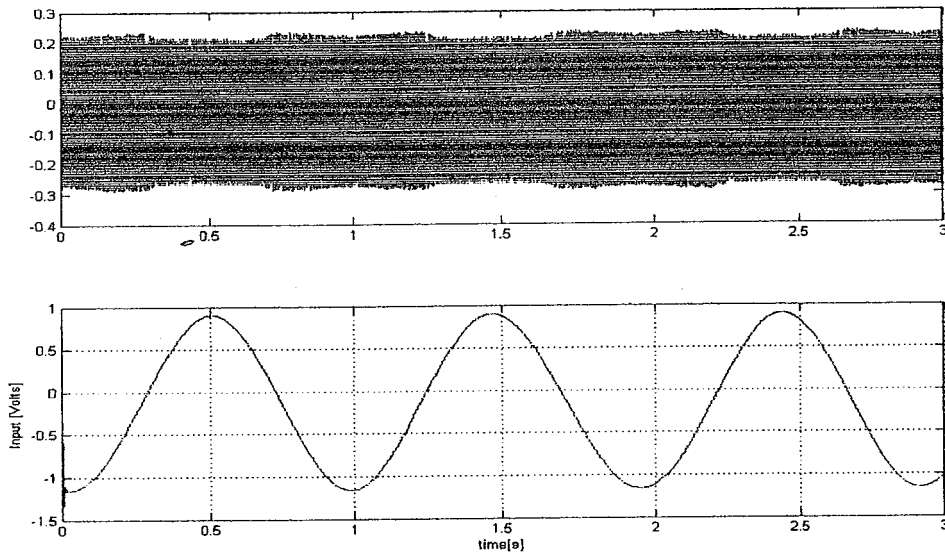
ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองแรงดันอินพุตกับความถี่เอาต์พุต(CD 4046)

Vin(V)	ความถี่เอาต์พุต(Hz)
-2	843
-1.5	1.247 k
-1	1.651 k
-0.8	2.055 k
-0.6	2.459 k
-0.4	2.205 k
-0.2	2.301 k
0	2.57 k
0.2	2.82 k
0.4	2.91 k
0.6	3.23 k
0.8	3.42 k
1	3.59 k
1.5	4.089 k
2	4.421 k
2.5	4.879 k
3	5.365 k
4	6.204
5	7.109 k
6	7.901 k
7	8.81 k
8	9.623 k

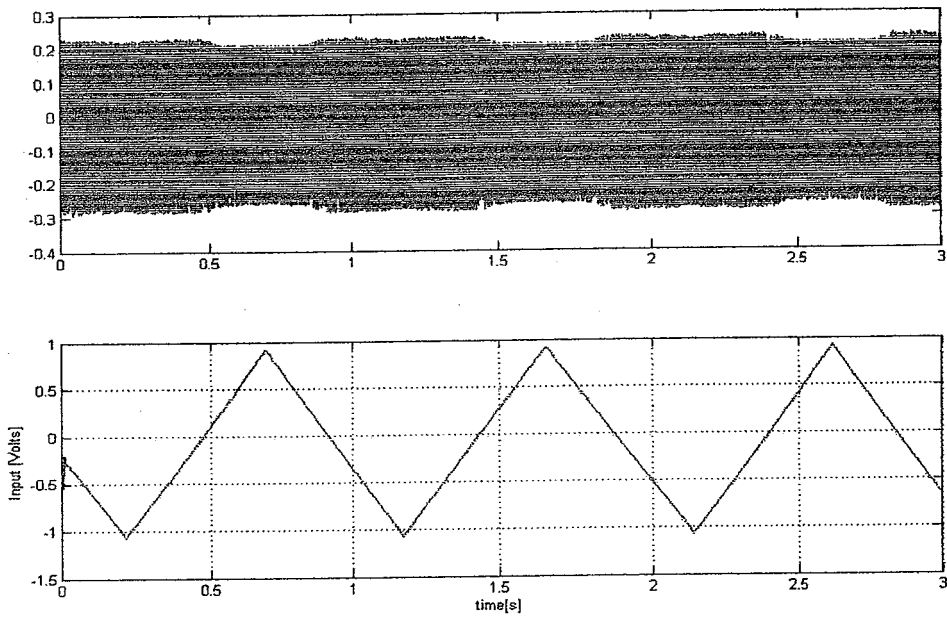
ผลการคิมอดูลชันโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการคิมอดูลชันสัญญาณที่มอดูลชันมาจาก
วงจรข้างต้นมีผลดังนี้



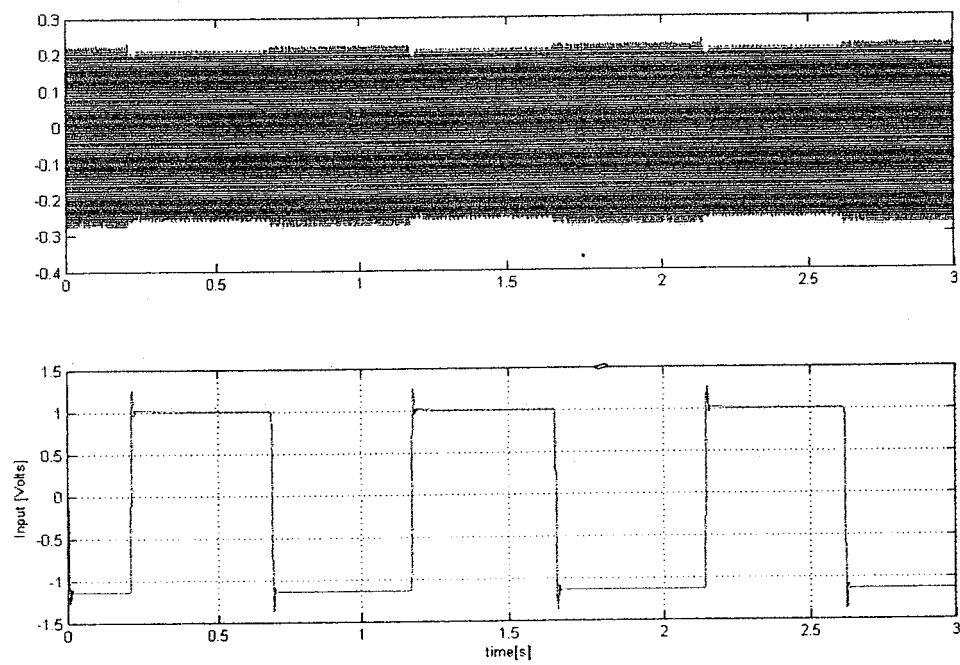
รูปที่ 4.13 ผลเปรียบเทียบการมอดูลชันและคิมอดูลชันสัญญาณอินพุทไฟตรง 2 โวลท์



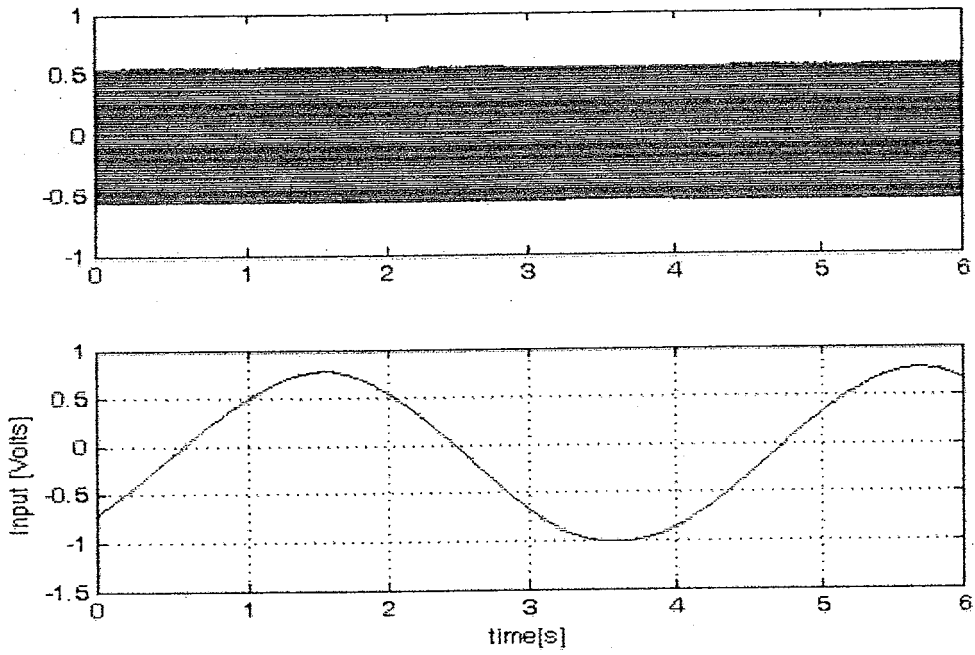
รูปที่ 4.14 ผลเปรียบเทียบการมอดูลชันและคิมอดูลชันสัญญาณอินพุท Sine Wave (1HZ)



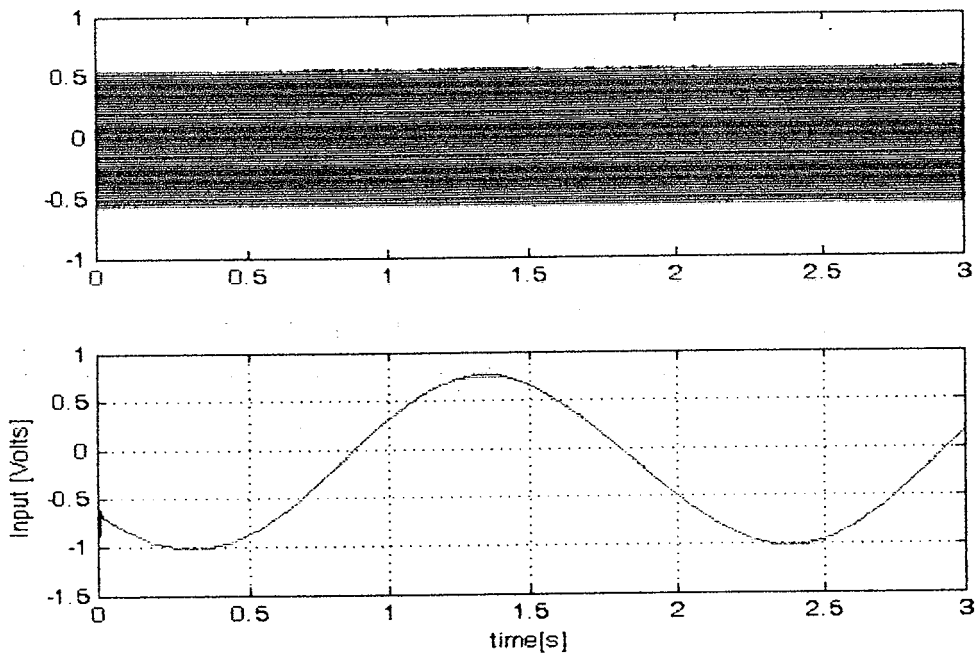
รูปที่ 4.15 ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณอินพุท Triangle Wave (1HZ)



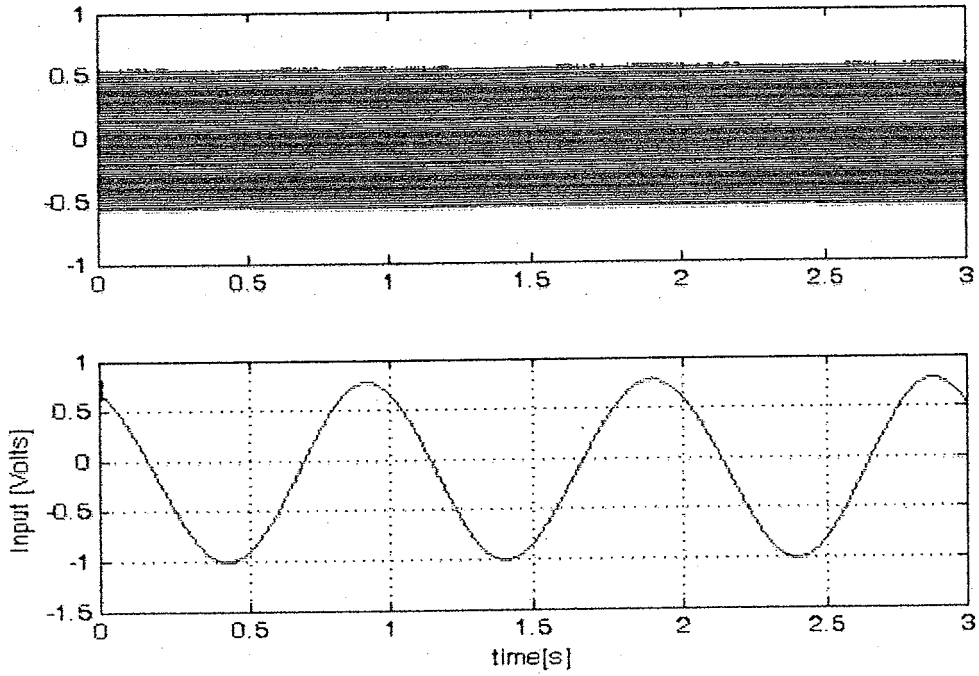
รูปที่ 4.16 ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณอินพุท Square Wave (1HZ)



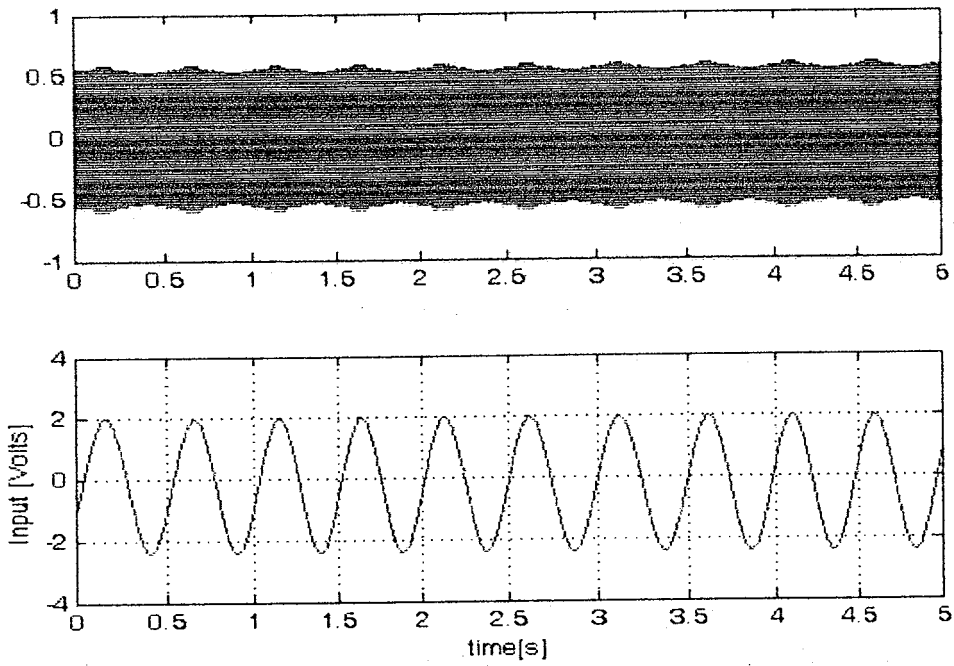
รูปที่ 4.17 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.25 Hz



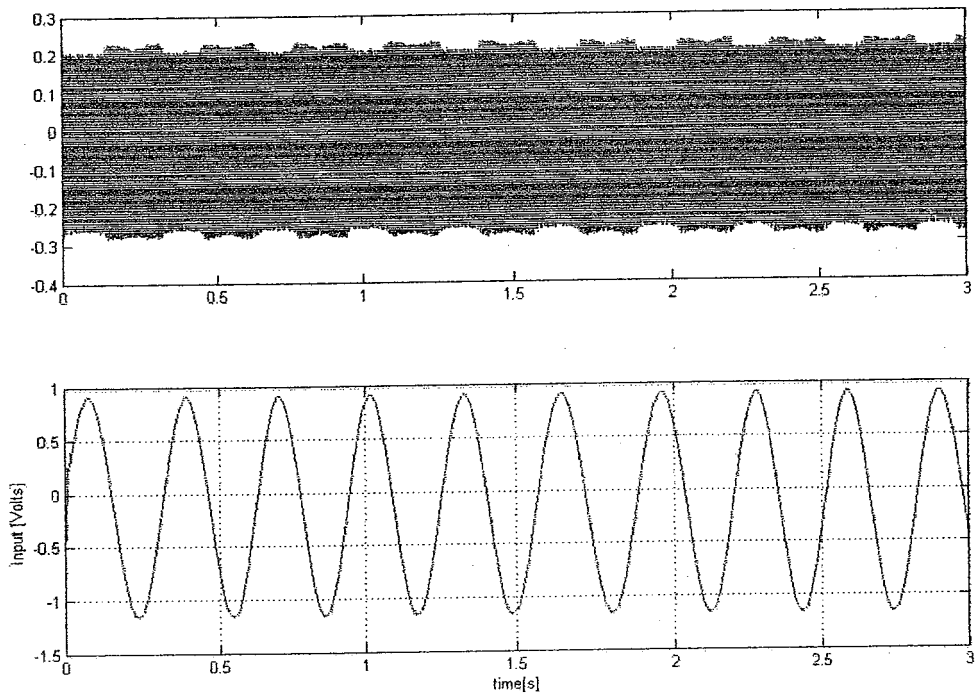
รูปที่ 4.18 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.5 Hz



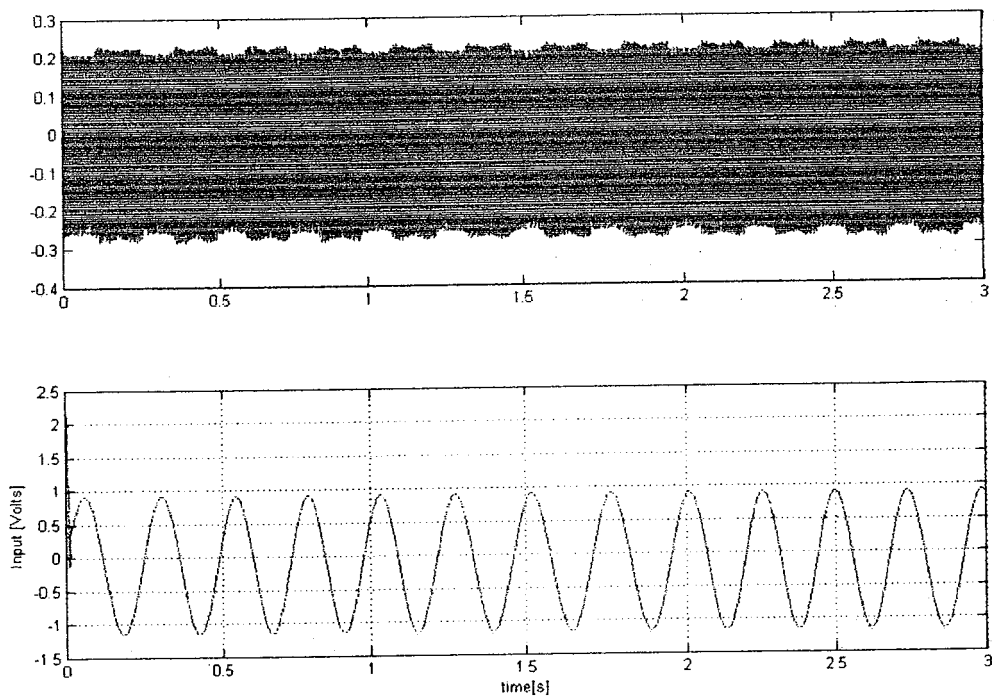
รูปที่ 4.19 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 1Hz



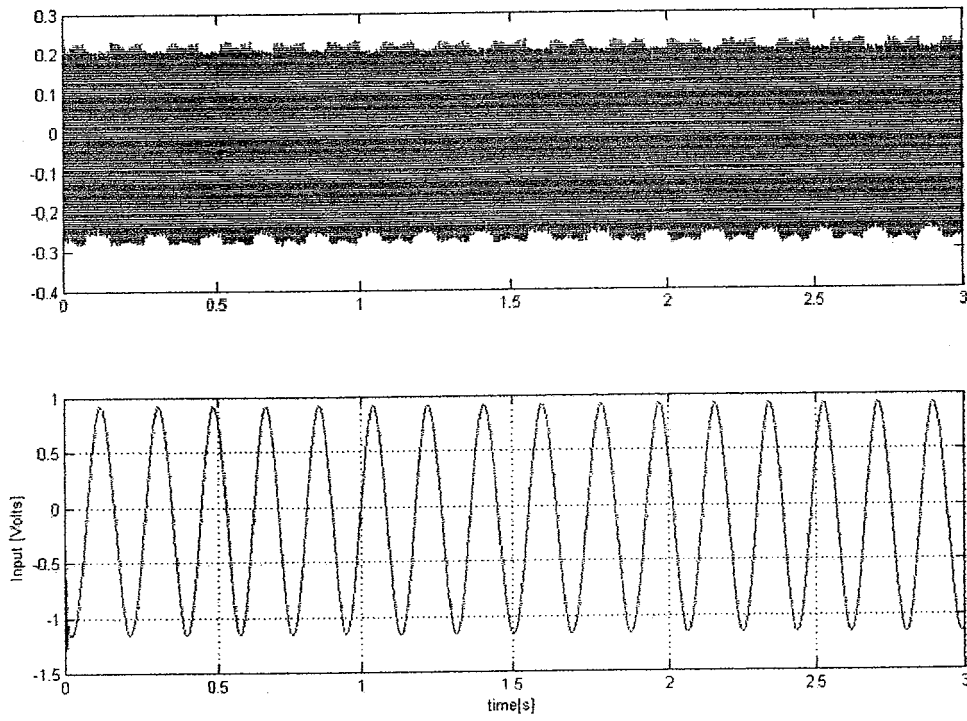
รูปที่ 4.20 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 2 Hz



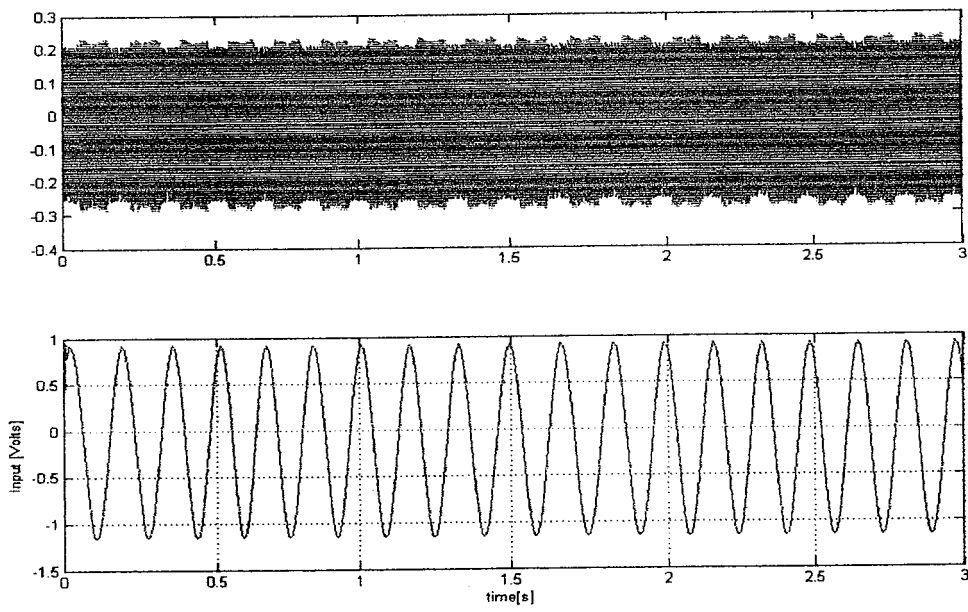
รูปที่ 4.21 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 3 Hz



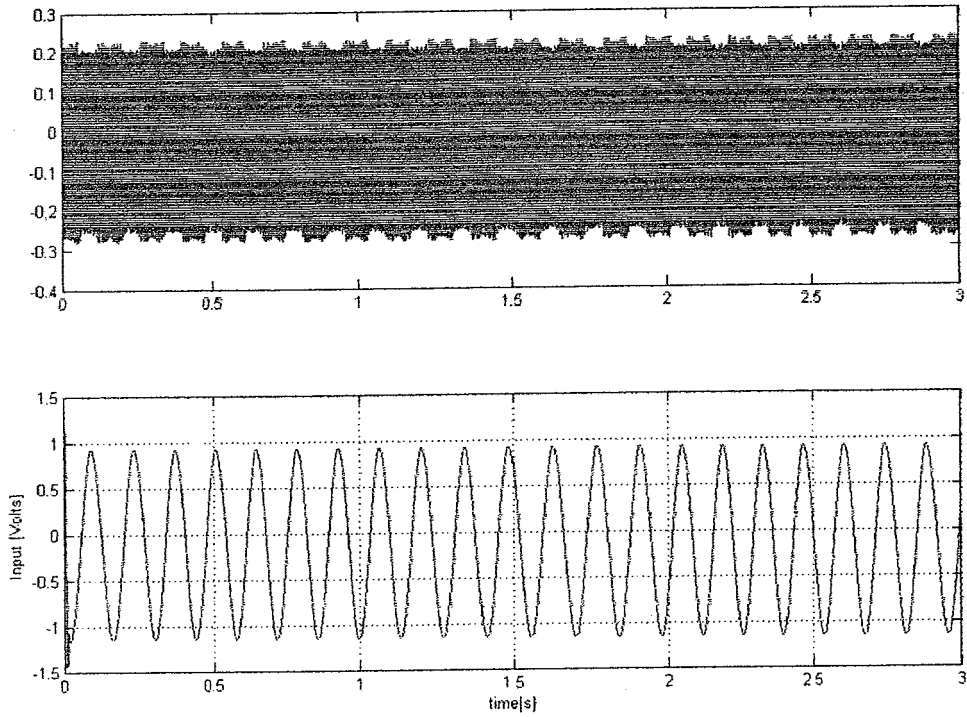
รูปที่ 4.22 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 4 Hz



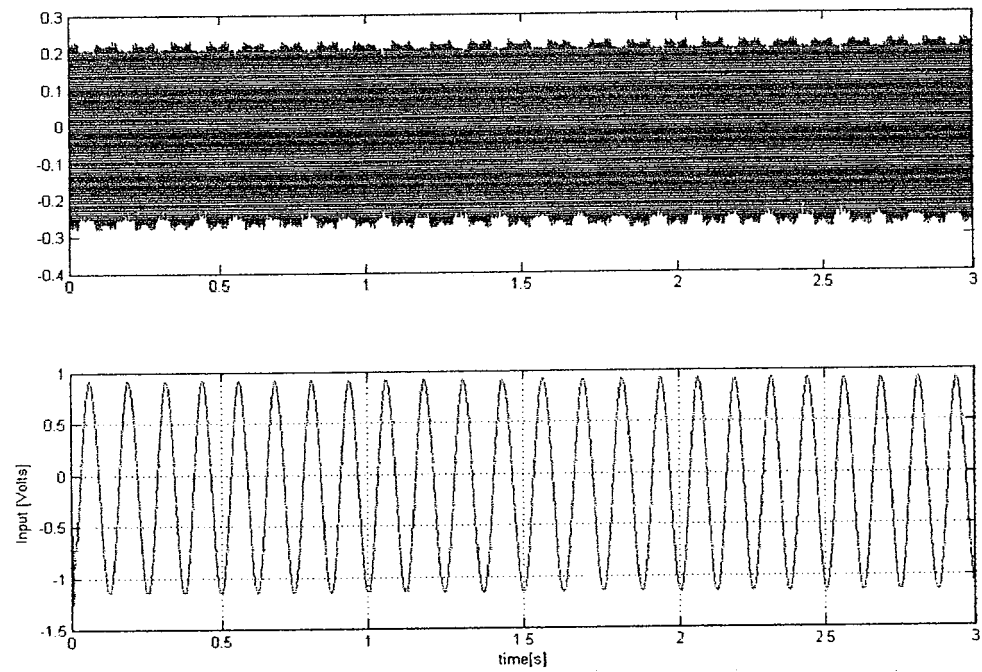
รูปที่ 4.23 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 5 Hz



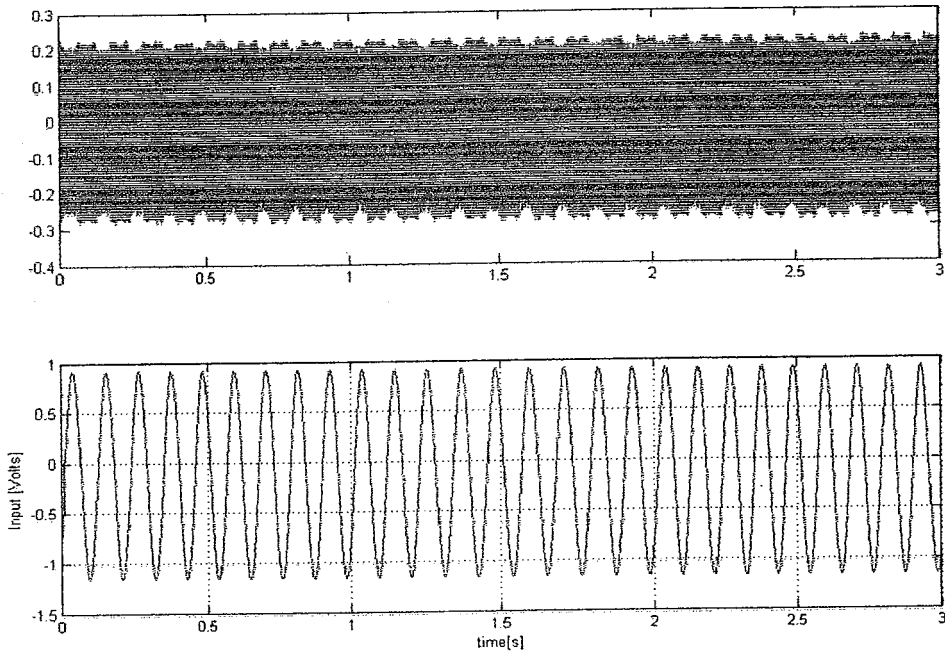
รูปที่ 4.24 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 6 Hz



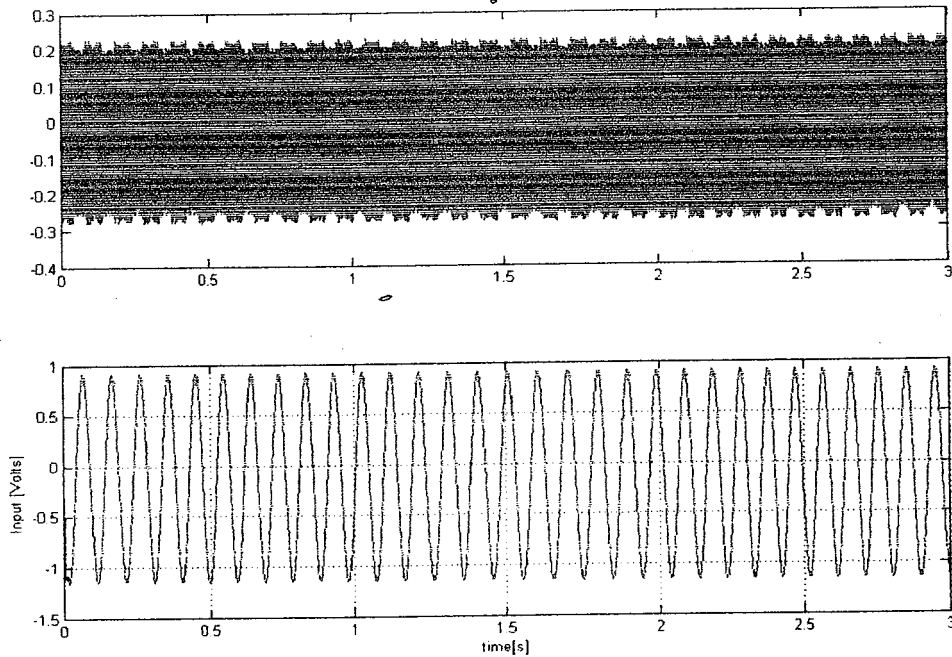
รูปที่ 4.25 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 7 Hz



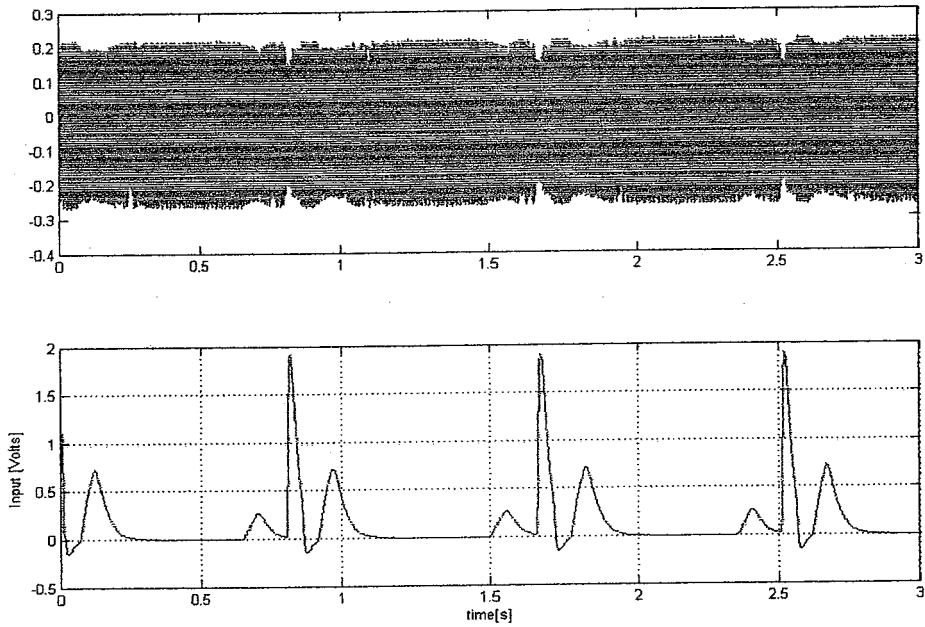
รูปที่ 4.26 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 8 Hz



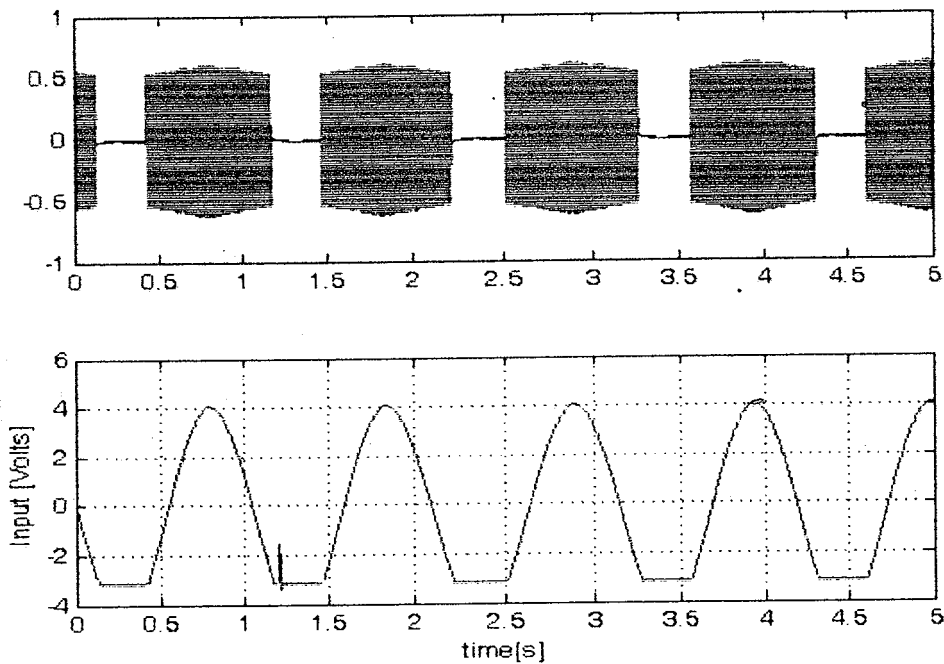
รูปที่ 4.27 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 9 Hz



รูปที่ 4.28 ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 10 Hz



รูปที่ 4.29 ผลที่สัญญาณอินพุต คลื่นไฟฟ้าหัวใจ

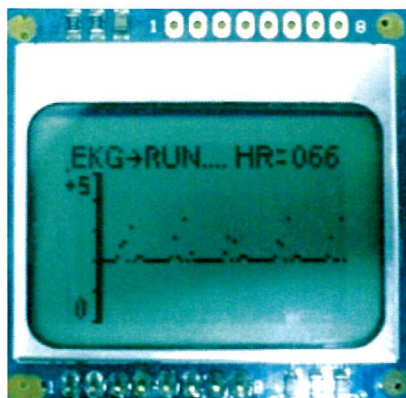


รูปที่ 4.30 ผลการดีมอดคูเลตที่แอมพลิจูดสัญญาณอินพุตเกินช่วงการมอดคูเลต

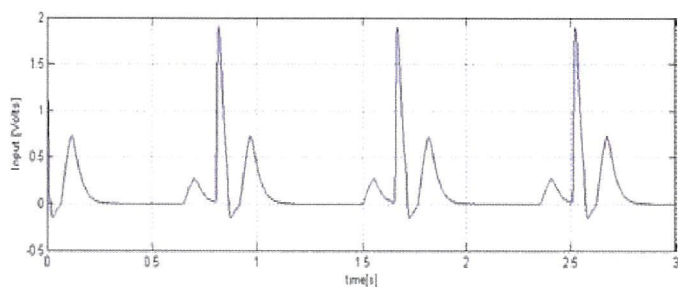
จากกราฟข้างต้นสังเกตได้ว่าสัญญาณถูกตัดไปในซีกลบเนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่าจุดนี้จะไม่สามารถดีมอดสัญญาณได้ซึ่งจะเกิดที่ช่วงของสัญญาณมีความถี่ต่ำมากซึ่งก็คือฝั่งด้านไฟลอบของสัญญาณเห็นได้จากสัญญาณที่มอดคูเลตมาจากด้านบนนั้น ไม่เห็นการเปลี่ยนแปลงความถี่ใน

ช่วงๆหนึ่งสัญญาณจะมีลักษณะเรียบซึ่งในช่วงนี้เมื่อทำการดีมอดคลับจะได้ออกมาเป็นแรงดันที่เท่ากันตลอดช่วง สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มค่าความถี่กลางให้สูงขึ้นจะทำให้ช่วงของไฟด้านลบที่ป้อนเข้าไปโดยไมโครคัตสัญญาณมีค่ามากขึ้น

4.6 การแสดงผลบนหน้าจอ LCD NOKIA 5110 ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ PSOC



รูปที่ 4.31 ได้จากการทดลองบนจอ LCD

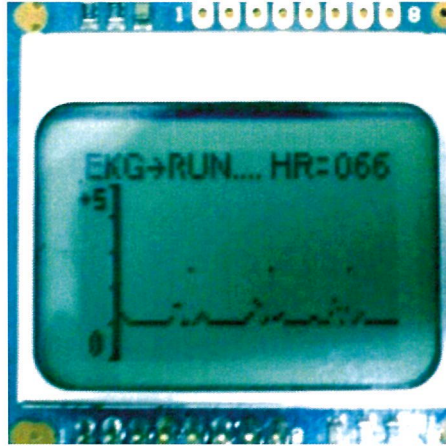


รูปที่ 4.32 ได้จากการโปรแกรม MATLAB



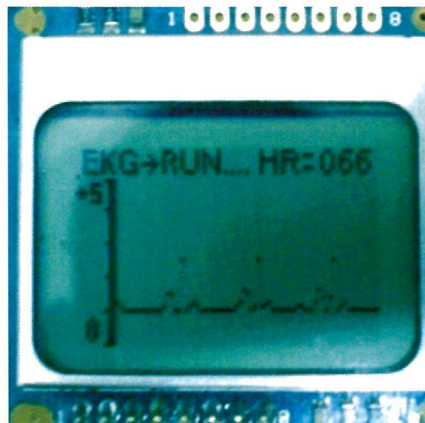
รูปที่ 4.33 ได้จากการทดลองบนจอ LCD วัดเส้นต่อกัน

ผลของการยก DC OFFSET VOLTAGE ระดับต่างๆ



รูปที่ 3.35 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 1 V

Peak = 1.7 V



รูปที่ 3.36 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 2 V

Peak = 1.3 V



รูปที่ 3.37 ปรับค่า DC OFFSET VOLTAGE = 3 V

Peak = 1.1 V



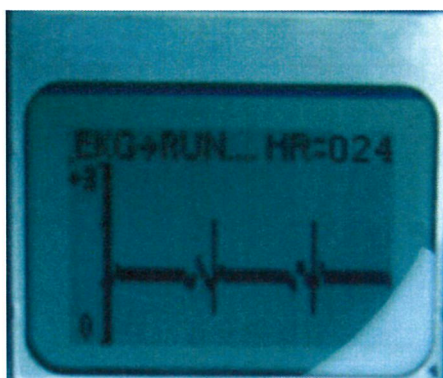
รูปที่ 3.39 แสดงภาพที่กำลังตรวจสอบคลื่นหัวใจและกำลังนับถูลคลื่นหัวใจ



รูปที่ 3.40 รูปภาพหน้าจอที่เกิดจากไม่มีอินพุตเข้าหรือไม่มีคลื่นหัวใจ



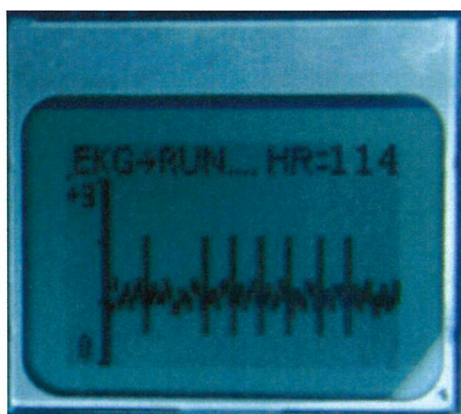
รูปที่ 3.41 รูปภาพที่เกิดจากการนับถูลคลื่นหัวใจที่เต็มเกิน 216 ต่อ 1 นาที



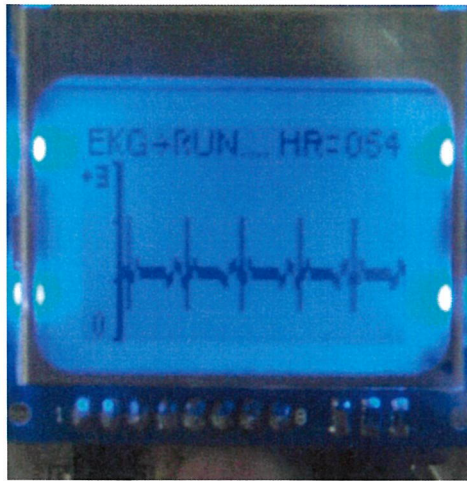
รูปที่ 3.42 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก ECG SIMULATOR ที่ BPM = 30



รูปที่ 3.43 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก ECG SIMULATOR ที่ BPM = 60



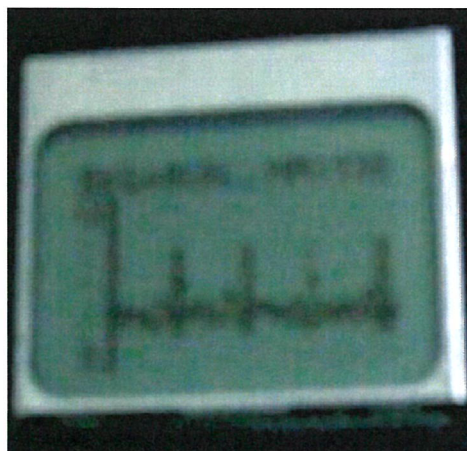
รูปที่ 3.44 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก ECG SIMULATOR ที่ BPM = 120



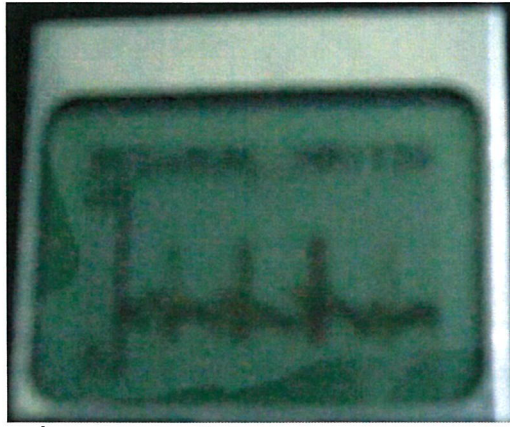
รูปที่ 3.45 รูปภาพที่เกิดจากการวัดจาก ECG SIMULATOR ที่ BPM = 60
และทำการเปิดไฟ BLACK LIGHT



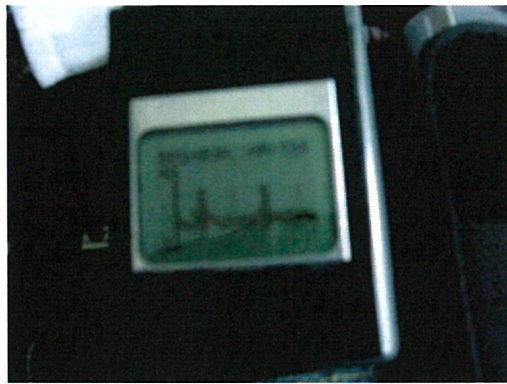
รูปที่ 3.46 รูปภาพที่เกิดจากการผิดพลาดในการส่งข้อมูล ระหว่าง PSoC กับ LCD NOKIA 5110



รูปที่ 3.47 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง



รูปที่ 3.48 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง



รูปที่ 3.49 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง



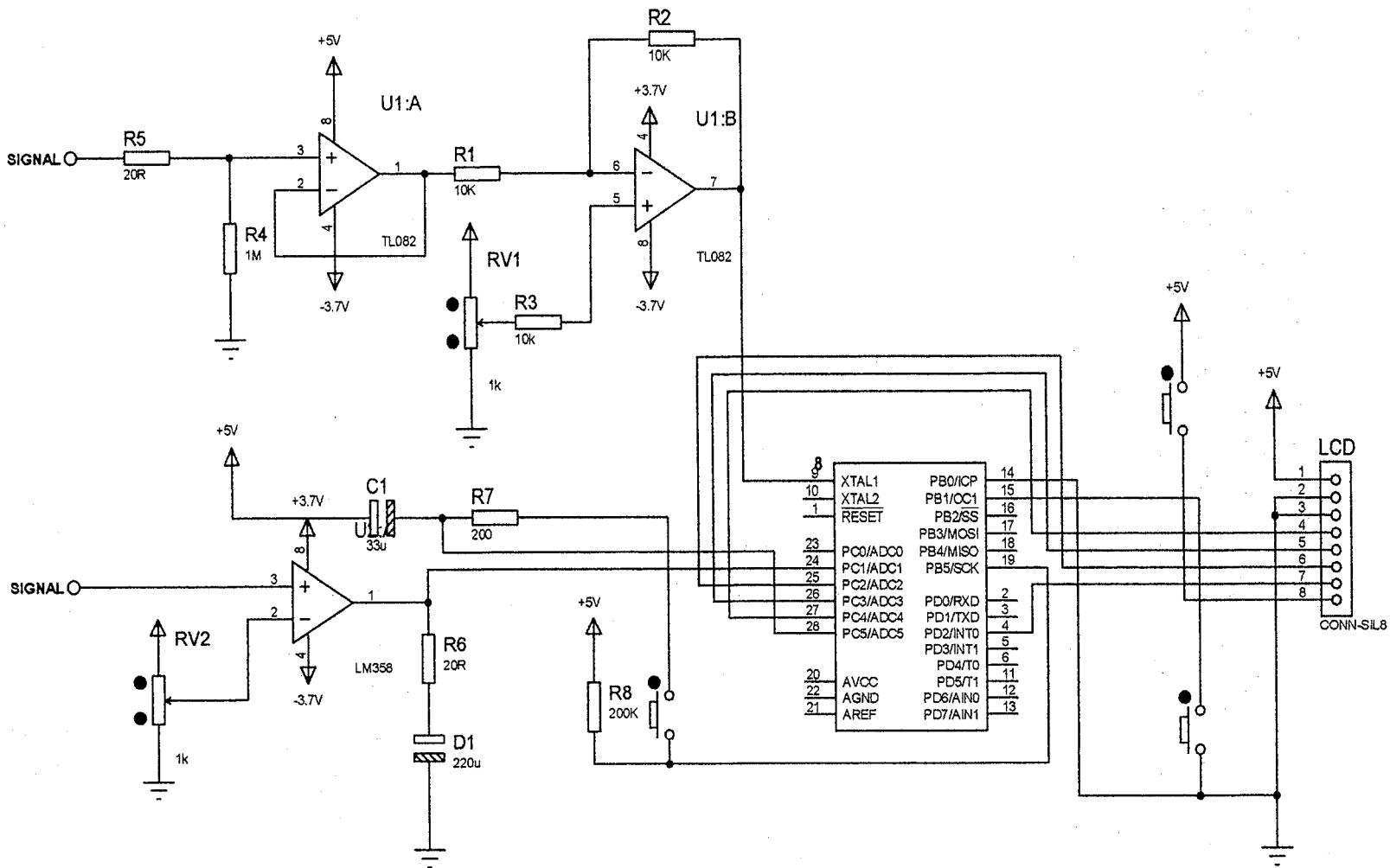
รูปที่ 3.50 รูปภาพที่เกิดจากการวัดต่อใช้งานจริง

ผลการนับพัลส์จกวงจร Comparator ที่ต่อเข้ากับ PSOC

ค่าที่นับพัลส์ได้	ค่าที่แสดงบนจอ	การคำนวณ
0	000	CHECK SIGNAL
1	006	1x6
2	012	2x6
3	018	3x6
4	024	4x6
5	030	5x6
6	036	6x6
7	042	7x6
8	048	8x6
9	054	9x6
10	060	10x6
11	066	11x6
12	072	12x6
13	078	13x6
14	084	14x6
15	090	15x6
16	096	16x6
17	102	17x6
18	108	18x6
19	114	19x6
20	120	20x6
21	126	21x6
22	132	22x6
23	138	23x6
24	144	24x6
25	150	25x6
26	156	26x6
27	162	27x6
28	168	28x6
29	174	29x6
30	180	30x6
31	186	31x6
32	192	32x6
33	198	33x6
34	204	34x6
35	210	35x6
36	216	36x6
>37	OR	NO SIGNAL

ตารางที่ 4.8 การคิดคำนวณอัตราการเต้นของหัวใจและแสดงผล

รูปที่ 3.51 ปรากฏการณ์ของภาคแสดงผล LCD



บทที่ 5

บทสรุป

จากผลการทดลองที่ได้สามารถสรุปผลได้ดังนี้

เครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจในโครงการนี้สิ่งที่สำคัญที่สุดคือ การออกแบบวงจรขยายที่ให้ประสิทธิภาพในการใช้งานได้ดีคือ ขนาดของสัญญาณจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะนำไปใช้ประโยชน์ได้ คือขนาดของสัญญาณจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะนำไปใช้ประโยชน์ได้และสัญญาณรบกวนจะต้องต่ำด้วย ดังนั้นจึงเลือกวงจรขยายแบบ Instrument Amplifier ซึ่งมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ วงจร Differential Amplifier ซึ่งมีคุณสมบัติที่สามารถช่วยลดสัญญาณที่มีลักษณะเดียวกันนั้นคือสามารถลดขนาดของสัญญาณรบกวนให้ลดลงได้และสามารถขยายสัญญาณที่มีความแตกต่างนั้นก็ยังสามารถขยายสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เราต้องการให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ดังจะเห็นได้จากการทดลองเรื่อง วงจร Instrument Amplifier แต่ในทางปฏิบัติจริงนั้น ไม่เพียงแต่การออกแบบวงจรต้องใช้งานได้ดี การออกแบบระบบและการออกแบบลายวงจรก็มีส่วนสำคัญในการลดขนาดของสัญญาณรบกวน

ผลการทดลองวงจรปรับศูนย์อัตโนมัติ จากวงจรถ่ายความต่างมักจะมีศักดาไฟฟ้าออฟเซตถูกขยายมาด้วย จากการทดลองก็คือ หัวใจมีความถี่ต่ำอยู่ในช่วง 0.5 – 200 Hz ดังนั้นจึงทดลองที่ความถี่ 0.5-300 Hz ซึ่งได้ผลการทดลองที่ค่าความถี่ที่ (-3dB) ถูกตัดออฟได้เท่ากับ $1/2\pi RC$ ซึ่งสามารถหาช่วงการทำงานคือจะทำงานได้ดีตั้งแต่ย่าน 1.56 Hz ขึ้นไป

การหาค่า CMRR ในการวัดแรงดันเอาต์พุต ในการป้อนสัญญาณ แบบ Difference Mode และ Common Mode การทดลองนี้ ค่า CMRR มีค่ามากนั้นหมายความว่า สามารถกำจัดสัญญาณในลักษณะ Common mode ได้ดี

ในส่วนของภาคกรองความถี่ถึงแม้ว่าวงจรถ่ายความต่างจะมีคุณสมบัติในการกำจัดสัญญาณรบกวนก็ตาม แต่ก็ยังไม่เพียงพอในการทำงานจริง ทั้งนี้เนื่องจากว่า หากสัญญาณรบกวนมีค่าความถี่เท่ากับความถี่ไฟฟ้าในระบบบ้าน นั่นคือ มีค่าความถี่ 50 Hz วงจรนี้ก็จะไม่สามารถกำจัดสัญญาณรบกวนในช่วงนี้ได้ เนื่องจากว่า วงจรจะทำงานในช่วงความถี่ 0.5 – 200 Hz ดังนั้น จึงต้องมีวงจรที่สามารถกำจัดสัญญาณ รบกวนไม่ให้ความถี่ 50 Hz ผ่านไปได้ แต่ สัญญาณในช่วงทำงานอื่น ผ่านไปได้ นั่นคือ ต้องใช้ วงจรกรองความถี่แบบ วงจรกรองความถี่ต่ำ แบบไม่ให้ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter) ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ความถี่ 0.5 – 200 Hz ผ่านไป ยกเว้นความถี่ที่ 50 Hz

จากผลการทดลองสังเกตได้ว่าเอาต์พุตของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ในลักษณะของสัญญาณ FM Modulation โดยมีความถี่มากขึ้นและลดลงตามแรงดันสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้สามารถนำไปป้อนเป็นอินพุตให้กับซาวนด์การ์ด โดยซาวนด์การ์ดจะทำหน้าที่แปลงจากสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วถอดรูปแบบกลับด้วยการ

โปรแกรมโดยใช้ MATLAB ในการ Simulation คึงสัญญาณกลับ จากนั้นจึงนำสัญญาณสุดท้ายที่ได้ไปแสดงผลสัญญาณความถี่ต่ำก็จะผ่านเข้ายังซาวนด์การ์ดได้โดยสัญญาณที่สังเกตเห็นจากกราฟแสดงผลจะไม่มีผิดรูปจากสัญญาณอินพุตเดิมเมื่อนำมาเปรียบเทียบกันทั้งความถี่และแอมพลิจูดซึ่งจะมีประโยชน์ในการแสดงผลกราฟสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆเป็นแอนะล็อกความถี่ต่ำ โดยผ่านทางช่องรับสัญญาณเสียงไมโครโฟนที่ใช้ได้ดีกับสัญญาณในย่านความถี่เสียงให้มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันแม้เป็นสัญญาณความถี่ต่ำถึงระดับไฟ DC ก็สามารถผ่านเข้าสู่ซาวนด์การ์ดและแสดงผลได้อย่างถูกต้องและชัดเจน

จากการทดลองเรื่องการแสดงผลบนหน้าจอ LCD NOKIA 5110 ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ จากการสังเกตพบว่าในการนับลูกคลื่นหัวใจที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบแรงดันนั้น มีความผิดพลาดจากการนับเล็กน้อย ในช่วงที่ PSOC ทำการสุ่มสัญญาณที่ได้จากวงจร DC OFFSET VOLTAGE นั้นผลปรากฏว่า คลื่นมีขนาดลดลงเมื่อปรับแรงดันเพิ่มขึ้น และในการสุ่มสัญญาณนั้นไม่ละเอียดตามที่ควร จึงทำให้ผลจากการสุ่มออกมาทางหน้าจอ LCD ไม่ต่อเนื่องกันทำให้รูปกราฟที่ออกมาดูลำบาก บางครั้งลูกคลื่นก็จะมี Peak สูงสุด การปรับแรงดัน DC OFFSET ควรอยู่ในย่าน 0-1 V ถึงจะทำให้ได้ลูกคลื่นที่ไม่มีการผิดเพี้ยน ด้วยเหตุนี้จึงมีการทดลองเติมจุดที่ขาดหาย และได้ทำการเก็บค่าที่ Peak ต่ำและสูง แล้วทำการเติมส่วนที่ยังขาด ผลออกมาอยู่ในระดับพอใช้

การเขียนโปรแกรมใน PSOC ทำภาพกราฟฟิคบนจอ LCD ต้องการพื้นที่หน่วยเก็บข้อมูลค่อนข้างเยอะแต่เบอร์ CY8C27443 นั้นมีพื้นที่เก็บข้อมูลน้อยเกินไป จึงทำให้ทำภาพกราฟฟิคได้น้อย และในการส่งข้อมูลให้กับจอ LCD นั้นบางครั้งเกิดความผิดพลาดทำให้ภาพที่ออกทางหน้าจอเกิดความผิดเพี้ยนไป ดังนั้นถ้ามีการพัฒนาในครั้งต่อไปควรใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีขนาดของหน่วยความจำที่มากกว่านี้เพื่อจะแสดงให้เห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้น เพิ่มกราฟที่สวยงามกว่านี้ และในการต่อใช้งานจริงๆ เมื่อผู้วัดมีการเคลื่อนไหว ทำให้อินพุตมีการยกระดับแรงดันเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ภาพที่แสดงบนจอ LCD นั้นเกิดการผิดเพี้ยน จอ LCD NOKIA 5110 ยังมีจุดที่น้อยเกินไปคือ 84X48 และความละเอียดที่ต่ำ ถ้ามีการพัฒนา ควรใช้จอ LCD ที่ มีความละเอียดที่สูงกว่านี้ และมีขนาดใหญ่

บรรณานุกรม

1. ประภากร สุวรรณะ : ระบบอิเล็กทรอนิกส์สื่อสาร เอกสารประกอบการสอน
ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ
2. ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ หลักการไฟฟ้าสื่อสาร สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
กรุงเทพฯ พ.ศ. 2546
3. วัชรินทร์ เคารพ : เรียนรู้และเข้าใจ PSOC Microcontroller สำนักพิมพ์..... กรุงเทพฯ
พ.ศ. 2548
3. www.alldatasheet.com
4. www.google.com
5. www.es.co.th
6. www.sukhothaitc.ac.th/kraisorn/teaching/OP-A.htm

ภาคผนวก

Code Program

```
Fc = 2570 ;  
vcok = 0.135 ;  
Fs = 40000 ;  
samptime = 3 ;  
time = 1/Fs : (1/Fs) : samptime ;  
y = wavrecord (samptime*Fs,Fs,'double') ;  
subplot (2,1,1) , plot (time,y)  
wavplay (y,Fs) ;  
x = (demod(y,Fc,Fs,'fm',vcok)) ;  
cutoff = 100/(Fs/2) ;  
[b,a] = butter(4,cutoff) ;  
xfilt = filter(b,a,x) ;  
subplot (2,1,2) , plot (time,xfilt)  
grid  
xlabel ('time [s]')  
ylabel ('input [volts]')
```

Program PSoC

```

/-----
// C main line
//-----
#include <m8c.h>    // part specific constants and macros
#include "PSoC_API.h" // PSoC API definitions for all User Modules
#include "stdlib.h"
#include "ioport.h"
#include "delay.h"
#include "EKG_RUN_HR.h"
#include "INPUT_AND_SHOW_HR.h"
#include "put_point.h"
#include "check_signal.h"
#include "peak_to_peak.h"
#include "adcinc12_1.h"

#pragma interrupt_handler PSoC_interrupt           // GPIO
Interrupt Service Handler Definition in C
void PSoC_interrupt(void);
int iADCDData=0;
char LowByte_ADC,HiByte_ADC;
int period=0;
int A=0,B=0;
int v0=100; int v1=50; int v2=70; int v3=0; int v4=60; int v5=73; int v6=7; int v7=98;int v8=223;
int v9=45; int v10=54; int v11=0; int v12=0; int v13=0; int v14=0; int v15=0; int v16=0;
int v17=0;int v18=0;int v19=0;int v20=0; int v21=0; int v22=0; int v23=0; int v24=0;
int v25=0; int v26=0; int v27=0; int v28=0; int v29=0; int v30=0; int v31=0; int v32=0;
int v33=0; int v34=0; int v35=0; int v36=0; int v37=0; int v38=0; int v39=0; int v40=0;
int v41=0; int v42=0; int v43=0; int v44=0; int v45=0; int v46=0; int v47=0; int v48=0;
int v49=0; int v50=0; int v51=0; int v52=0; int v53=0; int v54=0; int v55=0; int v56=0;
int v57=0; int v58=0; int v59=0; int v60=0; int v61=0; int v62=0; int v63=0; int v64=0;
int v65=0; int v66=0; int v67=0; int v68=0; int v69=0; int v70=0; int v71=0; int v72=0;

```

```

int v73=0;
void main()
{
    int a;
    ADCINC12_1_Start(ADCINC12_1_HIGHPOWER);
    M8C_EnableIntMask(INT_MSK0, INT_MSK0_GPIO);
    M8C_EnableGInt;
    SetBit0_6; //RESET Port
    SPIM_1_Start(SPIM_1_SPIM_MODE_0|SPIM_1_SPIM_MSB_FIRST);
    initial_LCD 0;
    =check_signal 0;
    Delay1mS(10000); //...wait 10 min
    M8C_DisableGInt;
    peak_to_peak();
    EKG_RUN_HR 0;
    INPUT_AND_SHOW_HR (period); // 36-150 Hr/min ...(period x 6 = show HR )
    Delay1mS(10); // 10 min
    SPIM_1_Stop0;
    if((period>=2)&&(period<=25))//2
    {
        M8C_EnableGInt;
        Delay1mS(10);
        peak_to_peak();
        Delay1mS(1);
        ADCINC12_1_GetSamples(4096);
        EKG_RUN_HR 0;

        //-----
        while(1)
        {
            ADCINC12_1_ClearFlag0; //wait for valid data
            while(0 == ADCINC12_1_flsData0);

```

ขั้นตอนการใช้งานชุดแสดงผล จอ LCD NOKIA 5110

1. ทำการติดตั้งชุดจอแสดงผล LCD NOKIA 5110 เสียบกับชุดบันทึกสัญญาณ ECG โดยผ่านPort DB9
2. ทำการกด SW.RESET หนึ่งครั้ง สังเกต LED จะแสดงสถานะ การเต้นของหัวใจ ด้านข้าง หากเดินไม่เป็นจังหวะ ให้ปรับค่าตัวต้านทานที่อยู่ด้านข้างควรปรับให้ LED กระพริบที่สม่ำเสมอ ไม่ควรปรับให้กระพริบติดต่อกัน
3. ทำการกด SW.RESET อีกครั้ง
4. เมื่อต้องการดูรูปสัญญาณให้ชัดเจน สามารถกด SW.PAUSE เพื่อให้รูปสัญญาณหยุดเคลื่อนที่ 2 วินาที
5. หากต้องการใช้ในที่มืดมีแสงสว่างน้อย สามารถกด SW.BL (BLACK LIGHT) เพื่อเพิ่มแสงสว่างในการมองเห็นได้