

เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

ECG MONITOR



โดย

นายพนพจน์ ควงดี

นายสรารุช นุตลักษณ์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42718
วัน, เดือน, ปี- 7 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ
ECG MONITOR



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543


ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

จัดทำโดย

1. นายพนพนธ์ ควงคี
2. นายสรารุช นุตถักษณ์

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ผศ. ดร. สุริยถน สมควรพานิชย์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบฟอร์มรับรองความพร้อมในการสอบ

ปริญญานิพนธ์เรื่อง เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

ECG Monitor

จัดทำโดย

1. นายพนพนธ์ ดวงดี
2. นายสรารุช นุตลักษณ์

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ผศ. ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

นพพนธ์ ดวงดี

สราวุธ นุตถักยณ์

ศศ.ดร.สุริภณ สมควรพาณิชย์

ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณหัวใจ เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณหัวใจที่มีขนาดเล็ก และมีความถี่ต่ำ ให้มีขนาดที่เหมาะสม เพื่อป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล เพื่อใช้เป็นส่วนประมวลผล โดยส่งทางพอร์ตขนานให้กับคอมพิวเตอร์ทำหน้าที่แสดงผลรูปสัญญาณหัวใจบนจอมอนิเตอร์โดยโปรแกรมเคลฟ 5.0

ECG MONITOR

Nopphon Daungdee

Sarawut Nuttaluk

Asst.Prof.Dr. Suriphon Somkaunphanit

Education Year 2000

ABSTRACT

This thesis to the study of constructing an ECG monitor is contains ECG amplifier circuit use for amplify ECG, which has small amplitude and low frequency to suitable amplitude for analog to digital converter to convert from analog signal to digital signal use to a processing part, by send parallel port to computer, which has function display ECG signal on monitor by delphi 5.0

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูปภาพ	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับการทำงานของหัวใจ	3
2.1 คุณสมบัติการทำงานของหัวใจ	3
2.2 ลักษณะการทำงานของหัวใจ	5
2.3 การศึกษาความหมายและรูปร่างของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	8
2.4 การวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจ	9
2.5 ความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ	10
2.6 การตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	25
2.7 ความปลอดภัยของร่างกายต่อกระแสไฟฟ้า	27
บทที่ 3 ลักษณะพื้นฐานและวงจรพื้นฐานของเครื่องมือวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	31
3.1 ระบบของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	31
3.2 สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการตรวจวัดสัญญาณ	31
3.3 คุณสมบัติของเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการวัดสัญญาณ	32
3.4 วงจรขยายที่ใช้ในทางชีววิทยา	34
3.5 วงจรพื้นฐานของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	39
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ	48
4.1 การออกแบบและสร้างภาคขยายคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (ECG Amplifier)	48
4.2 การคำนวณค่าต่าง ๆ ภายในวงจรของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	54
4.3 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล	56
4.4 การออกแบบซอฟต์แวร์ ควบคุมการแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์	58
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2 ผลของวงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	63
5.3 การทดลองวงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	64
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง	68
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การกระจายกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของกล้ามเนื้อหัวใจ	3
รูปที่ 2.2 ระบบสื่อทำให้เกิดคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ	4
รูปที่ 2.3 ภาพตัดขวางของส่วนต่างๆ ของหัวใจ	5
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ของการทำงานของหัวใจกับการเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ	7
รูปที่ 2.5 รายละเอียดของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจในทีปกติ	8
รูปที่ 2.6 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่มีจังหวะการเดินเป็นปกติ	10
รูปที่ 2.7 Sinus arrhythmia	11
รูปที่ 2.8 Wandering pacemaker	12
รูปที่ 2.9 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่มี premature beats เกิดขึ้น	12
รูปที่ 2.10 Atrial Premature contraction	13
รูปที่ 2.11 AV Nodal premature contraction	13
รูปที่ 2.12 Premature ventricular contraction	14
รูปที่ 2.13 เปรียบเทียบสัญญาณ QRS ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจปกติกับสัญญาณที่เกิด PVC	14
รูปที่ 2.14 ลักษณะของ compensatory pause หลังจากเกิด PVC	15
รูปที่ 2.15 Interpolated PVC	15
รูปที่ 2.16 Bigeminy	16
รูปที่ 2.17 Trigeminy	16
รูปที่ 2.18 Run of n. PVC	16
รูปที่ 2.19 Multifocal PVC	17
รูปที่ 2.20 R-on-T Phenomenon	17
รูปที่ 2.21 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิด Escape beat ขึ้น	18
รูปที่ 2.22 Atrial escape	18
รูปที่ 2.23 AV Nodal escape	19
รูปที่ 2.24 Ventricular escape	19
รูปที่ 2.25 Rapid rhythm	20
รูปที่ 2.26 SA block	21
รูปที่ 2.27 First degree block	22

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.28 2 : 1 และ 3 : 1 AV block	22
รูปที่ 2.29 Wenckebach phenomenon (Mobitz I)	23
รูปที่ 2.30 Mobitz II	23
รูปที่ 2.31 Third degree AV block (complete AV block)	24
รูปที่ 2.32 ลักษณะการปิดกั้นการนำไฟฟ้าบริเวณ bundle branch	24
รูปที่ 2.33 ลักษณะของสัญญาณ QRS รวมที่เกิด bundle branch ที่แยกเป็น 2 ส่วน	25
รูปที่ 2.34 ลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิด bundle branch block	25
รูปที่ 2.35 แสดงวิธีวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบไบโพลาร์ ลิมบ์ลีด (Bipolar Limb Lead)	26
รูปที่ 2.36 แสดงวิธีวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบยูนิโพลาร์ลิมบ์ลีด (Unipolar Limb Lead)	26
รูปที่ 2.37 กราฟของกระแสและความถี่ ซึ่งผู้ป่วยชายประมาณครึ่งหนึ่งของผู้ที่ทำการทดลอง ไม่สามารถควบคุมมือให้ปล่อยอิเล็กโทรดได้	28
รูปที่ 3.1 จุดต่อของสัญญาณเข้า (input) และสัญญาณออก (output) ของวงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier)	36
รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณผลต่างอย่างง่าย	39
รูปที่ 3.3 ลักษณะพื้นฐานของวงจรมัฟเฟออร์	41
รูปที่ 3.4 วงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)	42
รูปที่ 3.5 วงจรที่ใช้เป็นจุดอ้างอิงจากร่างกาย	42
รูปที่ 3.6 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบซาเลน - คีย์ (Sallen - key)	43
รูปที่ 3.7 ก) ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่ ข) ลักษณะของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่อย่างง่าย ค) ลักษณะของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้	44 44 44
รูปที่ 3.8 ตัวอย่างของอุปกรณ์แยกสัญญาณ ที่นิยมใช้โดยทั่วไป	45
รูปที่ 3.9 การทำงานของไดโอดเปล่งแสงแบบอินฟราเรด (infrared LED)	46
รูปที่ 3.10 ลักษณะของทรานซิสเตอร์รับแสง (Photo transistor)	46
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ	48
รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมของภาคขยายคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ	48
รูปที่ 4.3 วงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชันและวงจร RL driven	49

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	50
รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	51
รูปที่ 4.6 วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้	51
รูปที่ 4.7 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง	52
รูปที่ 4.8 วงจร Pulse-Width Modulator	52
รูปที่ 4.9 การเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยการมอดูเลตแบบ PWM	53
รูปที่ 4.10 วงจรคีมอดูเลเตอร์	53
รูปที่ 4.11 วงจรขยายและปรับระดับสัญญาณ	54
รูปที่ 4.12 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล	57
รูปที่ 4.13 ลักษณะความสัมพันธ์ของการอ่านและเขียนข้อมูล กับการกำหนดค่าของ MSBF บิต	58
รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบส่วนแสดงผล	59
รูปที่ 4.15 หน้าจอแสดงผล	59
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์	61
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	62
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลการตอบสนองของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่	63
รูปที่ 5.4 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นจากวงจร พัลส์ วิตช์ มอดูเลต	63
รูปที่ 5.5 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ ก่อนเข้าวงจรมอดูเลต	64
รูปที่ 5.6 ลักษณะของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต	65
รูปที่ 5.7 ลักษณะของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรแยกสัญญาณ	65
รูปที่ 5.8 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ หลังผ่านวงจร คี-มอดูเลต	66
รูปที่ 5.9 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ หลังผ่านวงจร ขยายและปรับระดับ	67
รูปที่ 5.10 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ที่แสดงบนจอคอมพิวเตอร์	67

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 5.1 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์	60
ตารางที่ 5.2 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	61
ตารางที่ 5.3 ผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่	62



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ตั้งแต่อดีตอัตราการเสียชีวิตที่เกิดจากโรคมะเร็งไข้เจ็บและอุบัติเหตุเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้คนเสียชีวิตเป็นจำนวนมาก เพราะขาดเครื่องมือและอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ดีประสิทธิภาพในการรักษาพยาบาล แต่ในปัจจุบันวิวัฒนาการทางการแพทย์เจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วทำให้มีเครื่องมือทางการแพทย์ที่สร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีใหม่ ๆ เข้ามาช่วยทำให้ประสิทธิภาพในการรักษาพยาบาลดีขึ้น ทำให้มีผู้ป่วยมีอัตราการเสียชีวิตลดลง แต่ก็ยังอยู่ในอัตราที่สูงอยู่เพราะ โรงพยาบาลมีเครื่องมือและอุปกรณ์ในการรักษาพยาบาลไม่เพียงพอ เนื่องจากเครื่องมือและอุปกรณ์ทางการแพทย์ส่วนใหญ่มีราคาค่อนข้างแพง และต้องสั่งซื้อนำเข้ามาจากต่างประเทศ ทั้งที่ในความเป็นจริงแล้วคนไทยก็มีความรู้ความสามารถที่จะสร้างเครื่องมือทางการแพทย์ที่ดีและสามารถนำไปใช้ในโรงพยาบาลต่าง ๆ ได้ ซึ่งราคาของเครื่องมือนี้อาจมีราคาถูกกว่าของต่างประเทศ ในขณะที่คุณภาพของเครื่องมือทางการแพทย์นี้อาจมีคุณภาพใกล้เคียงกัน

เครื่องแสดงสัญญาณหัวใจที่สร้างขึ้นมานี้เป็นเครื่องมือทางการแพทย์ชิ้นหนึ่งที่จะช่วยให้แพทย์สามารถวิเคราะห์อาการป่วยของคนไข้ได้ ทำให้การรักษาเป็นไปได้อย่างรวดเร็วโดยเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจนี้จะเป็นการแสดงสัญญาณคลื่นหัวใจด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาลักษณะของคลื่นหัวใจและความผิดปกติของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
2. เพื่อออกแบบและสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจโดยแสดงผลด้วยคอมพิวเตอร์(PC)
3. เพื่อสร้างเครื่องมือแพทย์ที่มีราคาถูกและสามารถใช้งานได้จริง

1.3 เนื้อหาของโครงการ

ในการสร้างโครงการนี้มีเนื้อหาต่างๆที่สำคัญ ซึ่งได้แยกไว้เป็นบท ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีเกี่ยวกับการทำงานของหัวใจ การเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การศึกษารูปร่างของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ การวิเคราะห์ห้คลื่นไฟฟ้าหัวใจ ความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ การตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ และการป้องกันอันตรายจากกระแสไฟฟ้า

บทที่ 3 กล่าวถึงลักษณะพื้นฐานและวงจรพื้นฐานของเครื่องมือวัดสัญญาณคลื่นหัวใจ ระบบของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ คุณสมบัติของเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการวัดสัญญาณ

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและการสร้างของเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ ซึ่งจะเป็นรายละเอียดในการสร้างภาคต่าง ๆ ที่ประกอบกันเป็นวงจรขยายสัญญาณหัวใจและส่วนที่ใช้ในการแสดงผลทางคอมพิวเตอร์

บทที่ 5 เป็นการทดลองวงจรต่างๆที่ได้ออกแบบมา

บทที่ 6 สรุปผลการทดลองที่ได้ทำการทดลองในบทที่ 5

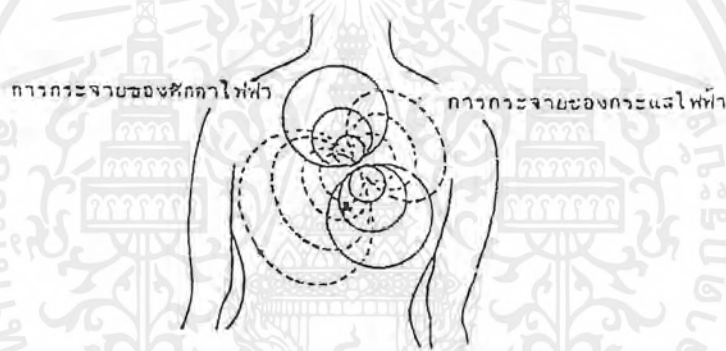


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับการทำงานของหัวใจ

หัวใจเป็นอวัยวะที่สำคัญมากที่สุดอย่างหนึ่งของร่างกายทำหน้าที่สูบฉีดโลหิตให้หมุนเวียนไปทั่วร่างกายโดยที่การหดตัวและพองตัวของหัวใจเพื่อส่งโลหิตไปทั่วร่างกายนั้นจะถูกควบคุมการทำงานด้วยกล้ามเนื้อพิเศษที่เรียกว่า กล้ามเนื้อหัวใจ (Myocardium) การหดตัวและพองตัวดังกล่าวนี้ทำให้เกิดศักดาไฟฟ้า (electric potential) กระจายไปสู่ส่วนต่าง ๆ ของร่างกาย ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การกระจายกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของกล้ามเนื้อหัวใจ

2.1 คุณสมบัติการทำงานของหัวใจ

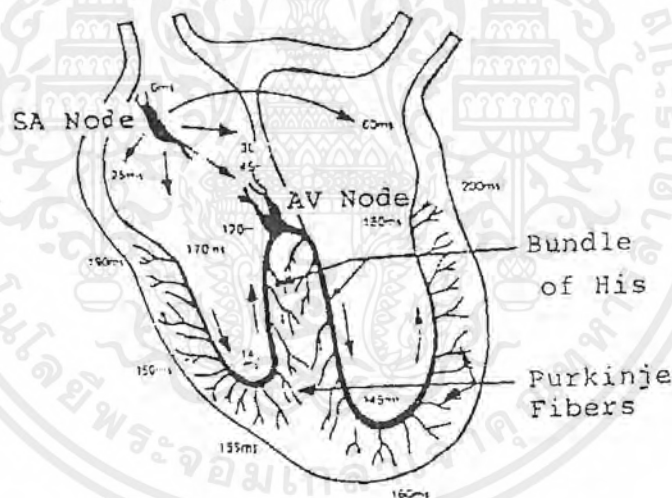
หัวใจมีคุณสมบัติหลายอย่างซึ่งเป็นลักษณะพิเศษดังต่อไปนี้

2.1.1 กล้ามเนื้อหัวใจสามารถทำงานได้ด้วยตนเอง (Automatically) เนื่องจากมีศักดาไฟฟ้าทำงาน (Action Potential)

2.1.2 การทำงานมีความต่อเนื่อง (Contractility) คุณสมบัติเช่นนี้เป็นลักษณะธรรมชาติของกล้ามเนื้อหัวใจ การบีบตัวของหัวใจเรียกว่า ซิสโตล (Systole) และการคลายตัวเรียกว่าไดแอสโตล (Diastole) แล้วตามด้วยระยะพัก การทำงานครบวงจร เช่นนี้เรียกว่า วงจรการทำงานของหัวใจ (Cardiac Cycle)

2.1.3 มีระบบสื่อ นำ (Conductivity) ซึ่งเป็นเนื้อเยื่อที่มีคุณสมบัติอยู่ระหว่างคุณสมบัติของกล้ามเนื้อและประสาท ทำหน้าที่นำคำสั่งไปยังส่วนต่าง ๆ ของหัวใจ เพื่อให้การทำงานเป็นจังหวะและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พร้อมเพรียงกัน ถึงแม้ว่ากล้ามเนื้อหัวใจจะทำงานได้เอง แต่ในร่างกายจะต้องมีระบบสื่อนำเป็นตัวเริ่มทำให้เกิดพลังประสาท ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบสื่อนำที่กล่าวนี้ ประกอบด้วยกลุ่มเซลล์อยู่ที่บริเวณหัวใจห้องบนขวา (Right Atrium) ใกล้กับรูเปิดของหลอดเลือดซูปิเรียเวนาคาวา (Superior Vena Cava) เรียกว่า ไฮโน - เอเทรียล โหนด (Sino - atrial Node : S - A Node) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไฟฟ้ากระตุ้นเพื่อให้เกิดการบีบตัวของหัวใจห้องบนและนำคลื่นไฟฟ้าส่งต่อไปยังกลุ่มเซลล์ที่บริเวณส่วนบนของหัวใจห้องล่างขวา (Right Ventricle) เรียกว่า เอเทรียโอเวนตริคูลาร์ โหนด (Atrioventricular Node : A - V Node) โดยที่กลุ่มเซลล์นี้มีส่วนของเนื้อเยื่อที่เรียกว่า บันเดิลออฟฮิส (Bundle of His) และส่วนของเส้นใยพิเศษเรียกว่า เพอร์คินจ์ (Purkinje Fibers) ทำหน้าที่เป็นสื่อนำสัญญาณจากกลุ่มเซลล์ที่บริเวณส่วนบนของหัวใจห้องล่างขวาผ่านไปยังกล้ามเนื้อหัวใจห้องล่าง ระบบสื่อนำตั้งแต่กลุ่มเซลล์ที่บริเวณส่วนบนของหัวใจห้องล่างขวาลงมาเรียกว่า ระบบเพอร์คินจ์ (Purkinje 's System)

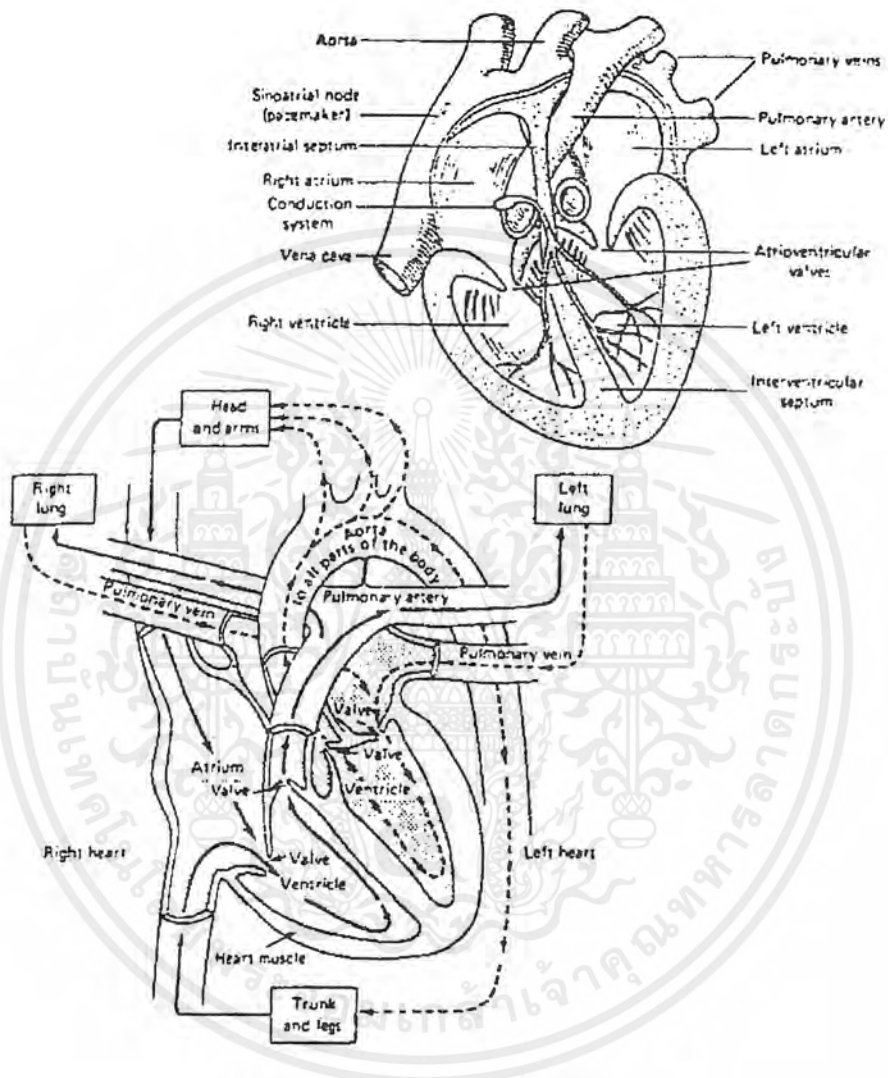


รูปที่ 2.2 ระบบสื่อนำให้เกิดคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ

2.1.4 กล้ามเนื้อหัวใจมีระยะไดอาน ในระยะบีบตัวกล้ามเนื้อหัวใจยังอยู่ในภาวะดีโพลาไรซ์ (Depolarization) ซึ่งเป็นระยะแรกที่เซลล์กล้ามเนื้อหัวใจถูกกระตุ้นและรีโพลาไรซ์ (Repolarization) เป็นช่วงที่กลับคืนสู่สภาวะปกติ จึงยังไม่สนองต่อการกระตุ้น ระยะนี้เรียกว่า ระยะแอบโซลูทรีแฟรคทอรี (Absolute Refractory Period) ซึ่งใช้เวลาประมาณ 0.25 วินาที แต่ต่อมาในระยะต้นของการคลายตัวนั้น กล้ามเนื้อหัวใจมีการสนองต่อการกระตุ้น (Excitability) มากขึ้น แต่ก็ยังคงอยู่ ต้องทำการกระตุ้นด้วยตัวกระตุ้นที่แรงมากพอจึงสามารถตอบสนองได้ เรียก ระยะนี้ว่า ระยะรีเลทีฟรีแฟรคทอรี (Relative Refractory Period) ซึ่งใช้เวลาประมาณ 0.05 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ลักษณะการทำงานของหัวใจ



รูปที่ 2.3 ภาพตัดขวางของส่วนต่างๆ ของหัวใจ

หัวใจเป็นอวัยวะที่มีความสำคัญมากที่สุดของร่างกาย มีการทำงานและส่วนที่สำคัญดังที่จะกล่าวนี้ หัวใจของคนจะมีขนาดเท่ากับกำปั้นของเจ้าของ ทำหน้าที่คล้าย ๆ กับปั๊มน้ำที่คอยปั๊มเลือดให้ไหลไปตามส่วนต่าง ๆ ของร่างกาย ผ่านไปทางหลอดเลือดต่าง ๆ ไปจนถึงเส้นเลือดฝอยเพื่อที่จะให้โลหิตเหล่านี้หล่อเลี้ยงเซลล์ต่าง ๆ ของร่างกายซึ่งรวมทั้งเซลล์ของกล้ามเนื้อหัวใจด้วย ตำแหน่งของหัวใจนั้นจะอยู่ที่ข้างในทรวงอกอยู่เหนือกระบังลมและค่อนมาทางซ้ายของหน้าอกภายในหัวใจจะแบ่งออกเป็นสี่ห้อง มีผนังกันระหว่างซีกซ้ายและขวาเรียกว่า เซปตัม(septum) โดยห้องของหัวใจ

ที่อยู่ทางด้านขวาจะทำหน้าที่รับโลหิตดำจากส่วนต่าง ๆ ของร่างกาย และการบีบตัวของกล้ามเนื้อหัวใจจะส่งโลหิตดำไปยังปอดเพื่อที่จะแลกเปลี่ยนก๊าซออกซิเจนในเนื้อเยื่อและปอด และจะนำโลหิตแดงที่มีออกซิเจนไปเลี้ยงส่วนต่าง ๆ ของร่างกาย

เอกสารนี้ส่งเนื้อหาสาระที่สมบูรณ์แก่ผู้อ่านและผู้เขียนในเนื้อหาสาระที่ได้อ่านและเขียนนี้ ขอขอบคุณผู้จัดทำเอกสารนี้เป็นอย่างสูง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวใจ เพื่อส่งโลหิตออกไปจะกระทำพร้อม ๆ กันทั้งซีกขวาและซีกซ้าย เราเรียกหัวใจห้องบนว่า เอเทรียม (atrium) และหัวใจห้องล่างว่า เวนทริเคิล (ventricle) โลหิตดำจากร่างกายจะไหลกลับเข้าสู่หัวใจทางหลอดเลือดดำใหญ่ที่ชื่อซูปิเรีย เวนา คาวา (superior vena cava) และอินฟีเรีย เวนา

คาวา (inferior vena cava) เข้าสู่หัวใจห้องบนขวา โลหิตแดงที่ได้รับออกซิเจนจากปอดแล้วจะไหลเข้าสู่หัวใจ โดยเข้าทางหลอดเลือดแดงปัลโมนารี (pulmonary veins) เข้าสู่ห้องบนซ้าย หัวใจห้องบนทั้งซ้ายและขวาจะบีบตัวส่งโลหิตไปยังหัวใจห้องล่างซึ่งมีลิ้นหัวใจกั้นอยู่ หลังจากที่หัวใจห้องบนหดตัวส่งโลหิตลงมายังหัวใจห้องล่างเรียบร้อยแล้ว หัวใจห้องล่างก็จะหดตัวส่งโลหิตออกไปพร้อมกันทั้งซ้ายและขวา โดยที่หัวใจห้องล่างขวาจะส่งโลหิตดำไปยังปอดเพื่อรับออกซิเจน โดยผ่านหลอดเลือดดำใหญ่ปัลโมนารี อาเทอร์รี่ (pulmonary artery) และหัวใจห้องล่างซ้ายจะส่งโลหิตไปเลี้ยงร่างกาย โดยผ่านหลอดเลือดแดงใหญ่เออคาร์ (aorta) ดังรูปที่ 2.3

การทำงานของหัวใจแบ่งได้เป็นช่วงจังหวะต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ช่วงที่การบีบตัวส่งเลือดออกไปของหัวใจสิ้นสุดลง และกำลังรอจังหวะการบีบตัวครั้งต่อไป ช่วงนี้เป็นช่วงที่เลือดไหลเข้าสู่หัวใจ สภาพหัวใจขณะนี้จะถือว่าเป็นสภาวะพัก (Resting State) ของหัวใจ

2. เป็นช่วงที่เกิดขึ้นหลังจากระยะพักเสร็จสิ้นลง ในช่วงนี้หัวใจห้องบน (Atrial) เริ่มหดตัวทำให้ความดันภายในหัวใจห้องบนเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และด้วยความดันนี้จะทำให้เลือดไหลจากหัวใจห้องบนเข้าสู่หัวใจห้องล่าง (Ventricle)

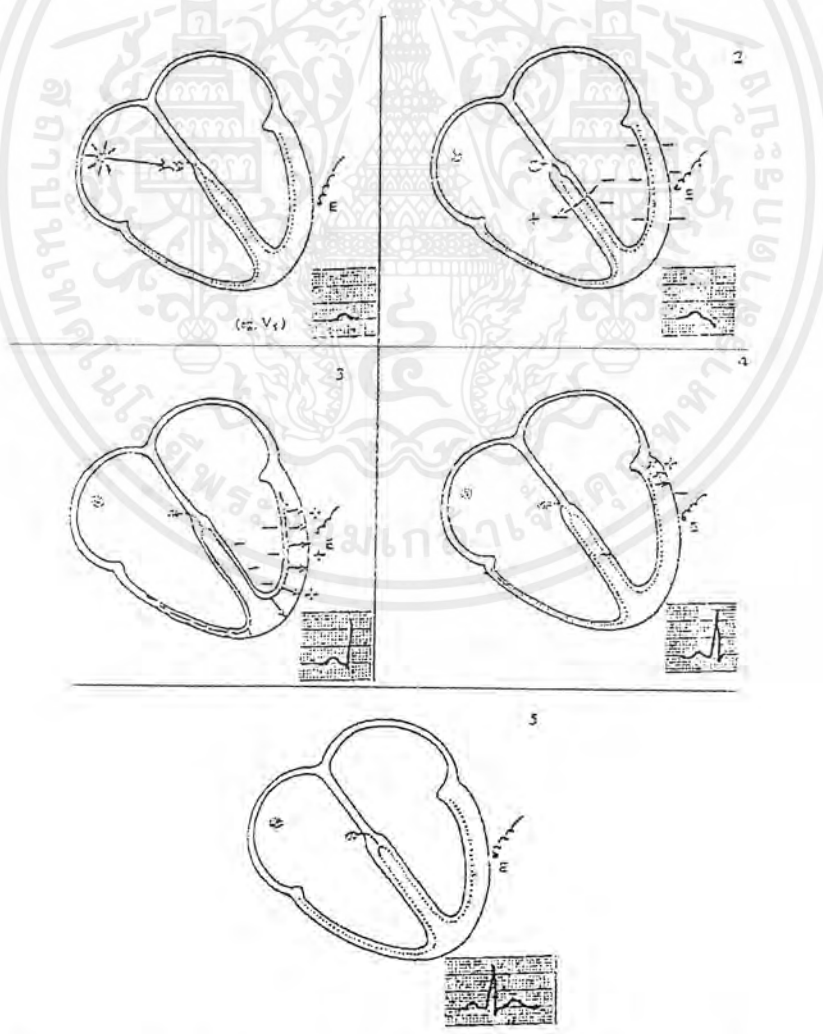
3. เมื่อความดันในหัวใจห้องล่าง เพิ่มมากขึ้นจะทำให้วาล์วที่กั้นระหว่างหัวใจห้องบนกับห้องล่างทั้งด้านขวา (Triaspid valve) และ ด้านซ้าย (Mitral valve) ปิด ดังนั้นปริมาตรของหัวใจห้องล่างจะไม่เปลี่ยนแปลง ในขณะที่หัวใจห้องล่างเริ่มหดตัวนั้นความดันในเส้นเลือดดำจากหัวใจห้องบนขวา (pulmonary artery) เท่ากับ 7 มิลลิเมตรปรอท ขณะที่ในเส้นเลือดแดงใหญ่ซึ่งนำเลือดจากหัวใจห้องล่างซ้ายส่งไปยังร่างกายมีความดันเท่ากับ 80 มิลลิเมตรปรอท ลิ้นปิด - เปิดของเส้นเลือดแดงใหญ่ (Aorta valve) และเส้นเลือดดำใหญ่ (Pulmonary valve) จะปิดอยู่นจนกระทั่งความดันเพิ่มขึ้นจนเพียงพอ

4. เมื่อความดันในหัวใจห้องล่างซ้ายเพิ่มขึ้นจนมากกว่าความดันในเส้นเลือดแดงใหญ่ ลิ้นหัวใจของเส้นเลือดแดงใหญ่จะเปิด และหัวใจห้องล่างซ้ายจะสูบฉีดเลือดผ่านเส้นเลือดแดงใหญ่เข้าสู่ระบบไปเลี้ยงร่างกาย ความดันจะขึ้นถึงจุดสูงสุดประมาณ 125 มิลลิเมตรปรอท หลังจากเลือดส่วนใหญ่ถูกขับออกไปสู่ร่างกายแล้ว กล้ามเนื้อของหัวใจห้องล่างซ้ายจะหดลง ความดันในหัวใจห้องล่างและในเส้นเลือดแดงใหญ่จะเริ่มตกลง

5. เมื่อความดันในหัวใจห้องล่างตกลงจนถึงค่าหนึ่ง ความดันในเส้นเลือดแดงใหญ่และเส้นเลือดดำใหญ่จะมากกว่าความดันในหัวใจ (Chambers) ถิ่นปิด - เปิดของหลอดเลือดแดงและหลอดเลือดดำจะปิด ที่จุดนี้การสูบฉีดเลือดออกจากหัวใจจะหยุดลงขณะที่หัวใจห้องล่างกำลังพองตัว ความดันจะยังคงตกลงเรื่อย ๆ

6. เมื่อความดันในหัวใจห้องล่างตกลงต่ำกว่าความดันในหัวใจห้องบน ถิ่นหัวใจจะเปิดและเลือดเริ่มไหลเข้าสู่หัวใจห้องล่าง อย่างรวดเร็ว และจะช้าลงเมื่อหัวใจห้องล่างเริ่มเพิ่มขนาดขึ้นสูงที่สุดขณะนี้ในช่วงของระยะพักของหัวใจ ดังที่กล่าวไว้ในข้อ 1 และครบวงจรการเดินของหัวใจวงจรต่อไปก็จะเริ่มใหม่อีก

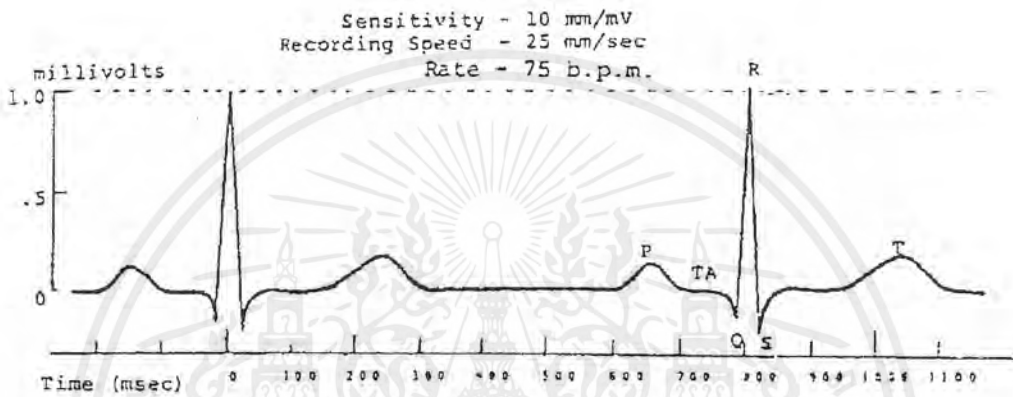
การทำงานของหัวใจมีความสัมพันธ์กับการเกิดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ของการทำงานของหัวใจกับการเกิดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การศึกษาความหมายและรูปร่างของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ลักษณะของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ปกติแสดง ได้ดังรูปที่ 2.5 ภาพคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่บันทึกได้ จะเริ่มตั้งแต่ก่อนการบีบตัวของหัวใจจนกระทั่งมีการคลายตัวในแต่ละครั้ง ดังนั้นจึงเกิดสัญญาณขึ้นเป็นจังหวะ โดยมีความถี่เท่ากับอัตราการเต้นของหัวใจ



รูปที่ 2.5 รายละเอียดของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจในที่ปกติ

ภาพคลื่นไฟฟ้าหัวใจในแต่ละจังหวะประกอบด้วยคลื่นไฟฟ้าย่อย 3 คลื่น คือ

1 ช่วงคลื่น P เป็นผลรวมทางไฟฟ้าจากขบวนการดีโพลาไรซ์ที่เกิดขึ้นที่หัวใจห้องบนทั้งซ้ายและขวา ซึ่งเกิดก่อนที่หัวใจทั้งสองห้องจะมีการบีบตัว

2 ช่วงคลื่น QRS เป็นผลรวมทางไฟฟ้าจากขบวนการดีโพลาไรซ์ของหัวใจห้องล่างด้านซ้ายและขวาซึ่งเกิดขึ้นก่อนที่หัวใจทั้งสองข้างจะมีการบีบตัว โดยที่ขนาดของคลื่นสัญญาณ R สำหรับการทํางานปกติของหัวใจมีค่าประมาณ 1 มิลลิโวลต์

3 ช่วงคลื่น T เป็นผลรวมทางไฟฟ้าจากขบวนการรีโพลาไรซ์ของหัวใจห้องล่างทั้งซ้ายและขวา และเกิดขึ้นก่อนที่หัวใจทั้งสองห้องจะมีการคลายตัว โดยขนาดของสัญญาณ T มีค่าประมาณ 1/3 ของขนาดของสัญญาณ R

สำหรับขบวนการรีโพลาไรซ์ของหัวใจห้องบน อาจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างที่หัวใจห้องล่างมีการบีบตัว แต่ค่าขนาดจะไม่ปรากฏเนื่องจากค่าของสัญญาณช่วงคลื่น QRS มีค่ามากกว่า

2.4 การวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจ

คลื่นไฟฟ้าหัวใจเป็นการบันทึกสภาพการทำงานของหัวใจที่วัดได้บนผิวหนังของร่างกาย ด้วยเครื่องวัดและแสดงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram) จึงถือได้ว่าคลื่นไฟฟ้าหัวใจเป็น พารามิเตอร์ของร่างกาย (Physiological Parameter) ที่นำมาใช้ประโยชน์ในการวินิจฉัยอาการ ความผิดปกติและประเมินสภาวะของหัวใจได้เป็นอย่างดี การวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจที่บันทึกได้ จึงเป็นข้อมูลที่สำคัญในการประกอบการรักษาโรคต่างๆของผู้ป่วย โดยเฉพาะเกี่ยวกับหัวใจและ หลอดเลือด การวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจจะทำการบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจลงบนกระดาษกราฟ ซึ่งมีแกนนอนเป็นฐานเวลา(หน่วยเป็นวินาที) ส่วนแกนตั้งเป็นความสูงของคลื่น(หน่วยเป็นมิลลิโวลต์) แล้วอาศัยแพทย์หรือผู้เชี่ยวชาญในการแปลผลมาทำการอ่านและวัดพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น รูปคลื่น ความสูงของคลื่น ระยะเวลาในช่วงต่างๆ ระดับของเส้นสันนิษฐาน เป็นต้น แล้วทำการสรุปรวบรวมวิเคราะห์ และคาดคะเนว่าผู้ป่วยมีสภาวะของหัวใจเป็นเช่นใด โดยอาจทำการวิเคราะห์ทั้ง 12 ลีดมาตรฐานหรือเพียงลีดใดลีดหนึ่งขึ้นอยู่กับความสามารถและความชำนาญในการวิเคราะห์ผลของผู้เชี่ยวชาญนั้นๆ ข้อจำกัดของวิธีการแบบนี้ อยู่ที่เวลาที่ใช้ในการวิเคราะห์ผล เนื่องจากภาระกิจของแพทย์หรือผู้เชี่ยวชาญทำให้ทราบผลที่วิเคราะห์ไม่ทันต่อการดูแลรักษาผู้ป่วย ดังนั้นในปัจจุบัน ด้วยความเจริญก้าวหน้าของเทคโนโลยี ทำให้สามารถนำคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจแทนตัวคน โดยการแปลงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจให้อยู่ในรูปข้อมูลดิจิทัล แล้วส่งไปยังคอมพิวเตอร์ที่มีโปรแกรมที่ทำหน้าที่ในการวิเคราะห์ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เข้ามา เพื่อทำการแปลผลและรายงานผลให้ทราบ ซึ่งวิธีการนี้เป็นการแก้ปัญหาบางส่วนของการวิเคราะห์ในแบบเดิมได้เช่น ในกรณีที่แพทย์หรือผู้เชี่ยวชาญมีภาระกิจที่ไม่สามารถทำการวิเคราะห์ผลได้ ทั้งยังให้ผลรวดเร็ว แม่นยำและถูกต้อง ทันต่อการรักษาอาการของผู้ป่วย ดังนั้นคอมพิวเตอร์จึงมีบทบาทสำคัญที่เข้ามาช่วยลดภาระของบุคลากรหรือทดแทนการขาดบุคลากร โดยที่ผลการวิเคราะห์ยังคงความเชื่อถือได้อยู่ การวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจสามารถพิจารณาได้ 5 หัวข้อ คือ

1. อัตราการเต้นของหัวใจ (Rate)
2. จังหวะการเต้นของหัวใจ (Rhythm)
3. แนวแกนของหัวใจ (Axis)
4. กล้ามเนื้อหัวใจพองโต (Hypertrophy)
5. กล้ามเนื้อหัวใจตาย (Infarction)

การวิเคราะห์ทั้ง 5 หัวข้อนี้เป็นการพิจารณาความผิดปกติที่เกิดขึ้นกับหัวใจ โดยสามารถสังเกตได้จากคลื่นไฟฟ้าหัวใจ โดยแต่ละหัวข้อจะมีวิธีการสังเกตที่แตกต่างกันออกไปซึ่งสามารถศึกษาวิธีการต่างๆนี้จากเอกสารอ้างอิง

2.5 ความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ (Arrhythmia)

จังหวะการเต้น (rhythm) เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอย่างหนึ่งของหัวใจที่แสดงถึงความสามารถในการทำงานของหัวใจอย่างสม่ำเสมอตลอดเวลา ซึ่งคุณสมบัตินี้เองจะเป็นสิ่งที่แสดงถึงความผิดปกติของหัวใจ โดยจะสามารถทราบได้จากการบันทึกสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (หรือคลื่นไฟฟ้าหัวใจนั่นเอง) จังหวะการเต้นของหัวใจปกติเป็นไปอย่างสม่ำเสมอและแน่นอนตามความถี่ของ SA node ที่กระตุ่นเซลล์หัวใจ เพราะว่าทุก ๆ ส่วนของกล้ามเนื้อหัวใจและระบบนำไฟฟ้าทำงานอย่างเป็นปกติ ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่มีจังหวะการเต้นเป็นปกติ

เมื่อบางส่วนของหัวใจเกิดการกระตุ้นที่ผิดปกติขึ้นในบางสถานการณ์ ก็จะทำให้จังหวะการเต้นผิดปกติไปจากจังหวะปกติ ซึ่งผลของความผิดปกตินี้ก็จะสะท้อนออกมาทางคลื่นไฟฟ้าหัวใจให้เห็นได้ ความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจมีศัพท์ทางการแพทย์เรียกว่า Arrhythmia โดยความหมายของศัพท์คำนี้แปลว่า “ไม่มีจังหวะ” แต่ที่ใช้กันอยู่นั้นหมายถึง “ความผิดปกติของจังหวะ (abnormal rhythm)” ซึ่งมีศัพท์ที่มีความหมายในทำนองนี้ที่พบบ่อย ๆ ก็คือ rhythm disturbance และ dysrhythmia

การพิจารณาความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ อันดับแรกต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับปรากฏการณ์ไฟฟ้าของหัวใจ โดยเฉพาะทิศทางการนำไฟฟ้าปกติภายในหัวใจซึ่งได้กล่าวมาแล้ว ทำให้สามารถเข้าใจถึงสาเหตุของความผิดปกติที่จะเกิดขึ้น จากนั้นก็จึงทำการวิเคราะห์ความผิดปกติของจังหวะการเต้นและลักษณะของคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่แสดงถึงความผิดปกตินั้น ทำให้สามารถแยกแยะความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ โดยวิเคราะห์ได้จากคลื่นไฟฟ้าหัวใจแล้วสรุปรวบรวมการวิเคราะห์นี้ เพื่อใช้ในการตรวจสอบความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ ทำให้เครื่องสามารถแสดงความผิดปกตินี้ได้ เครื่องที่ทำหน้าที่เหล่านี้เรียกว่า เครื่องแสดงความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ (Arrhythmia monitor)

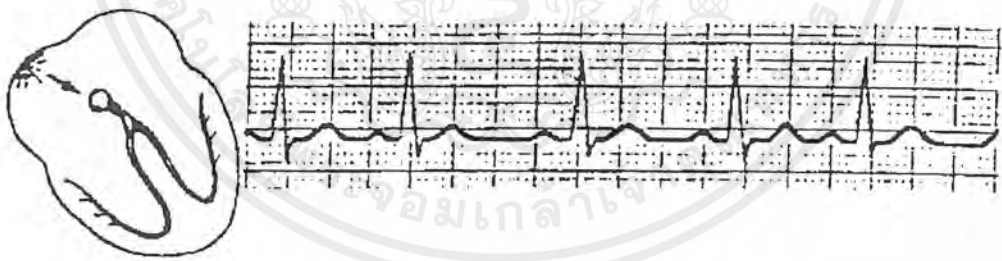
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจ อาจแบ่งออกเป็น 4 กลุ่มใหญ่ซึ่งทำให้เราสามารถจำแนกลักษณะอาการและเข้าใจกลไกของความผิดปกติที่เกิดขึ้นได้ง่ายและรวดเร็ว ดังนี้

2.5.1 Varying rhythm

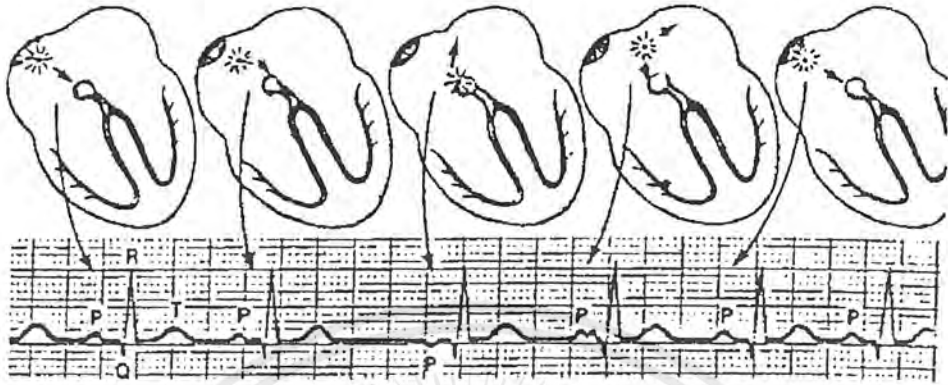
เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะของการเต้นของหัวใจกลุ่มหนึ่ง ที่มีลำดับของสัญญาณ P-QRS-T เป็นปกติธรรมดา แต่จังหวะการเต้น (ช่วงเวลาระหว่างสัญญาณ P-QRS-T ในแต่ละรอบ) นั้นเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องไม่สม่ำเสมอ ลักษณะอาการที่จัดอยู่ในกลุ่มดังกล่าวนี้ มีดังนี้

1.) Sinus arrhythmia เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะการเต้นที่จัดอยู่ในกลุ่มของ varying rhythm ซึ่งบ่อยครั้งที่สาเหตุมาจากโรคหัวใจ (Sick SA node disease) ลักษณะความผิดปกติของคลื่นหัวใจในประเภทนี้จะมีข้อสังเกตได้คือ สัญญาณ P-QRS-T มีลักษณะเป็นปกติทั้งขนาดและรูปร่าง แต่ช่วงเวลาระหว่างแต่ละรอบของสัญญาณเหล่านี้ไม่สม่ำเสมอ ซึ่งเป็นลักษณะที่ผิดปกติไปจากธรรมดาที่รูปที่ 2.7 เนื่องจากการกระตุ้น (pacemaker) ทุกครั้งจะเกิดขึ้นที่บริเวณ SA node (สังเกตได้จากสัญญาณ P) แต่การกระตุ้นที่เกิดขึ้นจะไม่สม่ำเสมอ ทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปกระตุ้นเซลล์อื่นคลาดเคลื่อนจากช่วงเวลาปกติ เป็นผลให้จังหวะการเต้นของหัวใจไม่สม่ำเสมอเหมือนปกติ



รูปที่ 2.7 Sinus arrhythmia

2.) Wandering pacemaker เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะการเต้นของหัวใจประเภทหนึ่งในกลุ่มของ varying rhythm ที่มีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนตำแหน่งของการกระตุ้นภายในหัวใจซึ่งสังเกตได้จากการเปลี่ยนแปลงรูปร่างของสัญญาณ P การเปลี่ยนตำแหน่งของการกระตุ้นนี้ส่งผลให้ผลรวมของจังหวะการเต้นของหัวใจผิดปกติไป เนื่องจากตำแหน่งของการกระตุ้นเปลี่ยนจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งในบริเวณหัวใจห้องบน ดังรูปที่ 2.8

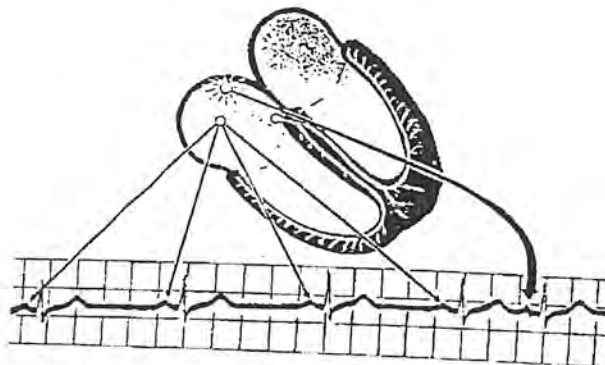


รูปที่ 2.8 Wandering pacemaker

2.5.2 Extra beats and skips

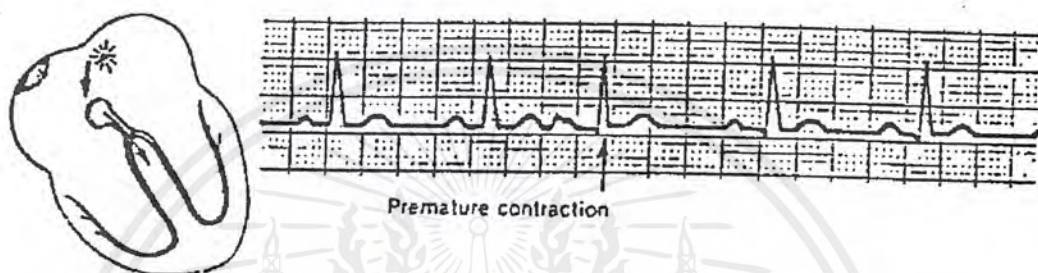
เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะการเดินของหัวใจแบบหนึ่ง ที่สามารถจำแนก ลักษณะความผิดปกตินั้นด้วยสายตาได้โดยง่าย ศัพท์คำว่า “extra beats” หมายถึงสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิดขึ้นก่อนกำหนดที่คาดไว้ ส่วนศัพท์คำว่า “skips” หมายถึง สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ขาดหายไปจากเวลาที่คาดว่าจะพบสัญญาณนี้ ทำให้เกิดพื้นที่ของ baseline ที่ว่างไว้ การจำแนกความผิดปกติในลักษณะนี้ สามารถสังเกตความแตกต่างระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจปกติและผิดปกติได้จากสัญญาณรวม QRS และช่วงเวลาระหว่างสัญญาณไฟฟ้าหัวใจถูกหนึ่งไปอีกถูกหนึ่ง (pause)

1.) Premature beats เนื่องจากการเกิดสัญญาณกระตุ้นก่อนจะถึงรอบการทำงานของหัวใจ ทำให้เกิดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจปรากฏขึ้น ก่อนเวลาปกติในแต่ละรอบการทำงานดังรูปที่ 2.9 ซึ่งความผิดปกติในลักษณะนี้ สัญญาณไฟฟ้าหัวใจอาจดูเหมือนสัญญาณปกติหรือมีรูปแบบที่ผิดปกติแตกต่างออกไป แต่สัญญาณที่ผิดปกตินี้จะเกิดก่อนเวลาในแต่ละรอบของการทำงานของหัวใจ โดยความผิดปกติในลักษณะนี้สามารถจำแนกย่อยตามบริเวณที่เกิดการกระตุ้นได้ดังนี้



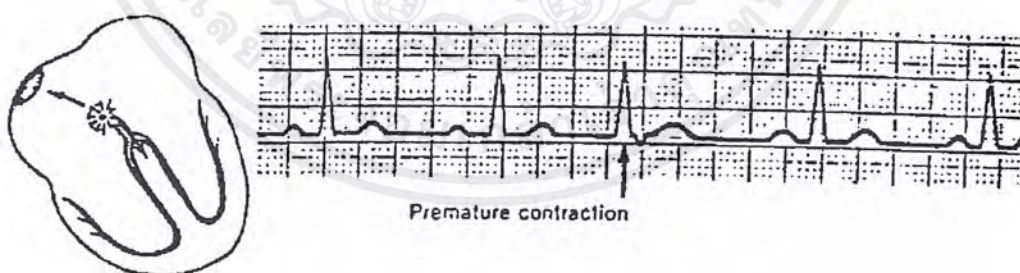
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของรูปที่ 2.9 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่มี premature beats เกิดขึ้นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1) Atrial Premature เป็นลักษณะความผิดปกติของการเดินของหัวใจที่เกิดขึ้นบริเวณหัวใจห้องบน เนื่องจากการกระตุ้นก่อนกำหนดในบริเวณนี้ ทำให้เกิดสัญญาณ P ก่อนเวลานี้ และสัญญาณ P นี้จะมีรูปร่างผิดปกติไม่เหมือนสัญญาณ P ที่วัดได้ด้วยสติกเดียวกัน เนื่องจากสัญญาณกระตุ้นไม่ได้เกิดจากบริเวณ SA node แต่ก็เกิดการนำไฟฟ้าภายในหัวใจเช่นเดียวกับการกระตุ้นที่บริเวณ SA node ปกติ ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 Atrial Premature contraction

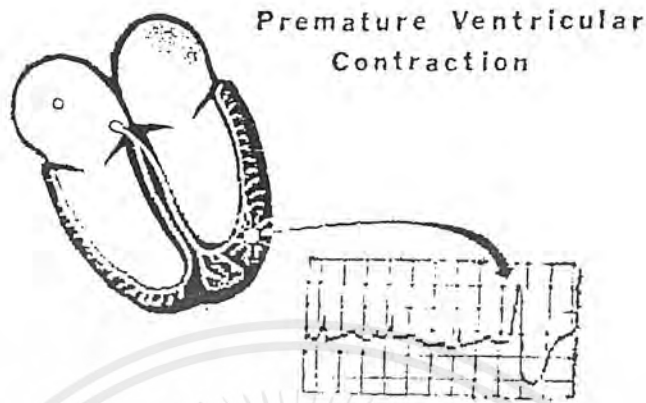
1.2) AV Nodal premature เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะการเดิน เนื่องมาจากเกิดการกระตุ้นที่ผิดปกติบริเวณ AV node ก่อนที่จะเริ่มรอบการทำงานของหัวใจ ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดสัญญาณรวม QRS ขึ้นก่อนโดยไม่มีสัญญาณ P ปรากฏขึ้นก่อน หรืออาจจะเกิดหลังจากสัญญาณรวม QRS เนื่องจากเกิดการกระตุ้นย้อนกลับไปยังบริเวณหัวใจห้องบนได้ ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 AV Nodal premature contraction

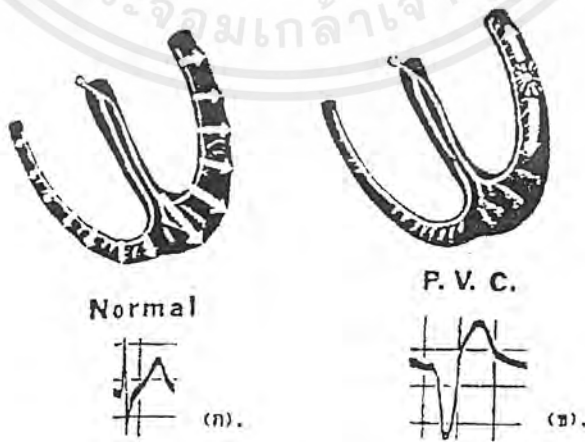
1.3) Premature ventricular contraction (PVCs หรือ PVC) เป็นลักษณะความผิดปกติของจังหวะการเดิน เนื่องจากการกระตุ้นที่ผิดปกติที่บริเวณหนึ่งบริเวณใดของหัวใจห้องล่าง ซึ่งลักษณะการเกิดสัญญาณผิดปกติก็จะเกิดก่อนกำหนดของรอบการทำงานของหัวใจที่คาดไว้ โดยสังเกตจากคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้โดยง่าย ที่บริเวณสัญญาณรวม QRS ดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 Premature ventricular contraction

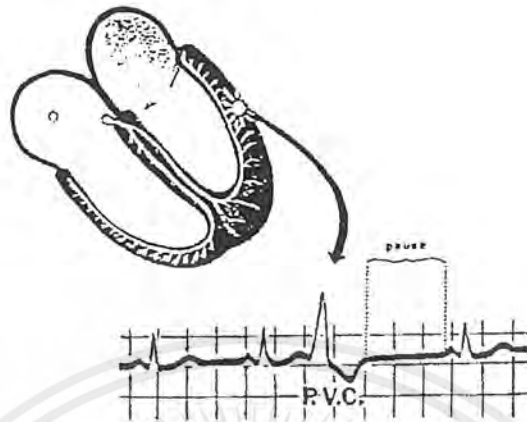
เราจะเห็นลักษณะที่แตกต่างจากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่ปกติได้อย่างชัดเจน เนื่องมาจากการกระตุ้นก่อนกำหนดของ PVC ทำให้การนำไฟฟ้าต่อไปยังระบบนำไฟฟ้าของ bundle branch ช้าลงจึงเป็นผลให้ช่วงกว้างของสัญญาณรวม QRS เพิ่มมากขึ้นดังรูปที่ 2.13 ในระหว่างการนำไฟฟ้าปกติบริเวณหัวใจห้องล่างนั้นจะเกิดการ depolarization ทันทีทั้งทางด้านซ้ายและขวา โดยมีทิศทางพุ่งออกตามทิศทางของด้านนั้นหรือตามทิศทางของลูกศร ดังรูปที่ 2.13 ก. เป็นผลให้ช่วงกว้างของสัญญาณรวม QRS แคบมาก แต่ถ้าเกิด PVC ขึ้นบริเวณด้านหนึ่งด้านใดของหัวใจห้องล่าง จะทำให้เกิด depolarization ก่อนอีกด้านหนึ่งเป็นผลให้สัญญาณรวม QRS มีขนาดใหญ่และกว้างมากขึ้น ดังรูปที่ 2.13 ข. หลังจากเกิด PVC แล้วจะมีเวลาช่วงหนึ่งที่หัวใจจะหยุดการนำไฟฟ้าชั่วขณะหนึ่งเรียกว่า compensatory pause ดังรูปที่ 2.14



ก. สัญญาณไฟฟ้าหัวใจปกติ ข. สัญญาณที่เกิด PVC

รูปที่ 2.13 เปรียบเทียบสัญญาณ QRS ของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจปกติกับสัญญาณที่เกิด PVC

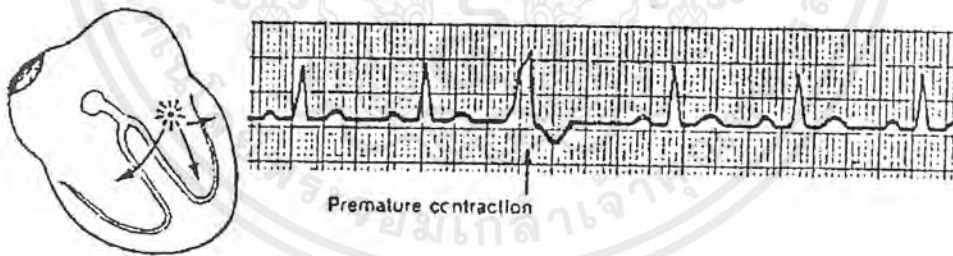
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ลักษณะของ compensatory pause หลังจากเกิด PVC

ลักษณะของ PVC ที่เกิดขึ้นนั้นมีหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละรูปแบบก็จะมีศัพท์ทางการแพทย์ที่ใช้เรียกชื่อแตกต่างกันไปตามรูปแบบนั้น ๆ ได้แก่

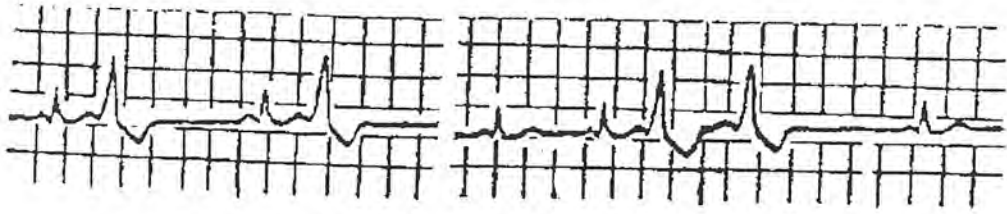
ก.) Interpolated PVC เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดควบคู่กับสัญญาณไฟฟ้าหัวใจปกติ แต่ที่ลักษณะของ PVC นี้จะไม่มี Compensatory pause เกิดขึ้น และไม่รบกวนจังหวะการเต้นของหัวใจปกติด้วย ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 Interpolated PVC

ข.) Bigeminy เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดสัญญาณไฟฟ้าปกติหนึ่งลูก ควบคู่กับสัญญาณ Premature beat หนึ่งลูกและเกิดลักษณะเช่นนี้ซ้ำกัน ๆ กันไป ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 2.16

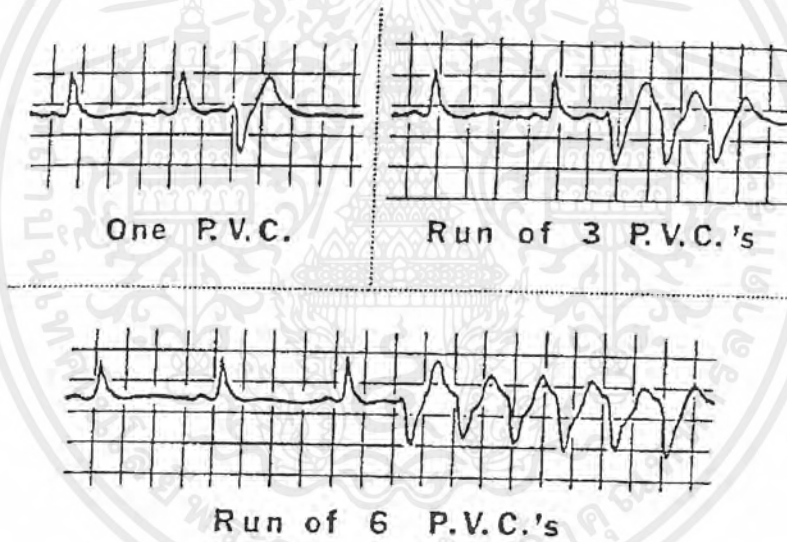
ค.) Trigeminy เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดสัญญาณไฟฟ้าปกติหนึ่งลูก ควบคู่กับสัญญาณ Premature beat สองลูกติดกันและเกิดลักษณะเช่นนี้ซ้ำ ๆ กันไป ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.16 Bigeminy

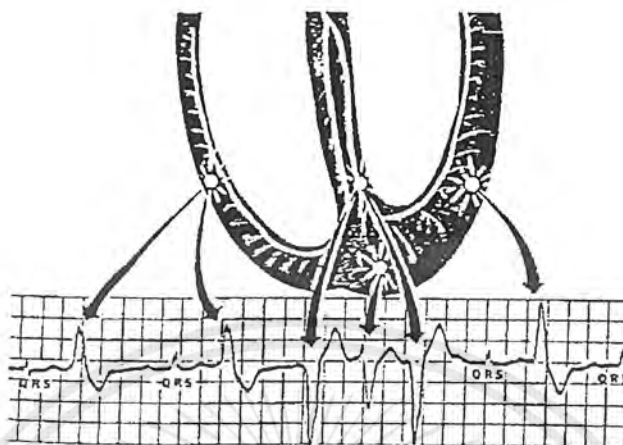
รูปที่ 2.17 Trigeminy

จ.) Run of n. PVC เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดจากการกระตุ้นก่อนกำหนดหนึ่งครั้งจึงเป็นผลทำให้การกระตุ้นตามมาอีกหลายครั้ง (n = จำนวนครั้งที่เกิดความผิดปกติ) ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 Run of n. PVC

ข.) Multifocal PVC เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดจากการกระตุ้นก่อนกำหนดที่บริเวณหัวใจห้องล่างหลายจุด เป็นผลทำให้เกิดการกระตุ้นตุลตามต่อไปจนถึงขั้น ventricular tachycardia หรือ ventricular fibrillation ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 Multifocal PVC

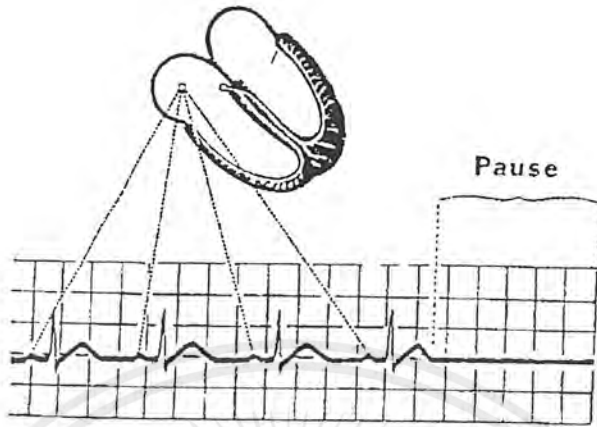
ฉ.) R-on-T Phenomenon เป็น PVC ประเภทหนึ่งที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่เกิดสัญญาณ T ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่หัวใจเกิด repolarization ดังรูปที่ 2.20 ซึ่งถือได้ว่าเป็นลักษณะความผิดปกติที่รุนแรงอีกประเภทหนึ่ง



รูปที่ 2.20 R-on-T Phenomenon

2.) Escape beats เกิดขึ้นเมื่อการกระตุ้นปกติล้มเหลว ทำให้การกระตุ้นหยุดไปหนึ่งหรือมากกว่าหนึ่งรอบการทำงาน เป็นผลให้เกิดการขาดช่วงของสัญญาณไป ดังรูป 2.21 ความผิดปกติในลักษณะนี้สามารถจำแนกตามบริเวณที่เกิดความผิดปกติ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

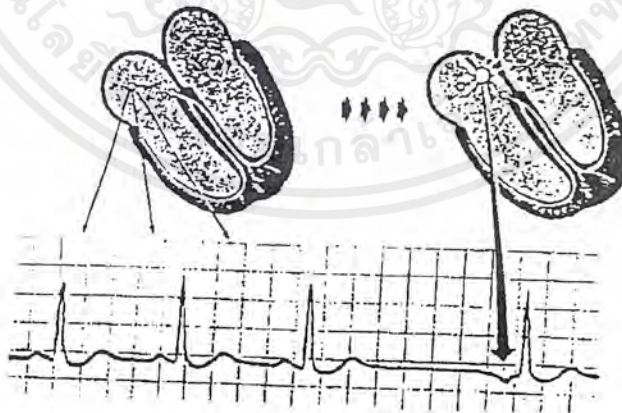


รูปที่ 2.21 สัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิด Escape beat ขึ้น

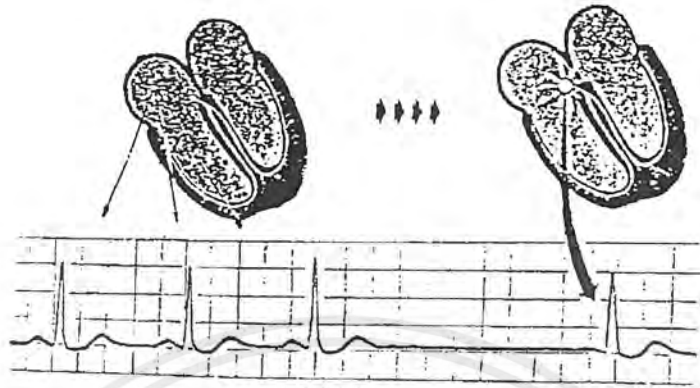
2.1) Atrial escape เป็นความผิดปกติที่มีลักษณะเหมือนกับ Atrial premature แต่เกิดขึ้นหลังจากการขาดช่วงสัญญาณ (pause) มาแล้ว ดังรูปที่ 2.22

2.2) AV Nodal escape เป็นความผิดปกติที่มีลักษณะเหมือนกับ AV Nodal premature แต่เกิดขึ้นหลังจากการขาดช่วงสัญญาณ (pause) มาแล้วดังรูปที่ 2.23

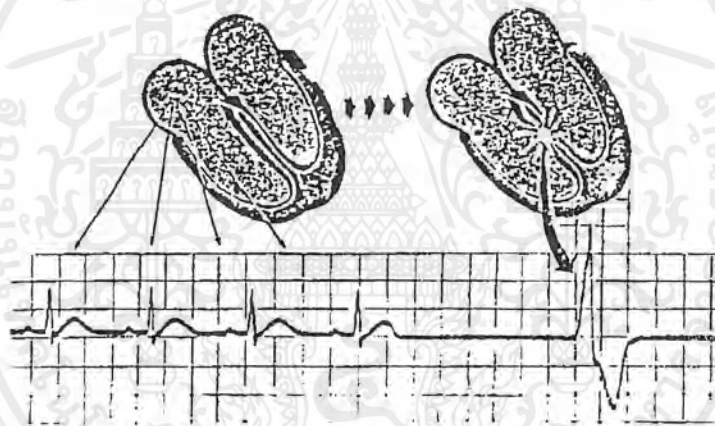
2.3) Ventricular escape เป็นความผิดปกติที่มีลักษณะเหมือน Premature ventricular contraction แต่เกิดขึ้นหลังจากการขาดช่วงสัญญาณ (pause) มาแล้ว ดังที่แสดงงในรูป 2.24



รูปที่ 2.22 Atrial escape



รูปที่ 2.23 AV Nodal escape



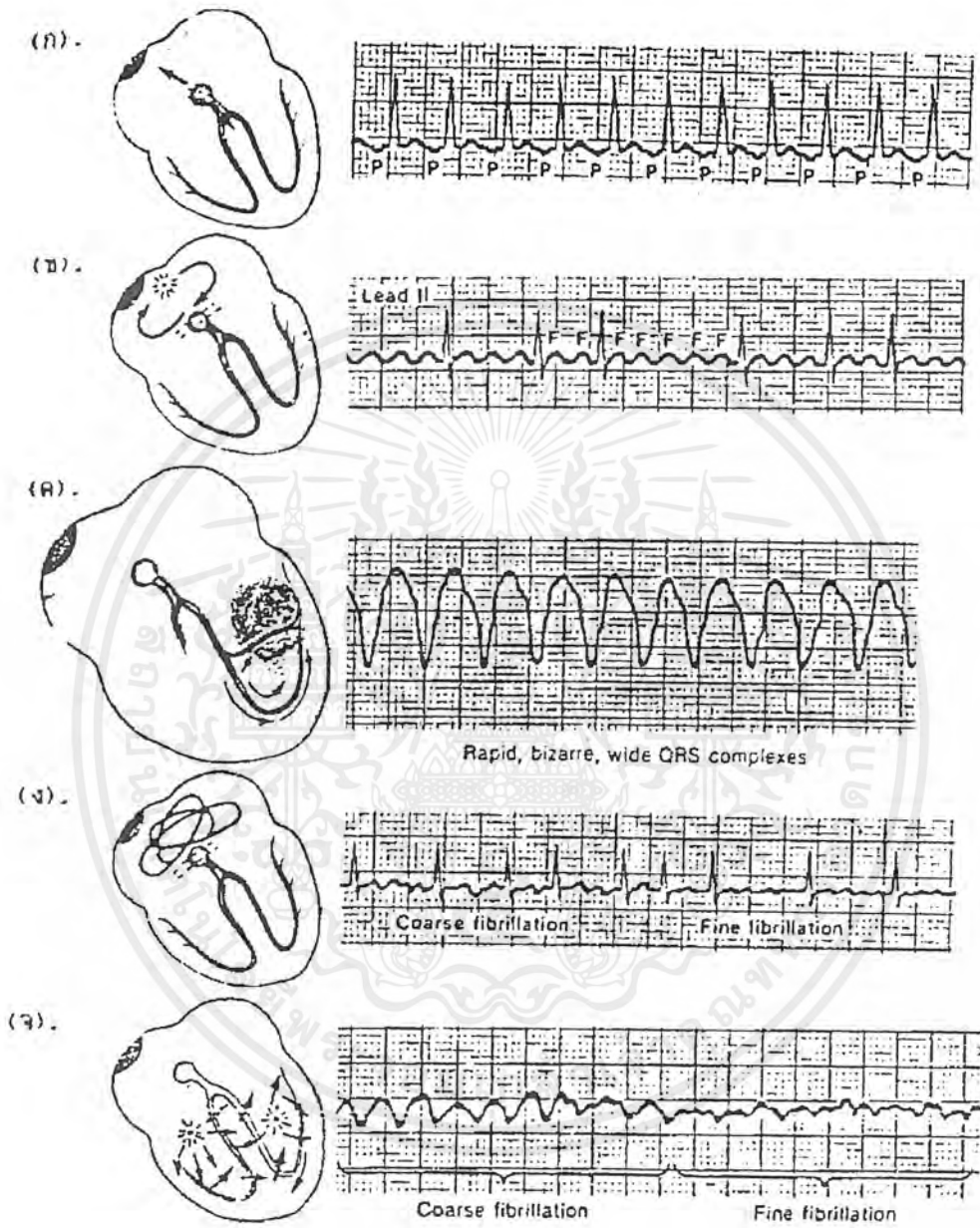
รูปที่ 2.24 Ventricular escape

3.) Sinus arrest เกิดขึ้นเมื่อบริเวณกระตุ้นของ SA node หยุดการทำงานไปชั่วขณะหนึ่ง ทำให้ไม่สามารถส่งสัญญาณกระตุ้นออกมาได้ หลังจากการขาดช่วงการกระตุ้นนี้ก็จะเกิดการกระตุ้นของบริเวณ SA Node ใหม่ ทำให้เกิดการเต้นของหัวใจด้วยอัตราการเต้นของหัวใจ

2.5.3 Rapid rhythm

เป็นลักษณะความผิดปกติที่มีสาเหตุจากการมีอัตราการเต้นของหัวใจเร็วมาก โดยที่รูปร่างและลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจอาจจะผิดปกติหรือไม่ขึ้นอยู่กับบริเวณที่เกิดความผิดปกติขึ้น ซึ่งลักษณะความผิดปกติประเภทนี้มีความแตกต่างกันในเรื่องของรูปร่างของสัญญาณและเนื่องจากบริเวณที่เกิดความผิดปกติต่างกัน แต่ข้อสังเกตหลักอยู่ที่การมีอัตราการเต้นของหัวใจ

ที่เร็วมาก ซึ่งลักษณะความผิดปกติในแต่ละประเภทสามารถจำแนกได้จากรูปที่ 2.25 ประโยชน์ด้านการค้า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 Rapid rhythm

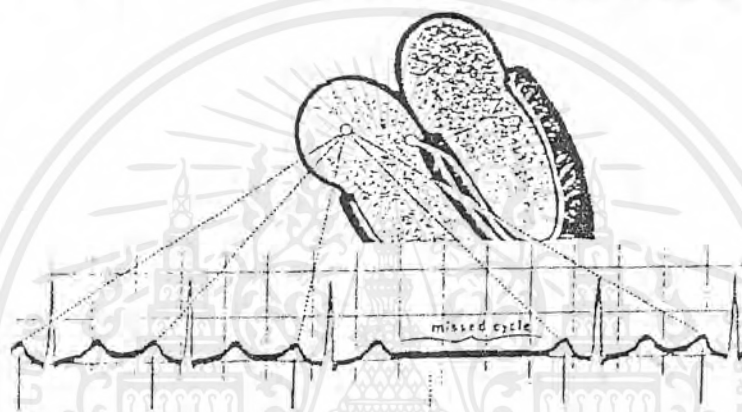
- ก. Paroxysmal tachycardia
- ข. Atrial flutter
- ค. Ventricular flutter
- ง. Atrial fibrillation
- จ. Ventricular fibrillation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.4 Heart blocks

เป็นการปิดกั้นการนำไฟฟ้าภายในหัวใจ ซึ่งพื้นที่ภายในหัวใจที่จะเกิดการปิดกั้นของสัญญาณกระตุ้นได้มีด้วยกัน 3 บริเวณ คือ SA node , AV node และ bundle branch

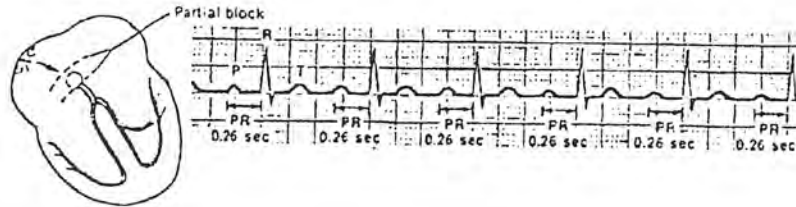
1.) SA block มีสาเหตุมาจากการที่ SA node หยุดทำการกระตุ้นชั่วคราว เป็นเวลาอย่างน้อยหนึ่งรอบการทำงานของหัวใจ แล้วกลับมาทำงานเป็นปกติเหมือนเดิม ดังรูปที่ 2.26 ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณไฟฟ้าหัวใจเกิดขาดช่วงขึ้น โดยจะปรากฏให้เห็นเพียง baseline เท่านั้น



รูปที่ 2.26 SA block

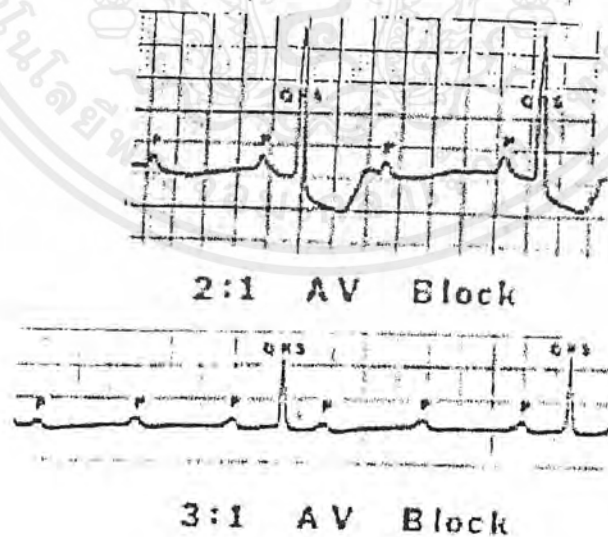
2.) AV block เป็นความผิดปกติของจังหวะการเดินที่จะทำให้เกิดการหน่วงเวลาของสัญญาณกระตุ้นจากหัวใจห้องบนที่บริเวณ AV node ให้นานยิ่งขึ้นก่อนที่จะส่งต่อไปยังหัวใจห้องล่าง เวลาที่หน่วงนี้สามารถสังเกตได้จากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจในช่วงเวลา PR ซึ่งเป็นเวลาดังแต่เริ่มต้นของสัญญาณ P (เริ่มเกิดการกระตุ้นบริเวณ SA node) จนกระทั่งถึงเวลาเริ่มต้นของสัญญาณรวม QRS (สัญญาณถึงหัวใจห้องล่าง) โดยมีค่าเฉลี่ยอยู่ระหว่าง 0.12-0.20 วินาที ถ้าช่วงเวลา PR มากกว่า 0.20 วินาทีแล้ว เราสามารถสันนิษฐานได้ว่าเกิด AV block ขึ้นอย่างแน่นอน ลักษณะของ AV block สามารถจำแนกเป็น 3 ลักษณะ ดังนี้

2.1) First degree AV block มีลักษณะความผิดปกติที่สังเกตได้จากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ คือ ช่วงเวลา PR มากกว่า 0.20 วินาที ดังรูปที่ 2.27



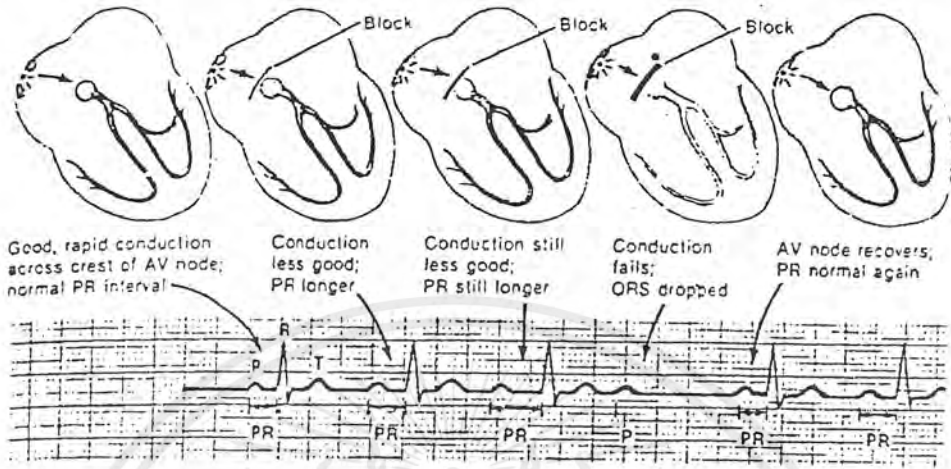
รูปที่ 2.27 First degree block

2.2) Second degree AV block มีลักษณะความผิดปกติที่สังเกตได้จากสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ คือ จะเกิดสัญญาณ P หนึ่งหรือสองครั้งก่อนที่จะมีสัญญาณรวม QRS เพียงครั้งเดียว (2 : 1 หรือ 3 : 1 AV block) ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งมีลักษณะความผิดปกติที่สำคัญ 2 อาการ คือ wenckebach phenomenon (Mobitz I) เกิดขึ้นเมื่อช่วงเวลา PR มีความกว้างเพิ่มมากขึ้นจนกระทั่ง AV node ไม่เกิดการกระตุ้นขึ้น ซึ่งทำให้ไม่เกิดสัญญาณรวม QRS ดังรูปที่ 2.29 และ Mobitz II เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณไฟฟ้าหัวใจเกิดการขาดหาย (dropped beat) ไปของสัญญาณรวม QRS โดยที่ช่วงเวลา PR ยังคงมีความกว้างเป็นปกติ ดังรูปที่ 2.30

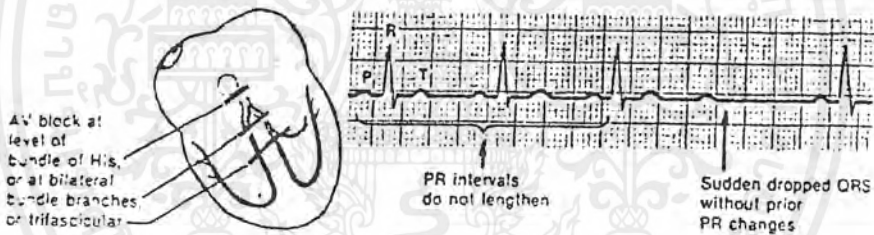


รูปที่ 2.28 2 : 1 และ 3 : 1 AV block

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

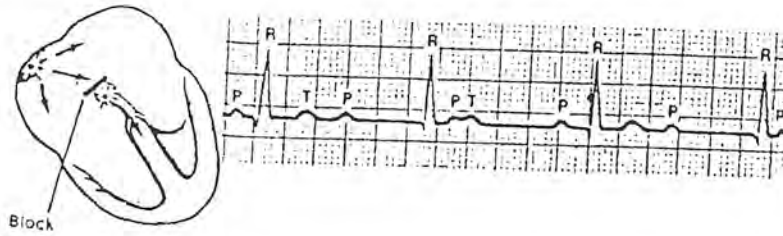


รูปที่ 2.29 Wenckebach phenomenon (Mobitz I)



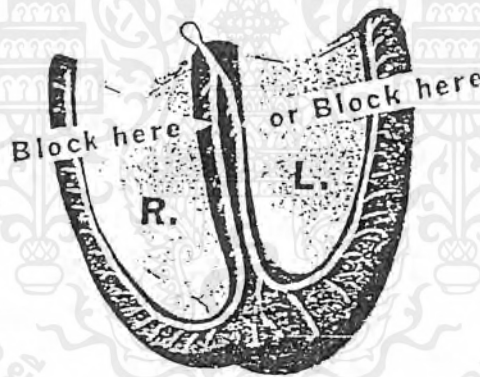
รูปที่ 2.30 Mobitz II

2.3) Third degree AV block (complete AV block) เกิดขึ้นเมื่อไม่มีสัญญาณกระตุ้นจากหัวใจห้องบนมายัง AV node ทำให้ไม่เกิดการตอบสนองของหัวใจห้องล่าง และบริเวณหัวใจห้องล่างจะเกิดการกระตุ้นขึ้นเองอย่างอิสระ ดังรูปที่ 2.31 ซึ่งมีข้อสังเกตได้ว่าความถี่ของหัวใจห้องบน (สัญญาณ P) มีค่าค่อนข้างแน่นอน และความถี่ของหัวใจห้องล่าง (สัญญาณรวม QRS) เป็นไปอย่างอิสระ และมีค่าช้าลงไปมาก



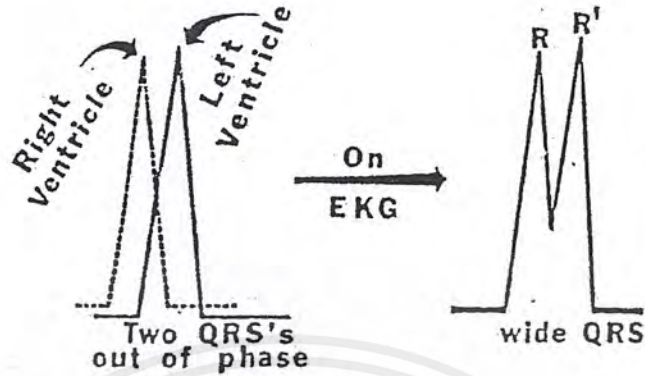
รูปที่ 2.31 Third degree AV block (complete AV block)

2.2.4.3 Bundle branch block มีสาเหตุมาจากการปิดกั้นการนำไฟฟ้าบริเวณด้านซ้ายและด้านขวาของ bundle branch ดังรูปที่ 2.32 โดยปกติแล้วการนำไฟฟ้าไปยังกล้ามเนื้อหัวใจห้องล่างทั้งด้านซ้ายและด้านขวาโดยผ่าน bundle branch จะใช้เวลาเท่า ๆ กัน ถ้าเกิดการปิดกั้นการนำไฟฟ้าขึ้นด้านใดด้านหนึ่ง ก็จะทำให้เกิดการหน่วงของสัญญาณด้านนั้นออกไป

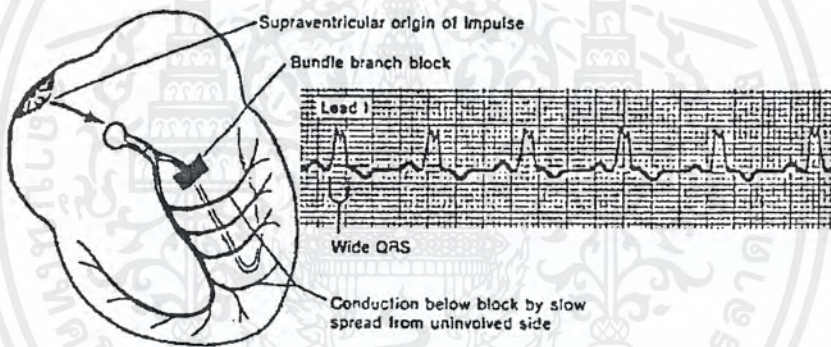


รูปที่ 2.32 ลักษณะการปิดกั้นการนำไฟฟ้าบริเวณ bundle branch

เป็นผลให้สัญญาณ QRS รวมแตกออกเป็น 2 ส่วน ดังรูปที่ 2.33 โดยให้สัญญาณเป็น R และ P แทนจุดสูงสุดของสัญญาณ QRS ที่เกิดจากการนำไฟฟ้าของหัวใจห้องล่างแต่ละด้าน ซึ่งผลรวมของสัญญาณ QRS นี้ จะทำให้ความกว้างของสัญญาณ QRS รวมกว้างมากขึ้น รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิด bundle branch block



รูปที่ 2.33 ลักษณะของสัญญาณ QRS รวมทั้งเกิด bundle branch ที่แยกเป็น 2 ส่วน



รูปที่ 2.34 ลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าหัวใจที่เกิด bundle branch block

2.6 การตรวจวัดคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ

การวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจตามมาตรฐานแล้วมีวิธีวัดอยู่ 2 แบบ คือ

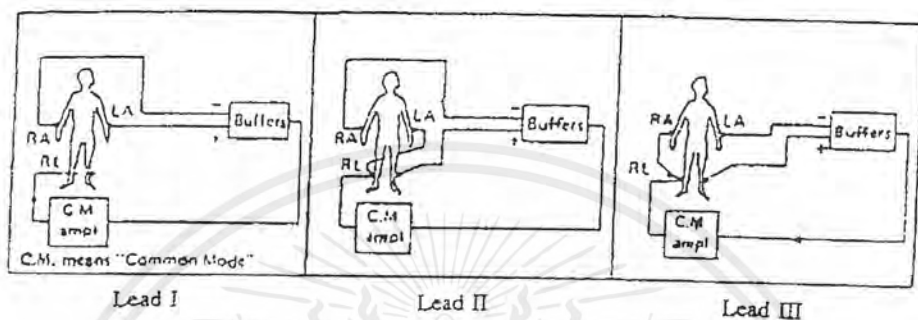
2.6.1 แบบไบโพลาร์ ลิมบ์ลีด (Bipolar Limb Lead)

วิธีนี้จะวางขั้วไฟฟ้า (electrode) ระหว่างแขนและขา ซึ่งเป็นการวัดการเปลี่ยนแปลงระหว่างจุด 2 จุด ซึ่งมีมาตรฐานของตำแหน่งที่จะวางขั้วไฟฟ้า 3 แบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.35

- ลีด I (Lead I) จะใช้ขั้วไฟฟ้าวัดศักดาที่แขนขวาและแขนซ้ายเทียบกัน โดยใช้ศักดาจากขาขวาเป็นสัญญาณอ้างอิง

- ลีด II (Lead II) จะใช้ขั้วไฟฟ้าวัดศักดาที่แขนขวาและขาซ้ายเทียบกัน โดยใช้ศักดาจากขาขวาและแขนซ้ายเป็นสัญญาณอ้างอิง

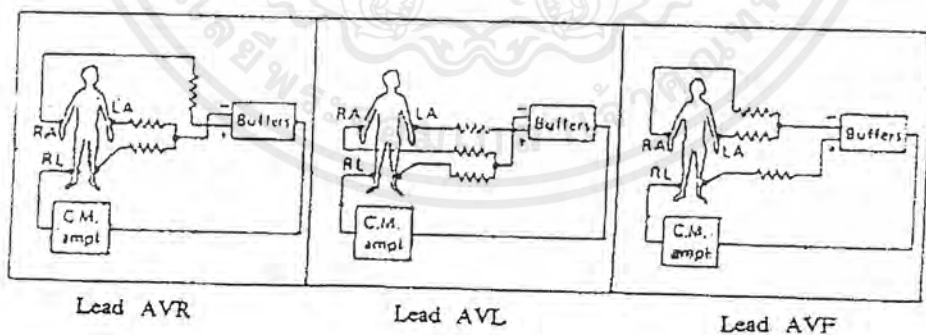
- ลีด III (Lead III) จะใช้ขั้วไฟฟ้าวัดสัปดาห์ที่แขนซ้ายและขาซ้ายเทียบกัน โดยใช้ศักดาจากแขนขวาและขาขวาเป็นสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 2.35 แสดงวิธีวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบไบโพลาร์ ลิมบ์ลีด (Bipolar Limb Lead)

2.6.2 แบบยูนิโพลาร์ ลิมบ์ลีด (Unipolar Limb Lead)

วิธีนี้จะสามารถตรวจสอบบริเวณหัวใจได้อย่างสะดวกดังแสดงในรูปที่ 2.36 ที่ขั้วไฟฟ้าของแขนและขาจะรวมความต้านทานเข้าด้วยกันเป็นจุด ๆ หนึ่ง และบันทึกการเปลี่ยนแปลงศักดาไฟฟ้าระหว่างขั้วไฟฟ้าทั้ง 6 อันที่วางไว้บนหน้าอก



รูปที่ 2.36 แสดงวิธีวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบยูนิโพลาร์ ลิมบ์ลีด (Unipolar Limb Lead)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 ความปลอดภัยของร่างกายต่อกระแสไฟฟ้า

ในการนำอุปกรณ์ไฟฟ้าหรืออิเล็กทรอนิกส์มาใช้งานกับผู้ป่วยนั้น สิ่งสำคัญที่จะต้องพิจารณาคืออันตรายจากกระแสไฟฟ้าที่จะมีต่อผู้ป่วย เป็นอาการช็อคที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านร่างกายในปริมาณที่ทำให้กล้ามเนื้อในส่วนที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านมีอาการเกร็งจนไม่สามารถควบคุมได้ และสิ่งที่สำคัญก็คือ ถ้ากล้ามเนื้อในส่วนที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านเป็นกล้ามเนื้อหัวใจ ก็อาจทำให้หัวใจหยุดเต้นและตายได้ ดังนั้นจึงต้องศึกษาถึงอันตรายที่มีต่อผู้ป่วย และวิธีการที่จะป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นดังกล่าว

2.7.1. อันตรายจากกระแสไฟฟ้า

อาการช็อคที่จะเกิดขึ้นกับผู้ป่วยเนื่องจากกระแสไฟฟ้านั้น จะแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ มาโครช็อค(Macroshock) เป็นอาการช็อคที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าไหลเข้าร่างกายผ่านผิวหนังซึ่งมีความต้านทานสูง อีกแบบหนึ่งคือ ไมโครช็อค(Microshock) เป็นอาการช็อคที่ที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าไหลผ่านกล้ามเนื้อโดยตรง โดยไม่ผ่านผิวหนัง จึงทำให้ทางเดินของของกระแสไฟฟ้ามีความต้านทานต่ำ

กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดมาโครช็อคมีค่ามากกว่ากระแสที่ทำให้เกิดไมโครช็อคหลายเท่า ได้เคยมีผู้ทำการทดลองเกี่ยวกับกระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดมาโครช็อค โดยผู้ทำการทดลองถืออิเล็กโทรดสองอัน โดยถือมือละอัน แล้วปล่อยกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ 60 Hz ให้ไหลผ่านร่างกายค่าต่างๆกัน โดยเริ่มปรับค่ากระแสตั้งแต่ศูนย์ขึ้นไปเรื่อยๆ ปรากฏว่าจะเกิดอาการต่างๆของผู้ทดลองที่ค่าของกระแสต่างๆกัน คือเริ่มกระแสจากศูนย์ขึ้นไปจนถึงค่าหนึ่งจะเริ่มมีความรู้สึกต่อกระแสไฟฟ้าค่าของกระแสไฟฟ้าที่ระดับนี้เรียกว่า Perception Level จากการทดลองกับผู้ใหญ่ชาย ประมาณ 50% ของผู้ทดลองจะเริ่มรู้สึกที่กระแสประมาณ 1 mA ส่วนผู้ใหญ่หญิงจะเริ่มรู้สึกในระดับกระแสที่ต่ำกว่าผู้ใหญ่ชายประมาณ 1 ใน 3 เท่า ถ้าความถี่ของกระแสเปลี่ยนแปลงไปจะทำให้ระดับที่เริ่มรู้สึกเปลี่ยนค่าไปด้วย โดยจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นมากกว่า 100 Hz

เมื่อเพิ่มกระแสไฟฟ้าให้มากกว่าระดับที่เริ่มรู้สึกจนถึงค่าประมาณ 10-20 mA จะเริ่มรู้สึกที่มือหรือร่างกาย และกล้ามเนื้อที่มีมือจะมีอาการเกร็งตลอดเวลา จนทำให้บางคนไม่สามารถควบคุมมือให้ปล่อยอิเล็กโทรดได้ กราฟในรูปที่ 2.37 เป็นผลการทดลองกับผู้ป่วยชาย ได้เป็นค่ากระแสที่ความถี่ 60 Hz ซึ่ง 50% ของผู้ทดลองไม่สามารถควบคุมการทำงานของกล้ามเนื้อได้ สังเกตว่าจำเป็นต้องใช้กระแสมากขึ้น ถ้าลดความถี่ให้ต่ำลงหรือ เพิ่มความถี่ให้สูงขึ้น

เมื่อเพิ่มกระแสขึ้นไปจนถึง 100 mA ผู้ทดลองจะเริ่มรู้สึกปวดและบางคนถึงกับสิ้นสติ ค่ากระแสระดับนี้ถ้าไหลผ่านหัวใจก็เพียงพอที่จะทำให้เกิด Ventricular fibrillation (หัวใจห้องล่างเต้นเร็ว เมา และไม่เป็นจังหวะ) ระดับของกระแสที่ทำให้เกิด fibrillation จะมีค่าต่ำลงถ้าให้กระแส

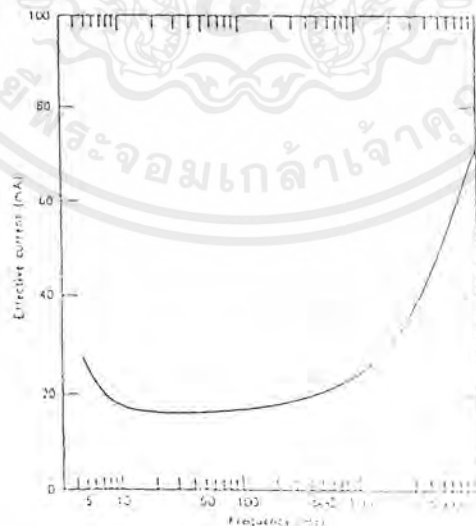
ไหลผ่านหัวใจนานขึ้น ในการทดลองกับแกะปรากฏว่าการใช้กระแส 1000 mA เป็นเวลา 0.03 วินาที กับการใช้กระแส 100 mA เป็นเวลานาน 3 นาที ทั้งคู่ต่างก็ทำให้เกิด fibrillation เช่นกัน

สำหรับความถี่ 60 Hz ค่ากระแสสูงสุดที่ยังไม่ทำให้เกิด fibrillation กับมนุษย์มีค่าประมาณ $\frac{116}{\sqrt{t}}$ mA เมื่อ t คือช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านร่างกายเป็นวินาที

ต่อไปถ้าเพิ่มกระแสจนถึง 6 A หรือมากกว่านี้ จะทำให้กล้ามเนื้อหัวใจเกร็ง ซึ่งจะมีอาการคล้ายกับการเกร็งที่มีอณไม่สามารปลดปล่อยมือออกจากอิเล็คโตรดได้ ถ้าเพิ่มกระแสขึ้นไปเรื่อยๆ อาจทำให้การหายใจเป็นอัมพาตชั่วคราว และผิวหนังอาจเกิดการไหม้อย่างรุนแรง ซึ่งขึ้นอยู่กับแรงกดอิเล็คโตรดต่อผิวหนังและการสัมผัสกับอิเล็คโตรด

ในกรณีของไมโครชิ้อค กระแสไม่ได้ไหลผ่านผิวหนังซึ่งมีความต้านทานสูง บ่อยครั้งที่กระแสไฟฟ้าไหลเข้าตามเส้นโลหิตแดงใหญ่สู่หัวใจโดยตรง จะเห็นได้ว่า Ventricular fibrillation สามารถเกิดจากไมโครชิ้อคได้ง่าย เนื่องจากระดับกระแสต่ำกว่ากรณีของมาโครชิ้อคมาก ในการทดลองกับสุนัขพบว่า ถ้าป้อนกระแสเพียง 17 μ A เข้าสู่หัวใจโดยตรงจะสามารถทำให้เกิด Ventricular fibrillation ได้ จากผลอันนี้นำมาประเมินกับมนุษย์ได้ว่าค่ากระแสที่ทำให้เกิด Ventricular fibrillation เมื่อป้อนโดยตรงมีค่าประมาณ 30 μ A

จากการทดลองเหล่านี้ใช้แหล่งจ่ายไฟที่มีความถี่ 60 Hz แต่ผลที่เกิดต่อร่างกายก็ใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายไฟที่มีความถี่ 50 Hz ดังกราฟในรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 กราฟของกระแสและความถี่ ซึ่งผู้ป่วยชายประมาณครึ่งหนึ่งของผู้ที่ทำการทดลองไม่สามารถควบคุมมือให้ปล่อยอิเล็คโตรดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครชิพมีโอกาสเกิดขึ้นได้มาก เนื่องจากปัจจุบันในห้องบำบัดผู้ป่วยพิเศษ มีการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มาก ในบรรดาผู้ป่วยต่างๆมีหลายคนที่จะต้องใส่หลอดสวน (Catheter) เข้าไปตามเส้นโลหิต เพื่อบันทึกคลื่นไฟฟ้าหัวใจหรือเพื่อฉีดยาในการฉายรังสี หรือเพื่อใช้วัดแรงดันโลหิต ผู้ป่วยในห้องบำบัดพิเศษบางคนต้องใช้เครื่องมือควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ (pace maker) โดยใช้หลอดสวนเข้าไปตามเส้นโลหิตจนสัมผัสกับกล้ามเนื้อหัวใจเพื่อกระตุ้นหัวใจโดยตรง ในกรณีที่การทำงานของหัวใจล้มเหลว หลอดสวนบางชนิดประกอบด้วยเส้นลวด หรือของเหลวที่นำกระแสไฟฟ้าได้ ดังนั้นจึงเกิดทางเดินของกระแสไฟฟ้าที่มีความต้านทานต่ำไปยังหัวใจ ซึ่งจะช่วยเพิ่มความเป็นไปได้ในการเกิดไมโครชิพ

อันตรายจากกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากช่องเสียบไฟฟ้าชำรุด หรือสายไฟที่ฉนวนชำรุด หรือขั้วต่อสายไฟแตก มักจะค้นพบและแก้ไขได้ง่าย แต่อันตรายที่ค้นพบยากอาจเกิดจากในสายจ่ายไฟของเครื่องมือ สายจ่ายไฟมักจะถูกละเอียดจากการดูแลรักษา สายประเภทนี้อาจจะถูกดึงมาจากผนังห้องหรือล้อเลื่อนสำหรับวางเครื่องมือหรือเตียง แล้วพาดไปตามพื้น มีหลายครั้งที่เส้นลวดตัวนำภายในชำรุด สายไฟฟ้าที่ทันสมัยจะมีเส้นลวดตัวนำภายใน 3 เส้น เป็นเส้นที่มีกระแสไฟฟ้า 2 เส้น และอีกเส้นหนึ่งเป็นสายดิน (Ground) ถ้าสายที่มีกระแสไฟฟ้าเส้นใดเส้นหนึ่งขาดเครื่องมือก็จะไม่ทำงาน และถ้าสายทั้งสองสัมผัสกันหรือลัดวงจร จะทำให้ไฟฟ้ขาดซึ่งทั้งสองกรณีสังเกตได้ง่าย แต่ถ้าสายดินขาดจะไม่สามารถรู้ได้เลยและเครื่องมือก็ยังทำงานปกติ จึงทำให้เกิดอันตรายกับผู้ป่วยที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์ในร่างกายได้ง่าย

อันตรายจากกระแสไฟฟ้า อาจเกิดขึ้นได้จากสาเหตุอีกอย่างหนึ่งคือ ระบบไฟฟ้าของโรงพยาบาล ไม่มีสายดิน และเมื่อเครื่องมือที่มีปลั๊กเสียบแบบ 3 ขา เจ้าหน้าที่ของโรงพยาบาลอาจจะตัดขาที่ 3 (สายดิน) ออก หรือมีขณะนั้นก็ใช้วิธีแปลงที่เสียบ บางทีสายดินอาจจะต่อไม่ดีพอ และเมื่อมีเครื่องมือมากขึ้นก็ต้องทำจุดต่อสายดินเพิ่มขึ้นซึ่งอาจจะอยู่กระจายในบริเวณต่าง ๆ เมื่อต้องใช้เครื่องมือ 2 เครื่องมือพร้อมกันกับผู้ป่วยคนเดียวกัน โดยที่เครื่องทั้งสองต่อกับจุดดินคนละจุด โอกาสที่จะเกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างจุดดินทั้งสองมีมาก และถ้าหากเครื่องหนึ่งต่อกับอิเล็กทรอนิกส์ในร่างกาย กระแสรั่วก็สามารถไหลผ่านจากจุดดินจุดหนึ่งไปลงที่จุดดินอีกจุดหนึ่งได้ ทำให้เป็นอันตรายต่อผู้ป่วย

2.7.2. การป้องกันอันตรายจากกระแสไฟฟ้า

การป้องกันอันตรายจากกระแสไฟฟ้าภายในโรงพยาบาล ทำได้โดยการตรวจสอบ และซ่อมแซมอุปกรณ์ไฟฟ้าทุกชนิดอย่างสม่ำเสมอ อย่างไรก็ตามอันตรายจากกระแสไฟฟ้าอาจเกิดขึ้นได้หลายทางถึงแม้ว่าจะไม่มีการชำรุดของอุปกรณ์เครื่องใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่างกายของคนเรามีความถี่ที่ต่อไฟฟ้ากระแสตรงน้อยกว่าไฟฟ้ากระแสสลับ 60 Hz และเนื่องจากที่ความถี่ $f = 0$ (ไฟฟ้ากระแสตรง) ค่า $X_c = \infty$ ดังนั้นไฟฟ้ากระแสตรงจึงไม่ทำให้เกิดกระแสรั่ว อันเนื่องมาจากค่าความจุของการเก็บประจุระหว่างสายไฟ (stray capacitance)

อันตรายจากกระแสไฟฟ้าอาจลดลงได้อีกทางหนึ่ง โดยการให้อุปกรณ์ไฟฟ้าทำงานโดยได้รับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงกว่า 60 Hz มาก ๆ ซึ่งหัวใจมีความไวต่อการเกิด Ventricular fibrillation น้อยมาก

การป้องกันอันตรายจากกระแสไฟฟ้า อาจทำได้โดยการใช้เครื่องมืออุปกรณ์ที่ทำงานด้วยพลังงานจากแบตเตอรี่ ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้แบตเตอรี่ชนิดที่สามารถชาร์จไฟเข้าไปใหม่ได้ (Rechargeable battery) แต่ในกรณีของเครื่องมือที่ต้องทำงานต่อเนื่องเป็นเวลานาน เช่น เครื่องมอเนเตอร์หัวใจที่ใช้ในห้องบำบัดผู้ป่วยพิเศษ จึงไม่เหมาะที่จะใช้แบตเตอรี่ ในกรณีนี้จะใช้วิธีเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟให้สูงกว่า 60 Hz มาก ๆ ให้อยู่ในช่วงที่มีความไวของหัวใจต่อการเกิด Ventricular fibrillation น้อยมาก แล้วส่งผ่านทางหม้อแปลงที่มีฉนวนไฟฟ้าอย่างดี

ถ้ารับสัญญาณออก ที่จะต้องแสดงในระบบแสดงผล จะถูกส่งผ่านทางแสง เพื่อไม่ให้ผู้ป่วยมีส่วนใดสัมผัสกับระบบแสดงผล

บทที่ 3

ลักษณะพื้นฐานและวงจรพื้นฐานของเครื่องมือวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

3.1 ระบบของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiograph: ECG)

โดยทั่วไปเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจำเป็นต้องมีส่วนประกอบหลักดังนี้

3.1.1 ภาคตรวจรับ (Detector)

3.1.2 ภาคขยาย (Amplifier)

3.1.3 ภาคแสดงผล (Output Display Device)

3.1.1 ภาคตรวจรับ

ภาคนี้จะทำหน้าที่ตรวจเลือกและเก็บสัญญาณจากร่างกายเพื่อนำไปบันทึก ถ้าสัญญาณหรือสิ่งที่ต้องการจะตรวจเก็บเป็นพลังงานไฟฟ้าอยู่แล้ว เช่น จากหัวใจ , สมอง , กล้ามเนื้อและประสาท ภาคตรวจรับจะทำการเลือกและเก็บสัญญาณเข้าไปได้โดยตรง

3.1.2 ภาคขยายและปรับปรุง

ภาคนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้รับและดัดแปลงไว้ในภาคแรกให้มีค่ามากขึ้น และเนื่องจากแหล่งกำเนิดไฟฟ้าหัวใจมีค่าเพียง 1-2 มิลลิโวลต์ ดังนั้นจึงต้องทำให้ศักย์ไฟฟ้าที่ตรวจจับได้มีค่าสูงขึ้น เพื่อที่จะสามารถแสดงลักษณะของคลื่นไฟฟ้าที่เกิดจากกล้ามเนื้อหัวใจให้เห็นได้อย่างชัดเจนในส่วนของภาคแสดงผล

3.1.3 ภาคบันทึก และแสดงผล

เมื่อสิ่งที่จะตรวจวัดได้ถูกปรับปรุงและขยายให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าที่มีขนาดมากพอตามความต้องการแล้วจะถูกป้อนเข้ามายังภาคสุดท้ายเพื่อการแสดง หรือการบันทึก เช่น บันทึกโดยการเขียนลงบนกระดาษ แสดงทางจอภาพออสซิลโลสโคป หรือ แสดงผลทางจอภาพคอมพิวเตอร์ เป็นต้น

3.2 สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการตรวจวัดสัญญาณ

เนื่องจากในการตรวจวัดสัญญาณต่าง ๆ จากร่างกาย มักจะเกิดปัญหาขึ้น ดังนั้นในการตรวจวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากคนจึงมีสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงและนำมาพิจารณาด้วยหลายประการดังต่อไปนี้

3.2.1 ข้อมูลมีโอกาสเปลี่ยนแปลงได้ง่าย โดยค่าที่เปลี่ยนแปลงได้มักเป็นการเปลี่ยนแปลงที่เป็นไปตามเวลา และเมื่อเปรียบเทียบข้อมูลที่ได้จากการบันทึกแต่ละคนแล้วยังเปลี่ยนแปลงได้มากขึ้นไปอีก ฉะนั้นจะต้องใช้วิธีการทางสถิติเพื่อช่วยตัดปัญหาต่างๆ ออกไป

3.2.2 การมีปฏิกริยาซึ่งกันและกันในระบบต่าง ๆ เนื่องจากการทำงานของระบบต่างๆ มีวงจรป้อนกลับมาเกี่ยวข้องด้วย การทำงานของอวัยวะหนึ่งมีผลต่อการทำงานของอวัยวะอื่น ๆ ด้วย เมื่อมีการกระตุ้นส่วนหนึ่งส่วนใดในระบบหนึ่งจะมีผลเปลี่ยนแปลงการทำงานของระบบนั้นทุกส่วน การแปรผลจากการบันทึกจึงต้องทำด้วยความระมัดระวัง

3.2.3 สิ่งที่ไม่ต้องการในทางชีววิทยาและในทางการแพทย์ ซึ่งใช้คำว่า “อาร์ติแฟกต์ (Artifact)” เป็นส่วนที่ปนมากับสัญญาณที่ต้องการบันทึกจริง เช่น ในการบันทึกสัญญาณไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในร่างกายแต่กลับมีคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับเข้ามาบรบกวนในภาพบันทึก เป็นต้น ปัญหาสำคัญอีกอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นกับการบันทึกจากสิ่งมีชีวิตคือการเคลื่อนไหว ซึ่งมีผลทำให้การบันทึกเปลี่ยนแปลงไป เพราะอิเล็กโทรดที่ใช้หลายอย่างมีความไวต่อการเคลื่อนไหว บางทีการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวนี้แยกไม่ได้จากสัญญาณที่ต้องการจริง ดังนั้นจะต้องคำนึงถึงความผิดพลาดข้อนี้ไว้ด้วย

3.2.4 ในด้านความปลอดภัยในการตรวจวัดสัญญาณจากผู้ป่วยจำเป็นต้องอาศัยจากตัวผู้ป่วยไปยังเครื่องมือ โดยวิธีการเช่นนี้อาจมีโอกาสที่จะเกิดอันตรายจากการที่ไฟฟ้าของเครื่องมือรั่วเข้าไปในตัวผู้ป่วยได้ ฉะนั้นจะต้องระลึกรั้งอันตรายแ่งนี้อยู่เสมอ

3.3 คุณสมบัติของเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการวัดสัญญาณ

เนื่องจากการนำเอาเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์มาใช้กับคนนั้น ต้องมีข้อจำกัดและข้อควรระวังที่จะต้องพิจารณาถึงหลายอย่าง ดังนั้นเครื่องมือที่นำมาใช้จึงน่าจะพิจารณาถึงคุณสมบัติดังต่อไปนี้

3.3.1 ช่วงการทำงาน (Range)

เครื่องมือที่ใช้ควรมีความสามารถทำงานครอบคลุมไปจนตลอดช่วงของสัญญาณที่จะทำการวัด คือ ตั้งแต่น้อยที่สุดจนถึงมากที่สุดได้ หมายความว่า สัญญาณน้อยที่สุดก็สามารถจะขยายแล้วรายงานผลได้ชัดเจน คุณสมบัติข้อนี้มีความสำคัญเพราะสัญญาณที่เกิดขึ้นจากคนหรือสิ่งมีชีวิตโดยทั่วไปนั้นมีการเปลี่ยนแปลงได้มาก คือมีช่วงกว้าง ดังนั้นเครื่องมือจึงต้องมีขอบเขตการทำงานกว้างตามไปด้วย

3.3.2 ความไว (Sensitivity)

ความไวของเครื่องมือนี้หมายความว่า เครื่องมือนั้น ๆ สามารถรายงานความเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเพียงเล็กน้อยได้ ปัจจุบันนี้มีข้อแตกต่างจากคุณสมบัติข้อแรก คือ ความไวนั้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกี่ยวกับช่วงการทำงานทั้งหมดของเครื่องมือ แต่จะเกี่ยวข้องกับโดยตรงกับกำลังขยายของเครื่องมือ ซึ่งเมื่อสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยก็สามารถจะรายงานผลได้ อย่างไรก็ดี ถ้าเครื่องมือมีความไวมากเกินไปก็กลับเป็นข้อเสีย คือ ความเที่ยงตรง (linearity) จะน้อยลง และไม่ค่อยมีเสถียรภาพ (stability) ดังนั้นเครื่องมือแต่ละอย่างจึงต้องการความไวที่พอเหมาะ (optimal sensitivity) เท่านั้น

3.3.3 ความเที่ยงตรง (Linearity)

เมื่อสัญญาณที่ส่งออกจากเครื่องมือผันแปร โดยตรงกับสัญญาณที่ป้อนเข้าไปในเครื่องมือ เรียกว่า เครื่องมือนั้นมีความเที่ยงตรงดี เป็นระบบเส้นตรง แต่เครื่องมือบางชนิดอาจต้องการความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเส้นตรงก็ได้

3.3.4 การตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response)

การตอบสนองต่อความถี่เป็นการเปลี่ยนแปลงความไวในช่วงความถี่ต่าง ๆ ของการวัด เครื่องมือที่ดีควรมีความไวเพียงพอต่อความถี่ทุกช่วง จึงจะทำให้รายละเอียดของคลื่นไฟฟ้าที่บันทึกได้มีรูปร่างไม่เปลี่ยนแปลงหรือผิดเพี้ยนไป

3.3.5 ความแม่นยำ (Accuracy)

ความแม่นยำทราบได้โดยการวัดความผิดพลาด ซึ่งความผิดพลาดนั้นอาจมีสาเหตุหลายประการด้วยกัน ตัวอย่างเช่น

- ความผิดพลาดที่เกิดจากส่วนประกอบในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์เอง
- ความผิดพลาดที่เกี่ยวกับการเคลื่อนไหวของเครื่องมือวัด
- คุณสมบัติเปลี่ยนแปลงจากภาวะแวดล้อม เช่น อุณหภูมิ เป็นต้น
- ความผิดพลาดในด้านการอ่านผล

3.3.6 อัตราส่วนของสัญญาณต่อสิ่งรบกวน (Signal to Noise Ratio)

สิ่งรบกวน (noise) ในทางอิเล็กทรอนิกส์นั้นเป็นการเพิ่มความสูงของเส้นพื้นฐาน (baseline) เมื่อเครื่องมือมีการเพิ่มกำลังขยายขึ้น ถ้าเส้นพื้นฐานหนาขึ้นและสัญญาณที่ต้องการวัดมีค่าน้อยจะทำให้อ่านสัญญาณไม่ค่อยได้ เครื่องมือที่ใช้ในทางการแพทย์ต้องการให้อัตราส่วนนี้มีค่าสูง เพราะภาวะแวดล้อมในโรงพยาบาลนั้นมีสิ่งรบกวนหลายอย่างที่จะทำให้ความสูงของเส้นพื้นฐาน (baseline) หรือสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น สิ่งรบกวนนั้นนอกจากจะเกิดจากกระแสไฟฟ้าสลับจากสายไฟซึ่งมีอยู่มากมายแล้ว ยังมีเครื่องมือที่ส่งการรบกวนโดยทางไฟฟ้าสถิตย์ และแม่เหล็กไฟฟ้าด้วย ซึ่งสิ่งรบกวนนั้นรวมเรียกว่า “Interference noise”

3.3.7 ความมั่นคง (Stability)

ความมั่นคงของเครื่องมือขึ้นอยู่กับวิวัฒนาการทางด้านเทคโนโลยี กล่าวคือ เป็นความสามารถของเครื่องมือที่จะรักษาสมรรถภาพการทำงานให้คงที่แม้เมื่อมีสิ่งรบกวนมาทำให้สัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลงไป เครื่องมือที่ดีควรมีความมั่นคงในการทำงานในช่วงที่จะเป็นประโยชน์ต่อการวัดสัญญาณ ส่วนความมั่นคงของเส้นพื้นฐาน (baseline stability) นั้นเป็นการรักษาเส้นพื้นฐานให้คงที่ไม่ให้แกว่ง (drift) กล่าวคือ ไม่ให้มีกรแกว่งขึ้นหรือลง

3.3.8 การแยกออก (Isolation)

การแยกเช่นนี้เป็นการป้องกันไม่ให้มีสายไฟฟ้าติดต่อกันโดยตรงระหว่างตัวผู้ป่วยและเครื่องมือ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความปลอดภัยจากอันตรายของไฟฟ้า และเพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงการรบกวนของเครื่องมือต่าง ๆ ในการตรวจวัดและบันทึกด้วย เทคนิคการแยกออกนี้โดยมากจะอาศัยการเหนี่ยวนำ (induction) หรือการส่งคลื่นวิทยุ (radio transmission)

3.3.9 ความง่าย (Simplicity)

ระบบการทำงานต่าง ๆ ในเครื่องมือควรมีความง่าย คือ ไม่สลับซับซ้อนเพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดหรือการขัดข้อง โดยเฉพาะเครื่องมือหลายอย่างเกี่ยวข้องกับชีวิตของผู้ป่วย ดังนั้นเครื่องมือที่ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพจึงเป็นที่ต้องการอย่างมาก

3.4 วงจรขยายที่ใช้ในทางชีววิทยา (Biological Amplifier)

วงจรขยายที่ใช้ในทางชีววิทยามีหลักการเช่นเดียวกับวงจรขยายที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป จะแตกต่างกันก็แต่ในรายละเอียดซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะบางอย่างเท่านั้น ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมสำหรับงานที่จะต้องทำ ลักษณะของวงจรขยายที่ใช้ในทางชีววิทยาควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้ คือ

3.4.1 มีอัตราขยายสัญญาณสูงที่ทุก ๆ ความถี่ (High gain)

3.4.2 มีความสามารถในการลดค่าสัญญาณรบกวนสูง (High common mode rejection ratio)

3.4.3 ค่าความต้านทานขาเข้า ของวงจรต้องมีค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความต้านทานของอิเล็กโทรด และค่าคาปาซิแตนซ์ขาเข้าต้องมีค่าต่ำ (High input impedance and low input capacitance)

3.4.4 มีการตอบสนองความถี่ที่เหมาะสมต่อสัญญาณที่ป้อนเข้าไป (Proper frequency response)

อย่างไรก็ดีต้องระลึกอยู่เสมอว่าคุณสมบัติเหล่านี้มีความสัมพันธ์เกี่ยวข้องกันอย่างใกล้ชิด ซึ่งสามารถอธิบายรายละเอียดของคุณสมบัติแต่ละข้อได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 อัตราการขยายสัญญาณสูง

วงจรถยายที่ใช้ในทางชีววิทยานั้นต้องการกำลังขยายสูง เพราะสัญญาณที่ต้องการจะวัดนั้นมีค่าน้อยอย่างมากก็มีค่าเพียงหน่วยมิลลิโวลต์เท่านั้น และเนื่องจากสัญญาณที่จะทำการบันทึกในบางกรณีก็มีช่วงกว้างมาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณอาจจะมีค่าน้อยหรือค่ามากเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ และความถี่ของสัญญาณก็เปลี่ยนไปได้ในช่วง ๆ หนึ่งด้วย ดังนั้นวงจรที่นำมาใช้ในการขยายสัญญาณจึงต้องมีลักษณะสำคัญ คือ มีกำลังขยายสูงในทุก ๆ ช่วงความถี่ แต่อย่างไรก็ดีวงจรถยายที่มีกำลังขยายสูงก็ย่อมจะขยายสิ่งรบกวนเข้าไปด้วยดังนั้นจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรถยายไม่ดีเท่าที่ควร ซึ่งปัญหานี้แก้ไขได้โดยใช้วงจรถยายที่เรียกว่า วงจรถยายผลต่าง (Differential Amplifier)

3.4.2 ความสามารถในการลดค่าสัญญาณรบกวนสูง

ความสามารถของวงจรถยายนอกจากในด้านการขยายสัญญาณแล้วยังต้องมีความสามารถในการลดสิ่งรบกวนให้น้อยลงด้วย ความสามารถในข้อนี้เรียกว่า “Common Mode Rejection Ratio (CMRR)” ซึ่งคุณสมบัติเช่นนี้เป็นลักษณะเฉพาะของวงจรถยายผลต่างดังนั้นจึงขออธิบายพื้นฐานของวงจรถยายผลต่าง ดังต่อไปนี้

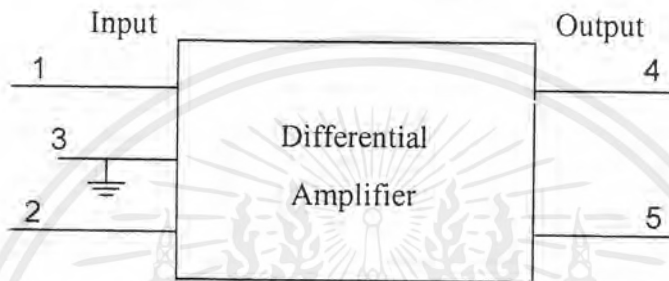
วงจรถยายผลต่างเป็นวงจรถยายที่ใช้การทำงานของหลอดอิเล็กทรออดิกส์หรือทรานซิสเตอร์เป็นคู่ ๆ กัน แทนที่จะใช้เรียงเป็นแนวเดียวอย่างเช่นที่พบในวงจรถยายธรรมดา ลักษณะที่สำคัญในการทำงานของวงจรถยายผลต่าง คือ การไม่ขยายศักย์ไฟฟ้าที่เหมือนกัน (ทั้งความสูงและเวลา) ที่ทางนำเข้า (input terminal) แต่จะขยายศักย์ไฟฟ้าที่แตกต่างกันที่เข้าไปยังทางนำเข้าทั้งสองของวงจรถยาย เท่านั้น

ขณะเมื่อทำการวัดศักย์ไฟฟ้าของเนื้อเยื่อ อิเล็กโตรดอาจรับกระแสไฟสลับจากแหล่งจ่ายไฟ , ระบบสายดินไม่ดี หรืออาจมีสาเหตุอื่น ๆ ซึ่งถ้านำสัญญาณขณะนี้เข้าไปขยายในวงจรถยายแบบธรรมดา (Single-ended Amplifier) กระแสไฟสลับที่เป็นสาเหตุของการรบกวนจะขยายตามสัญญาณไฟฟ้าจากเนื้อเยื่อที่ต้องการจะวัดด้วย และถ้าหากสัญญาณที่ทำการวัดมีค่าน้อยอยู่แล้วก็จะยิ่งทำให้การแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาทำได้ยากมากขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของระบบตรวจวัดจะต้องใช้ระบบหุ้มกำบังสาย (Shielding system) หรือใช้วงจรถยายผลต่างในการขยายภาคต้น ๆ (first stage) หรือในบางกรณีอาจจำเป็นต้องใช้ทั้งสองวิธี

วงจรถยายผลต่าง ทำหน้าที่ขยายศักย์ไฟฟ้าที่แตกต่างกันที่เกิดขึ้นในขณะใด ๆ ตรงจุดที่นำสัญญาณป้อนเข้า ดังรูปที่ 3.1 จะตรงกับทางนำเข้า 1 และ 2

ถ้าหากนำสัญญาณที่มีความสูงและเฟสเหมือนกัน ป้อนเข้าไปยังขั้ว 1 และ 2 ในขณะหนึ่งขณะใด จะไม่มีการขยายออกทางช่องทางของสัญญาณส่งออก (output) ที่ 4 และ 5 เลย ซึ่งการคำนวณเป็นเอกสารที่ส่งมอบให้โดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวิธีนี้อาจทำให้เห็นประโยชน์ของวงจรถยายผลต่างได้ชัดเจนมากขึ้น นั่นคือสัญญาณที่มีลักษณะเป็นสัญญาณที่มีเฟสตรงกัน (inphase signal) ที่เกิดในสายไฟฟ้ากระแสสลับ หรือเกิดจากแหล่งอื่นนอกบริเวณของ อิเล็กโตรด (electrode field) จะถูกตัดออก คือไม่รับเข้าไปขยายในวงจร ซึ่งสามารถที่จะไม่รับสัญญาณที่เหมือนกันเข้าไปขยายนี้ เรียกว่า Common Mode Rejection ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับความเหมือนกันของลักษณะทางไฟฟ้าของสัญญาณที่ป้อนเข้าทั้งสองข้าง



รูปที่ 3.1 จุดต่อของสัญญาณเข้า (input) และสัญญาณออก (output) ของวงจรถยายผลต่าง (Differential Amplifier)

Common Mode Rejection Ratio (CMRR) เป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังขยายเมื่อป้อนศักย์ไฟฟ้าที่แตกต่างกันเข้าที่ทางเข้าทั้งสองของวงจรถยายต่อกำลังขยายเมื่อป้อนศักย์ไฟฟ้าที่เหมือนกันให้กับวงจร ตัวอย่างเช่น เมื่อป้อนสัญญาณเหมือนกันขนาด 1 โวลต์ เข้าที่ขั้วทั้งสองแล้วได้สัญญาณส่งออก 0.01 โวลต์ แต่เมื่อป้อนสัญญาณที่มีความแตกต่างกัน 0.001 โวลต์ เข้าที่ขั้วทั้งสองจะได้สัญญาณส่งออก 1 โวลต์

เพราะฉะนั้นจะได้ค่า $CMRR = (1/0.001) / (0.01/1) = 100,000$

ถึงสำคัญที่ต้องระวังคือ ในกรณีที่มีอิเล็กโตรดมีความต้านทานสูงมาก จะทำให้ค่าของ CMRR ในขณะที่มีอิเล็กโตรดต่อกับวงจรถยายมีอัตราส่วนลดลงจากค่า CMRR ของวงจรถยาย ในขณะที่ไม่มีอิเล็กโตรดต่ออยู่ เนื่องจากเหตุผลคือ ตัวอิเล็กโตรดเองและความต้านทานขาเข้าของวงจรถยายทำหน้าที่เป็นตัวแบ่งศักย์ไฟฟ้า (voltage divider) และเนื่องจากความต้านทานของอิเล็กโตรดยากที่จะทำให้มีค่าเท่ากันได้ ศักย์ไฟฟ้าที่ป้อนเข้าจึงแตกต่างกัน เป็นผลให้ CMRR มีค่าลดลง

ถ้าความต้านทานของอิเล็กโตรดมีค่าน้อย เมื่อเปรียบเทียบกับความต้านทานของวงจรถยายจะได้ค่า CMRR ก่อนข้างสูงซึ่งเทียบได้กับการใช้อิเล็กโตรดชนิดที่ปิดที่ผิวหน้าหรืออิเล็กโตรดขั้วเดียว แต่ถ้าความต้านทานของอิเล็กโตรดไม่เท่ากันหรือ ถ้าวงจรถยายมีค่าความต้านทานขาเข้าต่ำและอิเล็กโตรดความต้านทานสูง ก็จะทำให้ค่า CMRR ลดลง และนอกจากนั้นค่า CMRR ยังลดลงเมื่อความถี่ของสัญญาณลดลงด้วย

3.4.3 ความต้านทานขาเข้ามีค่าสูง และ คาปาซิแตนซ์ขาเข้ามีค่าต่ำ

ก. ความต้านทานขาเข้า (Input Impedance)

ความต้านทานขาเข้าของวงจรถยาย หมายถึง อัตราส่วนของศักย์ไฟฟ้าที่ป้อนเข้าไปต่อกระแสไฟฟ้าที่วงจรสามารถรับได้ โดยทั่วไปวงจรถยายที่ใช้ในทางชีววิทยาต้องการความต้านทานขาเข้าสูง เพราะในการตรวจวัดสัญญาณจากที่เล็ก ๆ จะต้องใช้อิเล็กโตรดที่มีขนาดเล็ก ซึ่งจะมี ความต้านทานมาก หรือแม้แต่ในกรณีที่ใช้อิเล็กโตรดสำหรับปิดผิวหนังก็ตาม ความต้านทานของบริเวณที่สัมผัสระหว่างอิเล็กโตรดกับผิวหนังก็ยังมีมากอยู่ ดังนั้นเมื่อต้องการให้การบันทึกเป็นไปได้ อย่างมีประสิทธิภาพจะต้องใช้วงจรถยายที่มีความต้านทานขาเข้าสูง เพื่อที่จะให้แน่ใจว่ากระแสซึ่งมีเพียงเล็กน้อยนั้นถูกนำไปขยายในวงจรถยายได้ และ มีการเสียไปที่อิเล็กโตรดเพียงเล็กน้อย ถ้าความต้านทานขาเข้าต่ำกว่าค่าความต้านทานของอิเล็กโตรดจะทำให้ศักย์ไฟฟ้าเสียไปที่อิเล็กโตรดมาก และ เหลือศักย์ไฟฟ้าเพียงเล็กน้อยสำหรับป้อนเข้าสู่วงจรถยาย ซึ่งในภาวะเช่นนี้จะทำให้รูปร่างของคลื่นไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ความต้านทานขาเข้าของวงจรถยายต้องมีค่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความต้านทานของอิเล็กโตรดจึงจะไม่ทำให้ศักย์ไฟฟ้าที่บันทึกได้มีรูปร่างผิดเพี้ยนไป นอกจากนี้ความต้านทานที่มีค่ามากยังมีส่วนช่วยเพิ่มค่าความ สามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรถยายอีกด้วย

ข. คาปาซิแตนซ์ขาเข้า (Input Capacitance)

คาปาซิแตนซ์ที่กระจัดกระจายอยู่ (stray capacitance) และที่อยู่ในสายไฟฟ้าที่ต่อแบบขนานกับความต้านทานขาเข้า มีชื่อเรียกว่า คาปาซิแตนซ์ขาเข้า ส่วนคาปาซิแตนซ์ของสายไฟที่ต่อภายนอกเครื่อง (cable capacitance) นั้นเกิดขึ้นเนื่องจากสายของอิเล็กโตรดที่ต่อลงดิน

โดยทั่วไปแล้ววงจรถยายอย่างจะมีคาปาซิเตอร์แฝงอยู่บ้างไม่มากก็น้อย เนื่องมาจากการจัดวางส่วนประกอบต่าง ๆ ทางอิเล็กทรอนิกส์และการเดินสายไฟ คาปาซิแตนซ์ซึ่งกระจัดกระจายอยู่มีส่วนขาเข้าของวงจรถยายและคาปาซิเตอร์ของอิเล็กโตรดและสายต่อจะมีส่วนทำให้สัญญาณที่ได้มีค่าลดลงและมีรูปร่างผิดไป เนื่องจากคาปาซิแตนซ์ของสายอิเล็กโตรดนี้จะเสริมค่าคาปาซิแตนซ์ขาเข้าของวงจรถยายทำให้คาปาซิแตนซ์รวมมีค่าสูงขึ้นอีก ซึ่งผลของคาปาซิแตนซ์ขาเข้านั้นจะทำให้สัญญาณที่ความถี่สูงมีค่าลดลง ตัวอย่างเช่น ถ้าคาปาซิแตนซ์ขาเข้าของวงจรถยายมีค่าเท่ากับ 500 พิโคฟารัด ดังนั้นจะมีความต้านทานของคาปาซิแตนซ์ที่ความถี่ 1,000 เฮิรตซ์ ประมาณ 300,000 โอห์ม ($x = 1 / [2(3.14)fc]$) และ ถ้าค่าความต้านทานของอิเล็กโตรด มีค่าประมาณ 300,000 โอห์ม ดังนั้นศักย์ไฟฟ้าในช่วงความถี่ 1,000 เฮิรตซ์ จะลดลงไปเกือบ 50 เปอร์เซ็นต์ และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นไปอีกศักย์ไฟฟ้าก็จะยิ่งลดลงอีก ดังนั้นจะต้องพยายามทำให้คาปาซิแตนซ์ขาเข้ามีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ จึงจะมีผลตอบสนองของสัญญาณต่อความถี่ดี นั่นคือ ที่ความถี่ใด ๆ ก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยสรีรวิทยาและสรีรวิทยาการแพทย์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ หากมีการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

วงจรก็ยังสามารถขยายสัญญาณได้ดี นอกจากนั้นคาปาซิเตอร์ที่มีค่าสูงนั้นจะทำให้ค่าความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนลดลงในช่วงความถี่สูง ๆ อีกด้วย

การแก้ไขสิ่งรบกวนโดยใช้การหุ้มกำบังสายอิเล็กทรอนิกส์โทรด จะสามารถลดการรบกวนจากกระแสไฟสถิตย์ได้ แต่ในขณะเดียวกันจะทำให้คาปาซิแตนซ์ขาเข้าของวงจรขยายมีค่าเพิ่มมากขึ้น ส่วนสายอิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่ได้หุ้มกำบัง มีข้อเสียตรงที่มีโอกาสรับสัทธิไฟฟ้าที่เข้ามารบกวนได้มาก แต่มีค่าคาปาซิแตนซ์ต่ำ โดยเฉพาะเมื่อใช้สายต่อจากอิเล็กทรอนิกส์ที่สั้น ๆ วิธีการลดค่าของคาปาซิแตนซ์อาจทำได้โดยใช้การชิลด์ (driven shield) คือ ใช้สายหุ้มที่ไม่ต่อลงดิน แต่นำไปต่อที่จุด ๆ หนึ่งในระบบของวงจรขยาย ดังนั้นสายที่หุ้มอยู่ข้างนอกและสายที่อยู่ภายในจะมีศักย์ไฟฟ้าเท่ากัน จึงไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านคาปาซิเตอร์ที่เกิดจากสายไฟและสายหุ้ม โดยวิธีนี้จึงทำให้ผลของคาปาซิแตนซ์มีน้อยและทำให้การตอบสนองสัญญาณที่ความถี่สูง ๆ ดีขึ้น

ข้อที่ไม่ต้องการในวงจรขยายอีกประการหนึ่ง คือ สัญญาณรบกวนจากวงจรขยาย ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงของศักย์ไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเองที่ทางส่งออกของวงจรวางจรขยายนั้น โดยเกิดจากอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรวางจรเอง ดังนั้นการเลือกหลอดอิเล็กทรอนิกส์ ทรานซิสเตอร์ และรีซิสเตอร์ รวมทั้งการออกแบบวงจรที่ดีจะช่วยลดปัญหาในเรื่องนี้ได้

3.4.4 การตอบสนองความถี่ที่เหมาะสม

การตอบสนองต่อความถี่ของวงจรวางจรขยายอาจหมายถึงความไวของเครื่องมือที่จะสามารถขยายสัญญาณได้ดีตามความถี่ที่กำหนดไว้ได้ โดยที่ศักย์ไฟฟ้าที่ส่งออกมาไม่มีการเปลี่ยนแปลง

โดยทั่วไปความถี่ของสัญญาณต่าง ๆ ที่ใช้ในทางการแพทย์จะอยู่ในช่วงความถี่ต่ำๆ อย่างมากที่สุดก็มีค่าเป็นจำนวนพันเฮิรตซ์ ส่วนในช่วงความถี่ต่ำอาจมีค่าลดลงจนถึงระดับกระแสไฟตรง ซึ่งจะมีความแตกต่างจากระบบวงจรวางจรขยายที่ใช้ในด้านอื่น ๆ เช่น ในทางโทรคมนาคม วงจรวางจรที่ใช้เป็นชนิดที่ทำงานอยู่ในช่วงที่มีความถี่สูงมาก

วงจรวางจรที่ใช้ในทางชีววิทยาสำหรับใช้เฉพาะงานอย่างใดอย่างหนึ่งนั้นยังจะต้องมีวงจรวางจรที่เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณผ่านเฉพาะความถี่ (band pass filter) เพื่อช่วยกำจัดคลื่นความถี่ที่ไม่ต้องการ ซึ่งหมายถึง ความถี่ที่สูงไปหรือต่ำไปจากความถี่ที่ต้องการวัด และยังคงให้สัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้ดี คือ มีทั้งวงจรกรองผ่านความถี่สูง (high pass filter) ซึ่งทำหน้าที่ตัดคลื่นความถี่ต่ำออกไป ดังนั้นวงจรวางจรจะทำการขยายสัญญาณในช่วงแคบอันเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการทำงาน เนื่องจากจะทำให้สัญญาณรบกวนของระบบวงจรวางจรขยายลดลงไปได้มาก และนอกจากนั้นการรบกวนจากคลื่นที่มีความถี่สูง เช่น คลื่นวิทยุก็จะถูกตัดออกไปด้วย

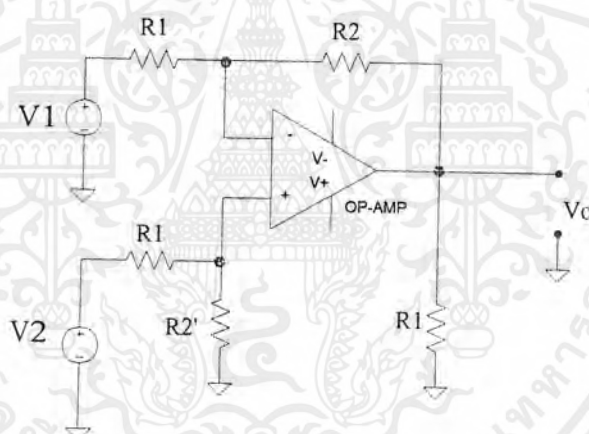
3.5 วงจรพื้นฐานของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

วงจรพื้นฐานที่ใช้สำหรับประกอบเป็นส่วนของวงจรขยายสัญญาณของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ มีดังต่อไปนี้

3.5.1 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (Differential Amplifier)

วงจรขยายผลต่าง เป็นวงจรพื้นฐานที่มีประโยชน์อย่างยิ่งซึ่งจะพัฒนาไปเป็นวงจรขยายที่มีประสิทธิภาพในการวัดค่าสัญญาณที่ต้องการความแม่นยำสูงและมีเสถียรภาพดี ดังจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

วงจรขยายสัญญาณผลต่างอย่างง่ายแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายชนิดนี้ คือ สามารถรับและขยายสัญญาณเข้าที่มีระดับต่ำซึ่งปรากฏอยู่ในระบบที่มีสัญญาณรบกวนสูงกว่าได้



รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณผลต่างอย่างง่าย

จากรูป 3.2 การทำงานของวงจรให้เป็นไปตามที่ต้องการสามารถอธิบายได้โดยการป้อนสัญญาณเข้า V_1 และ V_2 ซึ่งมีขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงข้ามกัน ให้กับวงจร ดังนั้นค่าศักดาของด้านขาออกของวงจรขยายผลต่างนี้สามารถหาได้ดังต่อไปนี้

$$V_{out} = \left[V_2 \left(\frac{R_2'}{R_2' + R_1'} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \right] - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_2' = R_2$ และ $R_1' = R_1$ จะได้ว่า

$$V_{out} = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการเท่ากัน จะได้ว่า

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่า สัปดาห์ทางเอาต์พุตของวงจรขยายผลต่างจะมีค่าขึ้นอยู่กับผลต่างระหว่างศักดาทั้งสองทางของสัญญาณด้านขาเข้า และค่าอัตราขยายของวงจรสามารถปรับได้ง่ายโดยการกำหนดค่าอัตราส่วนของความต้านทานระหว่าง R_2 และ R_1 ให้เหมาะสม

การทำงานของวงจรขยายผลต่างในทางอุดมคติ นั้น สัญญาณด้านขาออกของวงจรจะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อป้อนสัญญาณที่เหมือนกัน ซึ่งหมายถึงมีขนาดเท่ากัน และเฟสตรงกัน ให้กับทางเข้าทั้งสองของวงจร ($V_{out} = 0$ เมื่อ $V_1 = V_2$) เรียกการทำงานของวงจรในลักษณะเช่นนี้ว่าเป็นการทำงานแบบคอมมอนโหมด (common mode) แต่สำหรับวงจรที่นำมาใช้งานจริงนั้นจะมีผลตอบสนองทางด้านขาออกเกิดขึ้น เมื่อป้อนสัญญาณขาเข้าแบบคอมมอนโหมด ผลตอบสนองทางขาออกต่อสัญญาณเข้าแบบคอมมอนโหมด แสดงได้โดย

$$V_{OCM} = A_{CM} * V_{ICM}$$

ดังได้กล่าวมาแล้วว่าความสามารถของวงจรขยายผลต่างในการที่จะกำจัดสัญญาณแบบคอมมอนโหมด และทำหน้าที่ขยายสัญญาณผลต่างทางขาเข้าของวงจร (differential mode) จะกำหนดโดยค่า common mode rejection ratio (CMRR) ซึ่งสามารถคำนวณค่าในหน่วย เดซิเบลได้จาก

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right|$$

โดยที่ A_{DM} : กำลังขยายของวงจรสำหรับสัญญาณเข้าแบบต่าง

A_{CM} : กำลังขยายของวงจรสำหรับสัญญาณอินพุตแบบคอมมอนโหมด

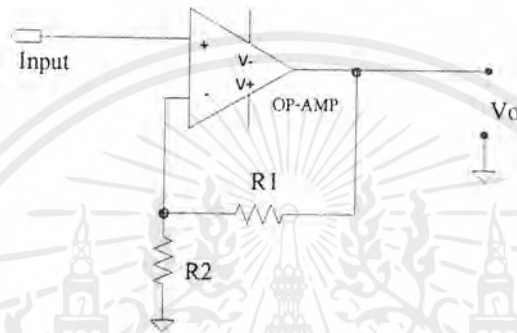
สำหรับในการออกแบบจะต้องออกแบบให้วงจรมีค่า CMRR มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งออปแอมป์โดยทั่วไปก็มักจะมีค่า CMRR สูงอยู่แล้ว ตัวอย่างเช่น ออปแอมป์เบอร์ 741 มีค่า CMRR ประมาณ 90 dB ส่วนออปแอมป์อื่นก็จะมีค่าเฉลี่ยของ CMRR > 110 dB เป็นต้น

3.5.2 วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier)

วงจรบัฟเฟอร์เป็นวงจรที่ใช้สำหรับปรับปรุงวงจรขยายผลต่างให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น โดยคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรบัฟเฟอร์คือ มีค่าความต้านทานขาเข้าสูง ซึ่งเมื่อนำไปใช้ประกอบในส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ จะทำให้สัญญาณที่วัดได้มีการสูญเสียที่รอยสัมผัสระหว่างผิวหนังกับขั้วไฟฟ้าหรืออิเล็กโทรดที่ใช้วัดน้อยที่สุด นอกจากนี้วงจรบัฟเฟอร์ยังทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีค่าเพิ่มขึ้นในระดับหนึ่งก่อนที่จะส่งไปขยายในส่วนต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่มีข้อจำกัด คือ อัตราการขยายในส่วนแรกของวงจรไม่ควรจะมีค่ามากเกินไป เพราะถ้ามีออฟเซต (Offset) เกิดขึ้นที่สัญญาณเข้า อาจจะทำให้ค่าสัญญาณทางออกที่ได้มีค่าสูงหรือต่ำกว่าระดับสัญญาณอ้างอิงของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับออปแอมป์ได้ (โดยทั่วไปจะมีค่าเป็นศูนย์) และเป็นผลให้วงจรไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ลักษณะพื้นฐานของวงจรบัฟเฟอร์ที่จะนำมาใช้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ลักษณะพื้นฐานของวงจรบัฟเฟอร์

3.5.3 วงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)

วงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน สามารถสร้างได้โดยใช้ออปแอมป์ทั่ว ๆ ไป และใช้รีซิสเตอร์จำนวนหนึ่งประกอบเป็นวงจรพื้นฐานตามรูปที่ 3.4 โดยจะสังเกตได้ว่าวงจรขยายแบบนี้เป็นการพัฒนามาจากวงจรขยายผลต่าง และ วงจรบัฟเฟอร์ ประกอบกัน วงจรขยายแบบนี้เป็นวงจรที่ถูกนำไปใช้ประโยชน์มากเนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรขยายผลต่างแบบธรรมดา

คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน

- ค่าต้องการขยายศักดาของสัญญาณเข้าแบบผลต่างให้เป็นสัญญาณออกแบบเดี่ยว ๆ จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานเพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงให้เห็นได้ดังต่อไปนี้

จากรูปวงจรพื้นฐานของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน (รูปที่ 3.4) จะได้ว่า

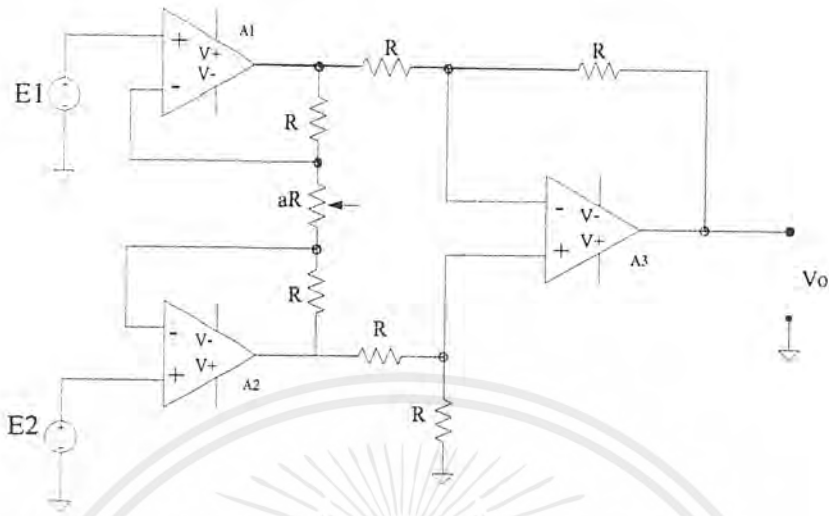
$$V_{out} = I(aR + 2R)$$

$$V_{out} = \left[\frac{(E_1 - E_2)}{aR} \right] (aR + 2R)$$

$$V_{out} = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{a} \right)$$

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{(E_1 - E_2)} = 1 + \frac{2}{a}$$

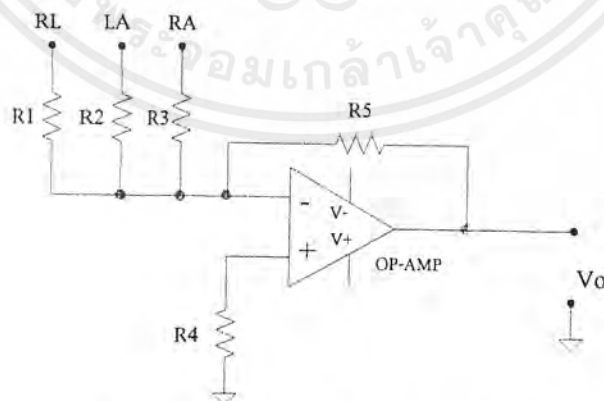
ดังนั้น จะเห็นว่าอัตราการขยายของวงจรนี้จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน aR เพียงค่าเดียว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรขยายแบบอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier)

- ความต้านทานขาเข้าของวงจรมีค่าสูงมาก เนื่องจากใช้วงจรมัฟเฟออร์เป็นวงจรส่วนหน้า ในการรับสัญญาณเข้ามาขยาย และค่าความต้านทานนี้จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามอัตราขยาย คักคาไฟฟ้าของสัญญาณ
- สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขึ้นอยู่กับผลต่างของสัญญาณทางด้านขาเข้า แบบผลต่าง เท่านั้น นั่นคือ ถ้าสัญญาณเข้าเป็นแบบคอมมอนโหมด (common mode) จะได้ค่าของสัญญาณ ทางออกมีค่าน้อย ๆ (ซึ่งในทางอุดมคติจะมีค่าเท่ากับศูนย์)

3.5.4 วงจรที่ใช้เป็นจุดอ้างอิงจากร่างกาย (RL Driven)



รูปที่ 3.5 วงจรที่ใช้เป็นจุดอ้างอิงจากร่างกาย

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เป็นจุดสัญญาณอ้างอิงแทนจุดอ้างอิง (ground) ของวงจรเนื่องจากจุดอ้างอิงของวงจรต่ออยู่โดยตรงกับแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟตรง ดังนั้นถ้าหากมีกระแสไฟฟ้ารั่วไหล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเฉพาะในชั้นเรียนเท่านั้น การคัดลอก การทำซ้ำ การเผยแพร่ หรือการนำเอกสารนี้ไปใช้ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การละเมิดลิขสิทธิ์จะดำเนินคดีตามกฎหมายโดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

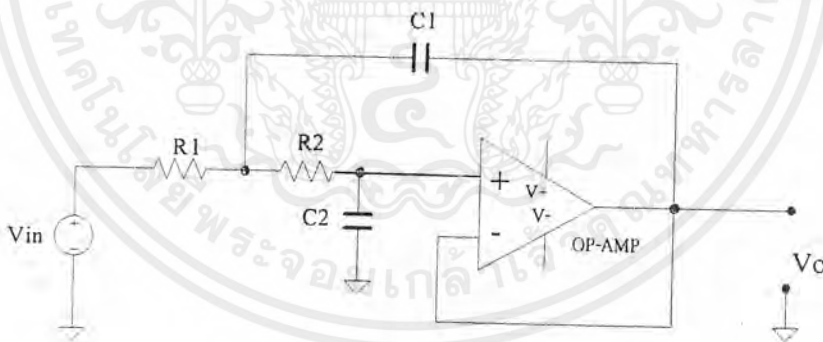
ก็อาจก่อให้เกิดอันตรายแก่ผู้ป่วยได้ จุดที่ใช้วัดสัญญาณอ้างอิงจากร่างกายจึงต้องแยกออกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟตรงหลักของวงจร

ลักษณะของวงจรเป็นวงรวมสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 สัญญาณเข้าของวงจรนี้จะต่อมาจากสัญญาณออกของวงจรบัพเฟอร์ซึ่งวัดสัญญาณมาจากส่วนอื่นของร่างกาย สัญญาณออกของวงรวมสัญญาณนี้จะนำมาใช้เป็นจุดอ้างอิงในการวัดสัญญาณจากร่างกายซึ่งโดยทั่วไปจะวัดจากบริเวณขาข้างขวา (Right Leg : RL)

3.5.5 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำนี้เป็นวงจรแบบชาเลน – คีย์ (Unity Gain Sallen – Key VCVS) ใช้สำหรับกรองให้ความถี่ต่ำตั้งแต่ ช่วงสัญญาณไฟตรง (dc level) จนถึงความถี่ประมาณ 200 เฮิรตซ์ สามารถผ่านได้ดี และเริ่มมีการลดทอนสัญญาณหลังจากความถี่ 200 เฮิรตซ์ เป็นต้นไป และเนื่องจากความถี่ของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีค่าประมาณอยู่ในช่วง 0.5 เฮิรตซ์ ถึง 200 เฮิรตซ์ ดังนั้นการนำวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำนี้มาใช้สำหรับเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ จะช่วยลดผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูงได้

ลักษณะของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบชาเลน – คีย์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

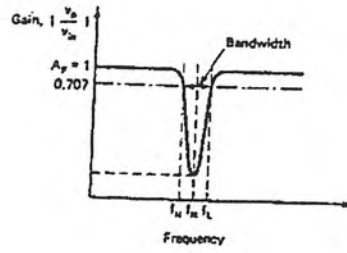


รูปที่ 3.6 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบชาเลน – คีย์ (Sallen – key)

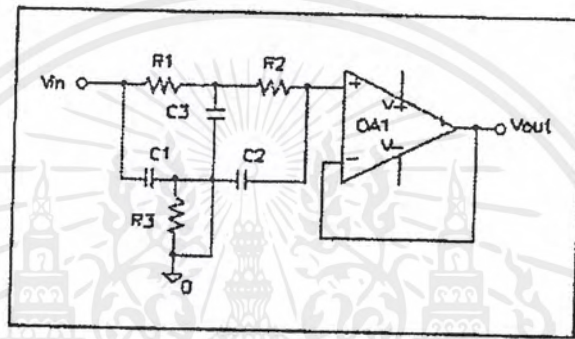
3.5.6 วงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่ (Active Band – Stop Filter แบบ Notch Filter)

วงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่ เป็นวงจรที่นำมาใช้เพื่อกำจัดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการเพียงช่วงแคบ ๆ หรือความถี่ที่ไม่ต้องการค่าใดค่าหนึ่ง ตัวอย่างเช่น ในเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจะนำมาใช้กำจัดสัญญาณที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนจากสายส่งมาก เป็นต้น ลักษณะของผลตอบสนองความถี่ของวงจร ไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่ และวงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้ (Tunable Notch Filter) แสดงได้ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

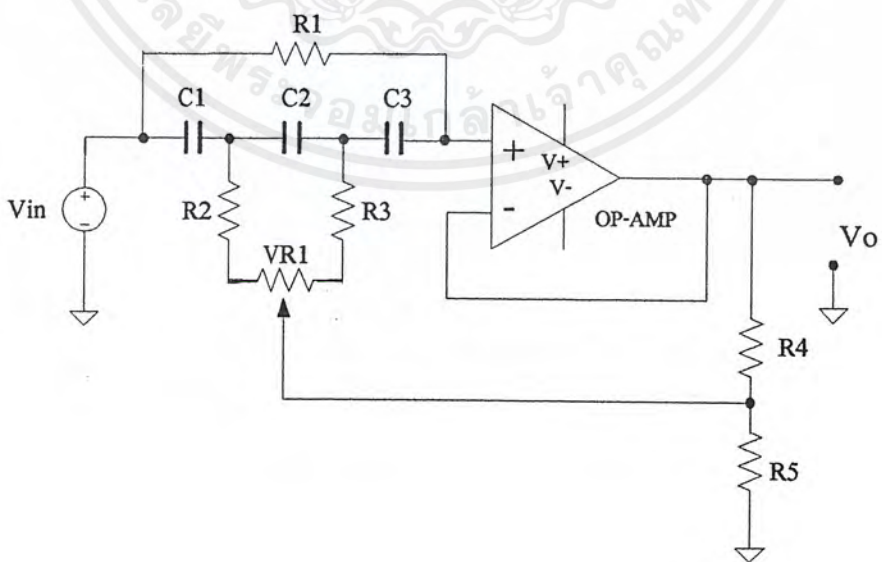


(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 ก) ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่
ข) วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่อย่างง่าย



รูปที่ 3.7 ค) วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 3.7 ค) ความสัมพันธ์ของค่า R และ C ที่นำมาใช้ในวงจรจะเป็นไปตามสมการ

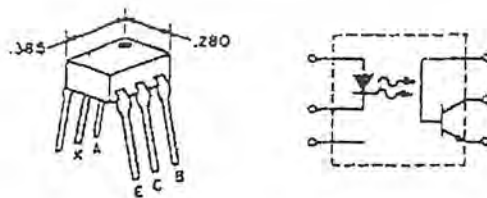
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{3R_1 R_2}}$$

f_0 คือ ความถี่ที่มีการลดทอนของสัญญาณมากที่สุด

วงจรตามรูปที่ 3.7 ข) และ ค) จะมีผลตอบสนองความถี่ในลักษณะเดียวกัน แต่วงจรในรูปที่ 3.7 ข) นั้น R_3 และ C_3 ต่อจุดอ้างอิงโดยตรงดังนั้นออปแอมป์จะทำหน้าที่เสมือนบัฟเฟอร์ทั่ว ๆ ไปเท่านั้น ค่า Q ของวงจรจะมีค่าต่ำมาก แต่สำหรับวงจรในรูปที่ 3.7 ค) ไม่มี R และ C ต่อกับจุดอ้างอิงโดยตรง ซึ่งเป็นผลให้ค่า Q ของวงจรสูงขึ้น ทำให้ผลตอบสนองความถี่ของวงจรมีความชันมากขึ้นและสามารถปรับค่าต้านทาน R เพื่อให้มีการลดทอนมากที่สุดที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ได้พอดี นั่นคือวงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นนั่นเอง

3.5.7 วงจรแยกสัญญาณ (Opto - Isolator)

เป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการทำงาน โดยการเปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง และเปลี่ยนสัญญาณแสงกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง วงจรแยกสัญญาณประกอบด้วยไดโอดเปล่งแสง (infrared LED) และทรานซิสเตอร์รับแสง (silicon photo transistor) ซึ่งรวมกันอยู่ในไอซีตัวเดียวกัน ลักษณะการทำงานของวงจรแยกสัญญาณ (opto - isolation) เป็นการส่งผ่านสัญญาณเพียงทางเดียวข้ามช่องว่าง ดังนั้นส่วนของทรานซิสเตอร์รับแสง จะไม่มีผลกระทบโดยตรงกับวงจรทางด้านสัญญาณเข้า และลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งก็คือ วงจรแยกสัญญาณมีค่าความต้านทาน ระหว่างทางด้านขาเข้าและทางด้านขาออกสูงมาก (ประมาณ 10¹¹ โอห์ม) ตัวอย่างของอุปกรณ์แยกสัญญาณ ที่นิยมใช้กันทั่วไปแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



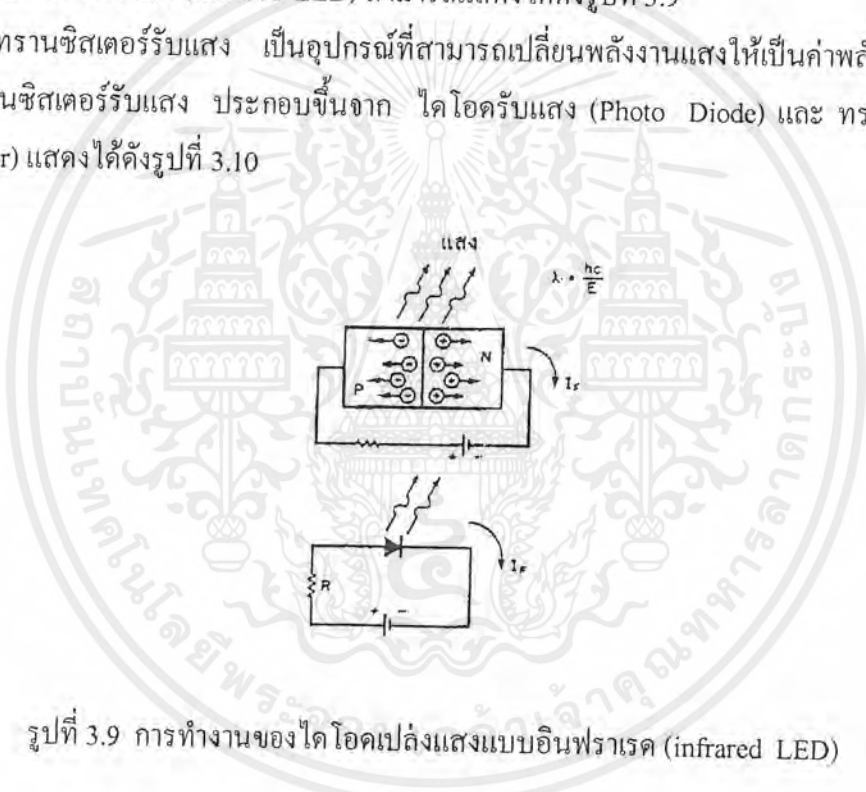
รูปที่ 3.8 ตัวอย่างของอุปกรณ์แยกสัญญาณ ที่นิยมใช้โดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

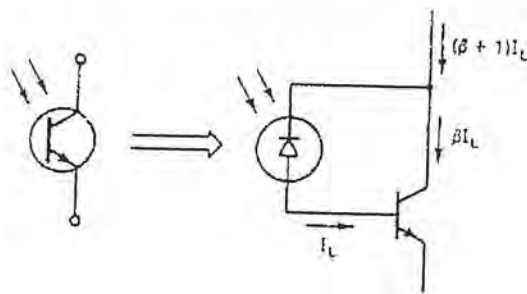
ลักษณะการทำงานพื้นฐานของไดโอดเปล่งแสง และทรานซิสเตอร์รับแสง สามารถอธิบาย ได้ดังต่อไปนี้

ไดโอดเปล่งแสง เป็นส่วนที่สามารถให้กำเนิดแสงได้ เมื่อมีกระแสไหลผ่านบริเวณรอยต่อพีเอ็น (PN Junction) ของตัวมันจะทำให้อิเล็กตรอนบริเวณนั้นมีการเปลี่ยนระดับพลังงานไปจากเดิมและมีการปล่อยพลังงานออกมาในรูปของคลื่นแสง โดยความถี่ของแสงที่ปล่อยออกมากจะขึ้นอยู่กับช่องว่างของแถบพลังงานของวัสดุที่ใช้ทำเป็นไดโอดนั้น ๆ ลักษณะการทำงานของไดโอดเปล่งแสงแบบอินฟราเรด (Infrared LED) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9

ทรานซิสเตอร์รับแสง เป็นอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นค่าพลังงานไฟฟ้าได้ ทรานซิสเตอร์รับแสง ประกอบขึ้นจาก ไดโอดรับแสง (Photo Diode) และ ทรานซิสเตอร์ (transistor) แสดงได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 การทำงานของไดโอดเปล่งแสงแบบอินฟราเรด (infrared LED)



รูปที่ 3.10 ลักษณะของทรานซิสเตอร์รับแสง (Photo transistor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ใช้ประโยชน์ด้านการค้า... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 เมื่อมีพลังงานจากภายนอก เช่น แสง หรือ ความร้อน มาตกกระทบอย่างเพียงพอให้กับวาเลนซ์อิเล็กตรอนจะทำให้เกิดการแตกตัวของอิเล็กตรอนและโฮลขึ้นซึ่งเป็นผลให้เกิดกระแส I_L ไหล กระแส I_L นี้จะแปรค่าโดยตรงกับปริมาณพลังงานที่ทำให้เกิดการแตกตัวของอิเล็กตรอนและโฮลและค่ากระแสนี้จะถูกขยายให้เป็นกระแสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

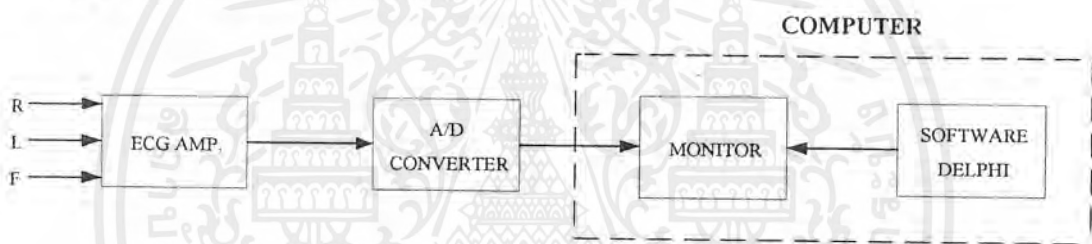
สำหรับในวงจรของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ จะนำอุปกรณ์นี้มาใช้เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นได้กับผู้ป่วยเนื่องจากมีกระแสไฟฟ้ารั่วไหล



บทที่ 4

การออกแบบและการสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

การสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ ประกอบด้วยส่วนหลักๆ 2 ส่วน คือส่วนแรกเป็น วงจรที่ใช้วัดและขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากร่างกาย ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายแบบ อินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier), วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non - Inverting Amplifier), วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter), วงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้ (Tunable Notch Filter) และวงจรส่วนที่แยกสัญญาณ (Opto - Isolator) ส่วนที่สองเป็นวงจร แปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อใช้ติดต่อกับคอมพิวเตอร์

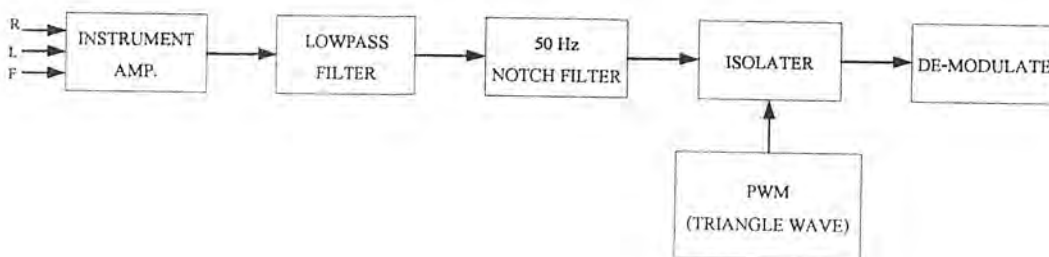


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ

ซึ่งออกแบบและการสร้างส่วนต่างๆมีดังนี้

4.1 การออกแบบและสร้างภาคขยายคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ (ECG Amplifier)

การออกแบบและสร้างภาคขยายคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ สามารถแยกออกเป็นวงจรต่าง ๆ ได้ ตามบล็อกไดอะแกรม ดังนี้

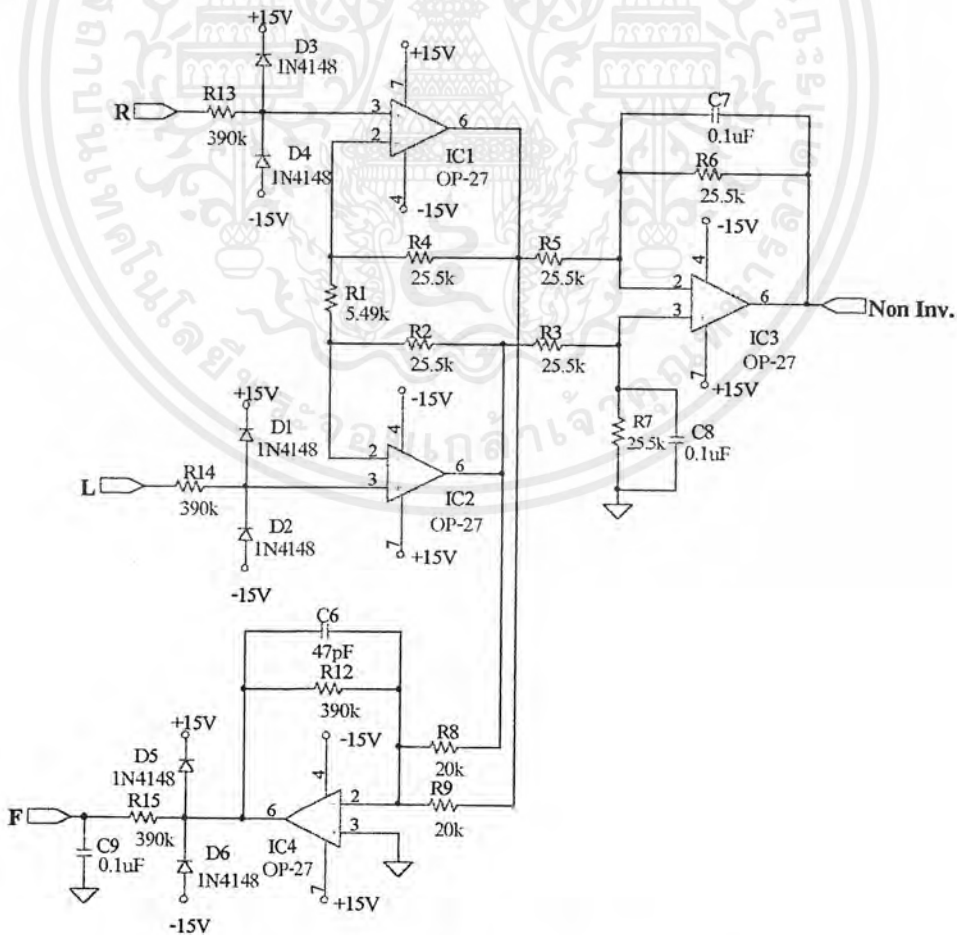


รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมของภาคขยายคลื่นสัญญาณไฟฟ้าหัวใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 ส่วนวงจรอินสตรูเมนแอมป์ (Instrument Amp.)

ส่วนของวงจรรขยายแบบอินสตรูเมน ดังแสดงในรูปที่ ประกอบด้วยออปแอมป์ 3 ตัวคือ IC₁, IC₂, IC₃ และตัวต้านทาน R₁ - R₇ โดยที่ IC₁ และ IC₂ ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรรขยายชนิดไม่กลับเฟส ทำหน้าที่เป็นวงจรับฟเฟอร์ที่มีค่าความต้านทานขาเข้าสูง รับสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่มีขนาดน้อยมาก ประมาณ 1 มิลลิโวลท์ เข้ามาขยายในส่วนต้นวงจร จุดที่ต่ออยู่กับตัวต้านทาน R₁ จะใช้สำหรับเป็นจุดอ้างอิงของสัญญาณแบบผลต่าง ถ้าสัญญาณเข้าเป็นแบบคอมมอนโหมด จะมีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R₁, R₂ หรือ R₄ เพียงเล็กน้อย เนื่องจากศักดาไฟฟ้าตกคร่อม R₁ มีค่าน้อย แต่ถ้าหากสัญญาณเข้าเป็นแบบผลต่างจะเกิดความแตกต่างของศักดาไฟฟ้าที่ตัวต้านทาน R₁ ทำให้เกิดมีกระแสไหลได้มากขึ้น ดังนั้น จะเห็นได้ว่าวงจรส่วนนี้จะขยายเฉพาะสัญญาณแบบผลต่างเท่านั้น โดยที่มีอัตราขยายของวงจรส่วนนี้เท่ากับ $(R_1 + 2R_4) / R_1$ หรือเท่ากับ $1 + (2R_4 / R_1)$ IC₃ เป็นวงจรรขยายสัญญาณผลต่างส่วนที่สองมีอัตราขยายสัญญาณเท่ากับ R₆ / R₅ และ IC₄, R₈, R₉, R₁₂ เป็นส่วนของวงจรถ้อนกลับที่เรียกว่าเรียกว่า RL driven



รูปที่ 4.3 วงจรรขยายแบบอินสตรูเมนและวงจรถ้อนกลับ RL driven

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

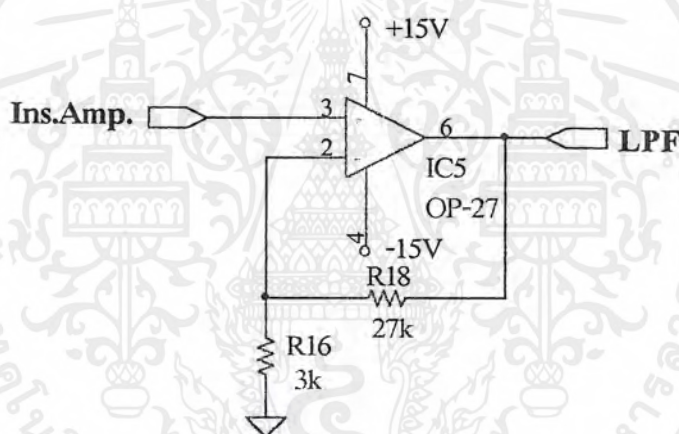
ในวงจรส่วนนี้เลือกใช้ออปแอมป์ชนิด OP-27 เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่น คือ

- สามารถสร้างให้มีอัตราขยายค่าสูง ๆ ได้ เนื่องจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีค่าต่ำมาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรขยายที่มีค่าอัตราการขยายสูงเพื่อจะได้สังเกตลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณได้อย่างชัดเจน

- มีค่าสัญญาณรบกวนในระดับต่ำ ทำให้สัญญาณที่ต้องการวัดมีความถูกต้องแน่นอนและชัดเจนมากขึ้น

4.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amp.)

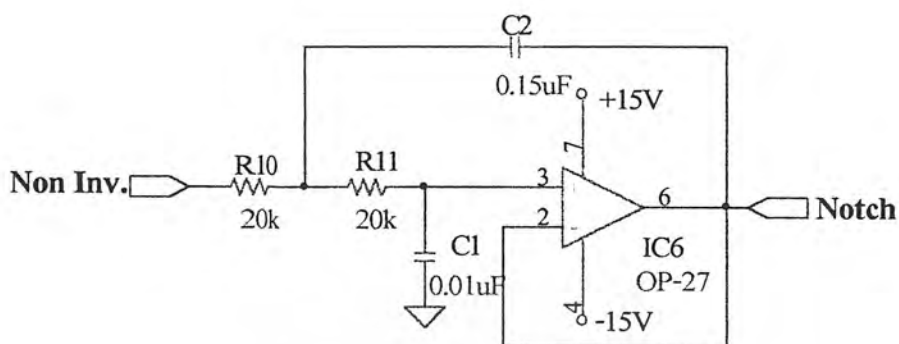
ประกอบด้วย IC₅ และตัวต้านทาน R₁₆ และ R₁₈ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น โดยมีอัตราการขยายเท่ากับ $1+R_{18}/R_{16}$



รูปที่ 4.4 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

4.1.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)

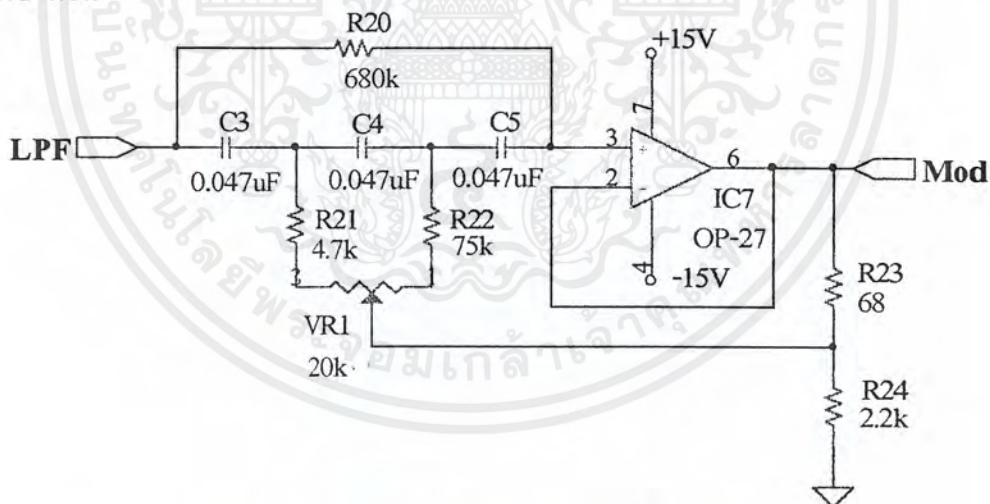
ประกอบด้วย IC₆, ตัวต้านทาน R₁₀, R₁₁ และตัวเก็บประจุ C₁, C₂ วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 200 เฮิรต์ซ ซึ่งเป็นช่วงความถี่ของสัญญาณที่ไม่ต้องการจึงเป็นผลให้สัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง ๆ ไม่ส่งผลกระทบต่อ ค่อสัญญาณที่ต้องการวัด



รูปที่ 4.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.1.4 วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้

ประกอบด้วย IC₇, ตัวต้านทาน R₂₀-R₂₂, ตัวต้านทานปรับค่าได้ VR₁ และตัวเก็บประจุ C₃-C₅ เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนจากสายส่งมากที่สุด ตัวต้านทาน VR₁ ใช้สำหรับปรับเพื่อให้มีการลดทอนมากที่สุดที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ พอดี

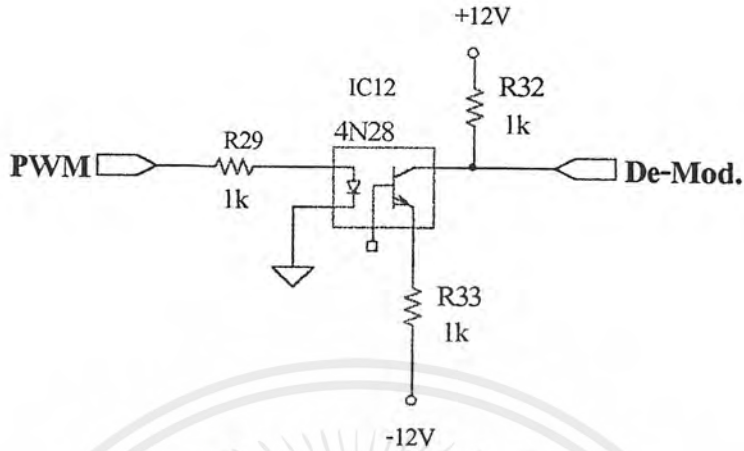


รูปที่ 4.6 วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้

4.1.5 วงจรส่วนแยกสัญญาณ (Isolator)

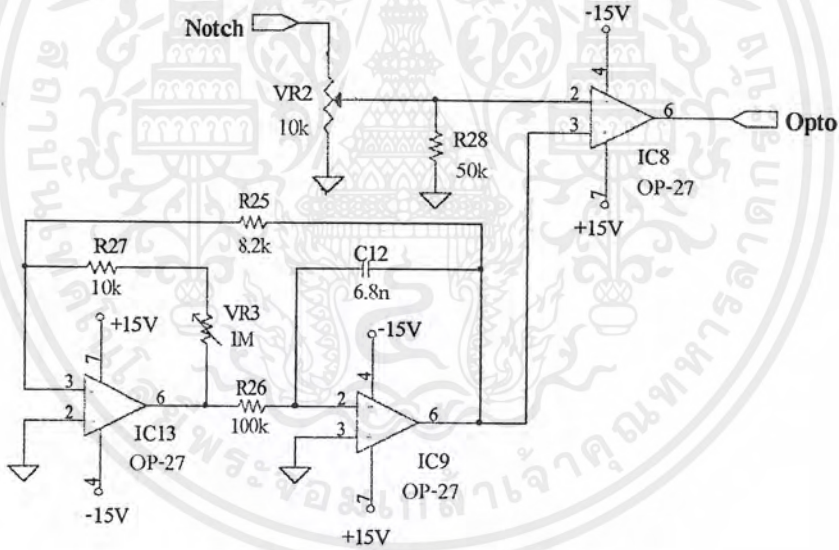
ประกอบด้วย IC₃, ตัวต้านทาน R₂₄ ในส่วนนี้จะทำหน้าที่แยกจุดสัญญาณอ้างอิงของ วงจรส่วนหน้าซึ่งเป็นวงจรวัดและขยายสัญญาณจากร่างกาย กับวงจรส่วนถัดไปซึ่งส่วนประมวลผลและแสดงผลสัญญาณ เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นกับผู้ป่วยเนื่องจากกระแสไฟรั่วไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



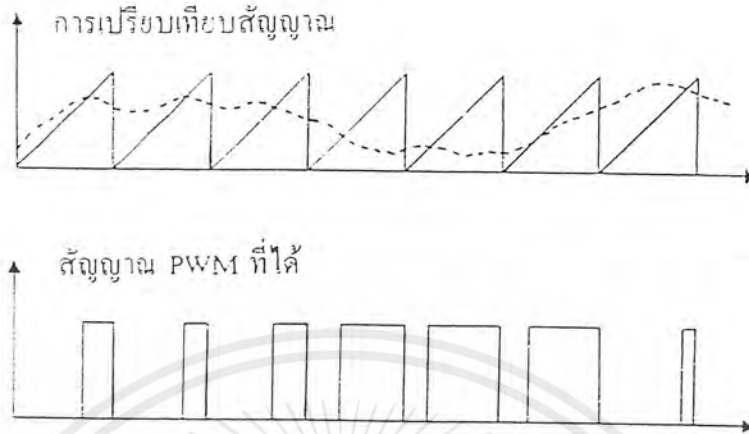
รูปที่ 4.7 วงจรส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง

4.1.6 วงจรพัลส์-วิดท์ มอดคูเลทเตอร์



รูปที่ 4.8 วงจร Pulse-Width Modulator

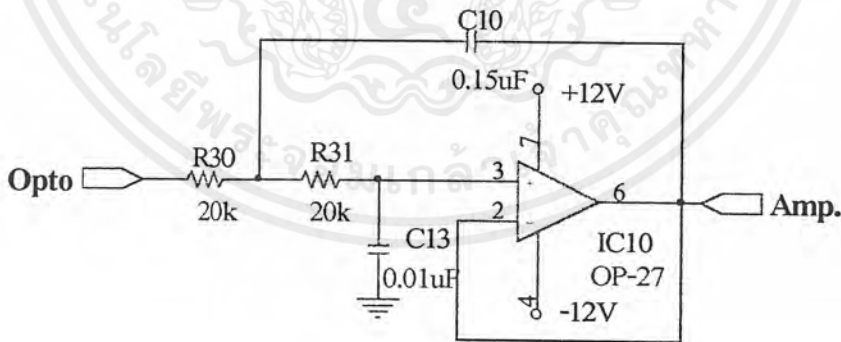
หลักการทำงานของส่วนนี้ คือ IC₁₃ และ IC₉ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยม เพื่อเป็นสัญญาณเปรียบเทียบ เข้าที่ขา อินพุทไม่กลับเฟส ของ IC₈ ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณโดยสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ออกมาจากวงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่แบบปรับค่าได้จะถูกป้อนเข้าที่ขาอินพุทกลับเฟสของ IC สัญญาณที่เอาท์พุทของ IC จะมีลักษณะเป็นพัลส์ โดยที่ความกว้างของพัลส์จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่เข้ามาที่ขาอินพุทกลับเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 การเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยการมอดคูเลทแบบ PWM

4.1.7 วงจรตีมอดคูเลเตอร์

หลังจากที่ได้สัญญาณจากตัวรับสัญญาณแสงซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์แล้ว จะต้องทำการแปลงสัญญาณดังกล่าวให้เป็นสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจดั้งเดิม โดยการใช้วงจรมอดคูเลเตอร์ ซึ่งวงจรที่ทำหน้าที่นี้ ก็คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ยอมให้ความถี่ในช่วงความถี่ของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจผ่านไปได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.10

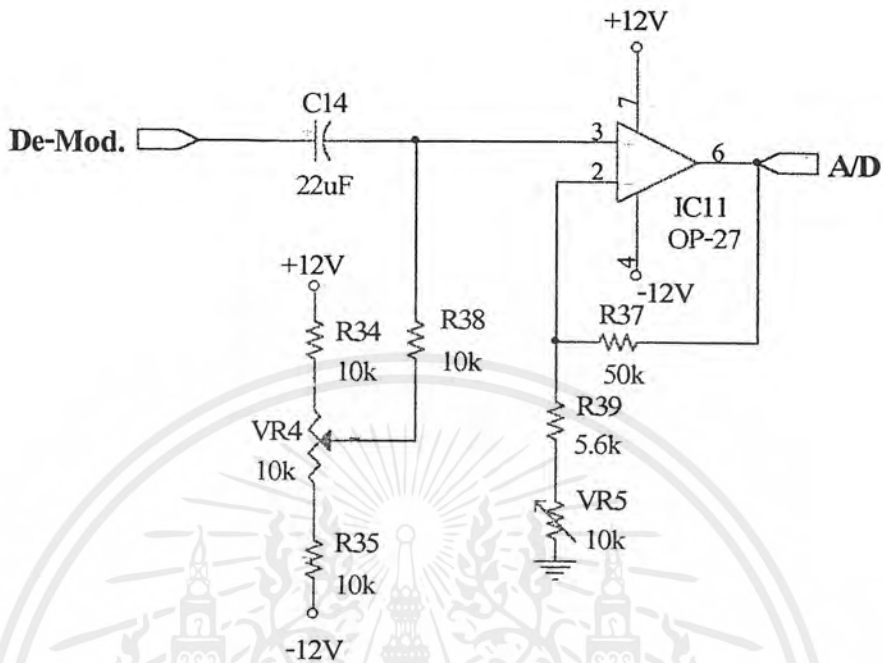


รูปที่ 4.10 วงจรมอดคูเลเตอร์

4.1.8 วงจรขยายและปรับระดับสัญญาณ

ทำหน้าที่ขยายสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจให้มีขนาดและระดับของศักดาไฟฟ้าที่เหมาะสมกับวงจรในส่วนถัดไป โดยที่คุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณจะต้องขยายสัญญาณที่ความถี่ 0 ถึง 200 Hz ขนาด 0-5 โวลต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 วงจรขยายและปรับระดับสัญญาณ

4.2 การคำนวณค่าต่าง ๆ ภายในวงจรของเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

4.2.1 ค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจร

เนื่องจากส่วนอื่น ๆ ของวงจรนอกจากส่วนของวงจรขยายแบบอินสทรูเมนเตชัน และวงจรขยายสัญญาณ มีค่าอัตราขยายประมาณ 1 ดังนั้นค่าอัตราขยายส่วนใหญ่ของวงจรจะขึ้นอยู่กับวงจรขยายแบบอินสทรูเมนเตชัน และวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ซึ่งสามารถคำนวณค่าอัตราขยายได้จากสูตรต่อไปนี้

ให้ อัตราขยายของวงจรขยายแบบอินสทรูเมนเตชัน เป็น A_{v1}

$$A_{v1} = \left(1 + \frac{2R_4}{R_1}\right) \times \left(\frac{R_6}{R_7}\right)$$

แทนค่าความต้านทานที่ใช้ในวงจร $R_4 = 25.5$ กิโลโอห์ม , $R_1 = 5.49$ กิโลโอห์ม , $R_6 = R_7$ เท่ากับ 25.5 กิโลโอห์ม จะได้ว่า

$$A_{v1} = \left(1 + \frac{2 \times 25.5k}{5.49k}\right) \times \left(\frac{25.5k}{25.5k}\right)$$

$$A_{v1} = 10.29 \text{ เท่า}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และให้ อัตราการขยายของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส เป็น A_{V2}

$$A_{V2} = 1 + \frac{R_{18}}{R_{16}}$$

$$A_{V2} = 1 + \frac{27k}{3k}$$

$$A_{V2} = 10 \text{ เท่า}$$

และให้ อัตราการขยายของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส เป็น A_{V3}

$$A_{V3} = 1 + \frac{R_{19}}{R_{17}}$$

$$A_{V3} = 1 + \frac{27k}{3k}$$

$$A_{V3} = 10 \text{ เท่า}$$

ดังนั้น อัตราการขยายทั้งหมดของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} A_{V(\text{total})} &= A_{V1} * A_{V2} * A_{V3} \\ &= 10.29 * 10 * 10 \\ &= 1029 \text{ เท่า} \end{aligned}$$

4.2.2 การคำนวณค่าในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ต้องการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบชาเลน - คีย์ ให้มีความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ที่ 200 เฮิรตซ์

$$\text{จาก } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{10}R_{11}C_1C_2}}$$

เรากำหนดค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 0.01$ ไมโครฟารัด และ $C_2 = 0.15$ ไมโครฟารัด

$$\text{จะได้ } R_{10}R_{11} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_1 C_2}$$

$$R_{10}R_{11} = \frac{1}{(2\pi \times 200)^2 \times 0.01 \times 10^{-6} \times 0.15 \times 10^{-6}}$$

$$R_{10}R_{11} = 422171598.5 \text{ โอห์ม}$$

จะได้ $R_{10} = R_{11} = 20.547$ กิโลโอห์ม

เพราะฉะนั้นจะต้องใช้ค่าความต้านทาน $R_{10} = R_{11} = 20$ กิโลโอห์ม และค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 0.01$ ไมโครฟารัด , $C_2 = 0.15$ ไมโครฟารัด

4.3 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

ในโครงการนี้ใช้ LTC1298 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ขนาด 12 บิต มีอินพุต 2 ช่อง สัญญาณอินพุตต้องมีศักดาไฟฟ้า 0 ถึง 5 โวลต์ โดยเป็นไอซีขนาด 8 ขา ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

PIN1 (CS#/SHDN) : เป็นขาสัญญาณ Chip Select อินพุต ใช้ควบคุมการทำงานของไอซีทำงานที่โลจิกศูนย์ เมื่อขานี้ได้รับ โลจิกศูนย์จะเป็นการเลือกการทำงานให้กับไอซี(Enable) เมื่อขานี้เป็นโลจิกหนึ่งจะทำให้ไอซีหยุดการทำงานและอยู่ในโหมด Shut Down

PIN2 (CH0) : เป็นขาสัญญาณอนาล็อก อินพุต ของอินพุตช่อง0

PIN3 (CH1) : เป็นขาสัญญาณอนาล็อก อินพุต ของอินพุตช่อง1

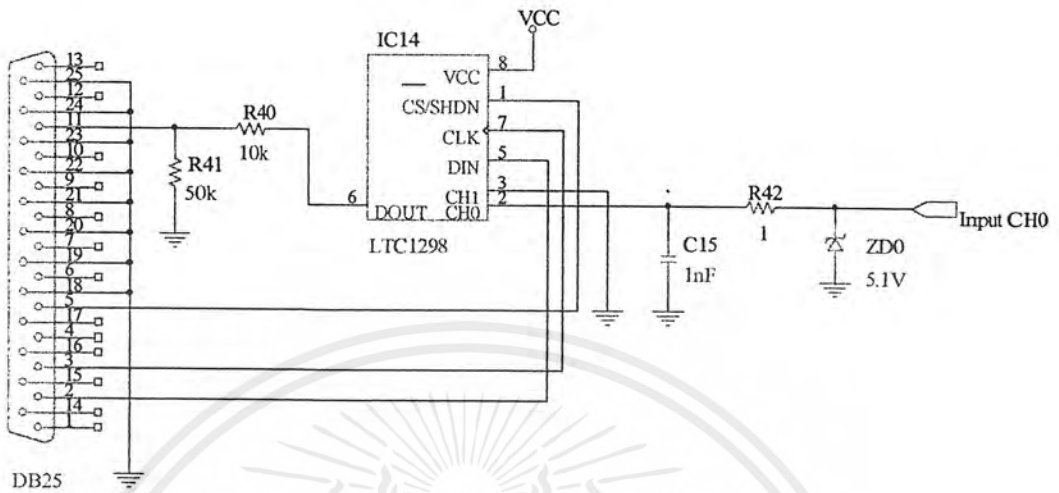
PIN4 (GND) : เป็นขาสัญญาณอ้างอิง Ground ซึ่งควรต่อโดยตรงกับ Ground Plane เพื่อลดสัญญาณรบกวน

PIN5 (DIN) : เป็นขาสัญญาณข้อมูลอินพุตแบบอนุกรมของสัญญาณดิจิทัล เพื่อใช้กำหนดช่องอินพุตและลักษณะของข้อมูลที่ต้องการอ่านค่ากลับออกมาทางขาสัญญาณ DOUT

PIN6 (DOUT) : เป็นขาสัญญาณข้อมูลเอาต์พุตแบบอนุกรม ซึ่งค่าของข้อมูลที่อ่านได้จากขานี้คือผลลัพธ์จากการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

PIN7 (CLK) : เป็นสัญญาณนาฬิกาอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับอ่านหรือเขียนข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ภายนอกกับ ไอซี LTC1298 โดยจะทำการอ่านและเขียนข้อมูลกับ ไอซี LTC1298 ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาเสมอ

PIN8 (VCC/VREF) : เป็นขาแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับ ไอซี LTC1298 ซึ่งขานี้จะใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงของ ไอซีในการเปลี่ยนค่าจากสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณทางดิจิทัลด้วย ดังนั้นขานี้จึงควรทำการป้องกันและกำจัดสัญญาณรบกวนให้กับ ไอซีด้วย เพราะถ้าหากว่าที่ขานี้เกิดสัญญาณรบกวนมากหรือแรงดันไฟเลี้ยงไม่คงที่ จะส่งผลให้ค่าของข้อมูลเอาต์พุตที่ได้เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย



รูปที่ 4.12 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

การจัดวงจรเพื่อเชื่อมต่อกับไอซี LTC1298 จะต้องใช้สัญญาณทั้งหมด 4 เส้น ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต จากอุปกรณ์ภายนอกส่งไปให้ไอซี LTC1298 เพื่อควบคุมและตั้งงาน 3 สัญญาณ และเป็นสัญญาณเอาต์พุตส่งออกจากไอซี LTC1298 อีก 1 สัญญาณ

การเขียนข้อมูลให้กับไอซี LTC1298

ไอซี LTC1298 ต้องการสัญญาณข้อมูลอินพุตจำนวน 4 บิต เพื่อกำหนดการทำงาน โดยก่อนที่จะเขียนข้อมูลให้กับไอซี LTC1298 นี้ต้องกำหนดให้สัญญาณ CS ทำงาน คือเป็นลอจิกศูนย์ก่อน และจึงเขียนข้อมูลให้กับไอซี LTC1298 ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา โดยข้อมูลที่เขียนให้กับไอซี LTC1298 มีดังนี้

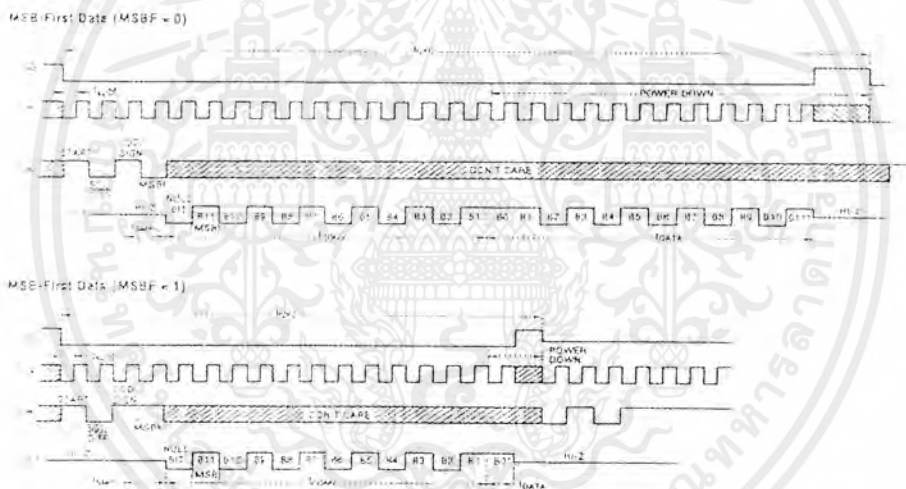
START	SGL/DIFF	ODD/SIGN	MSBF
-------	----------	----------	------

START BITS เป็นข้อมูลกำหนดการเริ่มต้น โดยต้องส่งเป็นบิตแรกหลังจากสัญญาณ CS เป็นลอจิกศูนย์แล้ว ซึ่งค่าของสัญญาณ START BIT นี้ต้องมีค่าเป็น ลอจิกหนึ่งเสมอ

SGL/DIFF และ ODD/SIGN เป็นข้อมูลใช้สำหรับกำหนดและเลือก ช่องสัญญาณอินพุต ที่ต้องการ Convert และกำหนดรูปแบบของสัญญาณอนาล็อกอินพุตดังตาราง

SGL/DIFF	ODD/SIGN	CH0	CH1	GND
1	0	+		-
1	1		+	-
0	0	+	-	
0	1	-	+	

MSBF เป็นการกำหนดลำดับข้อมูลเอาต์พุตที่จะอ่านจากไอซี LTC1298 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ลักษณะความสัมพันธ์ของการอ่านและเขียนข้อมูลกับการกำหนดค่าของ MSBF บิต

4.4 การออกแบบซอฟต์แวร์ ควบคุมการแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์

การออกแบบซอฟต์แวร์ควบคุมการแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์ในโครงการนี้ใช้ซอฟต์แวร์ภาษาซี 5.0 ในการพัฒนาโปรแกรม เนื่องจากเป็นภาษาที่มีความยืดหยุ่นสูง แอปพลิเคชันต่างๆ และ คอมพิวเตอร์สามารถเขียนขึ้นเพื่อใช้งานเองได้

การออกแบบโปรแกรมเริ่มต้นจากการออกแบบหน้าจอการแสดงผล เน้นไปที่การแสดงผลต้องมีความชัดเจน มองดูง่าย และสามารถปรับแต่งค่าต่างๆได้สะดวก มีความเหมาะสมกับการแสดงผล

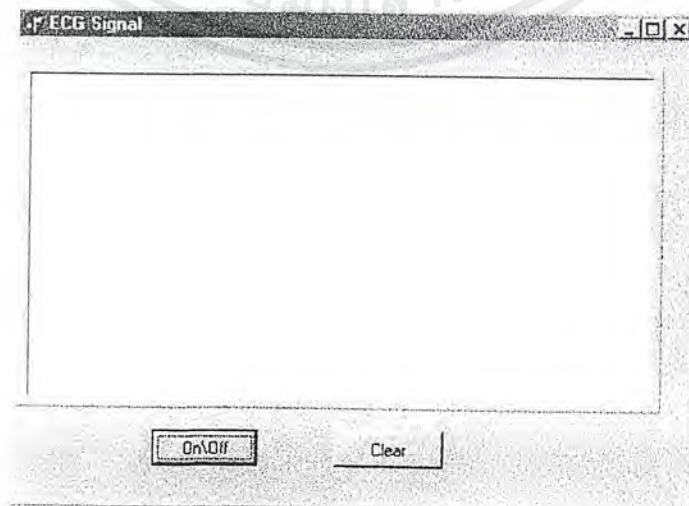
หลังจากการออกแบบหน้าจอแล้วเริ่มเขียนโปรแกรม รับค่าข้อมูลที่เข้ามาทางพอร์ตขนาน (พอร์ตรีนเจอร์) ข้อมูลที่เข้ามาโปรแกรมจะทำการแสดงผลโดยใช้คอมพิวเตอร์ประเภทกราฟิกไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาแสดงผลโดยนำข้อมูลที่เข้ามานั้นทำให้เป็นค่าจำนวนเต็มทีใกล้เคียงกับค่าจริงแล้วทำการพล็อตค่าที่เกิดขึ้นจริงตามการอ่านข้อมูลที่เข้ามา

การแสดงผลข้อมูลในโครงการนี้ใช้การวนรอบโดยค่าที่ตั้งไว้เหมาะสม โปรแกรมจะทำการแสดงผลแสดงผลจนหมดรอบที่ตั้งไว้จึงสามารถใช้คอมพิวเตอร์อื่นได้



รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบส่วนแสดงผล



รูปที่ 4.15 หน้าจอแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัว ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

หลังจากที่ได้ทำการสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ ตามขั้นตอนต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้ว จากนั้นจึงทำการทดลองเพื่อหาคุณสมบัติของเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ โดยขั้นตอนแรกจะทำการทดสอบคุณสมบัติการตอบสนองทางความถี่ของวงจรในภาคต่างๆ โดยป้อนสัญญาณไซน์แล้วเปลี่ยนแปลงความถี่ หลังจากนั้นจึงป้อนสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง ECG Simulator ซึ่งผลการทดสอบได้ผลดังนี้

5.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response)

5.1.1 วงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์ (Instrument Amp.)

ทำการป้อนสัญญาณไซน์ เข้าที่อินพุต R ส่วนอินพุต L และส่วน F ต่อลงกราวด์แล้ว ปรับความถี่ขึ้นไปเรื่อยๆ ได้ผลการตอบสนองทางความถี่ดังนี้

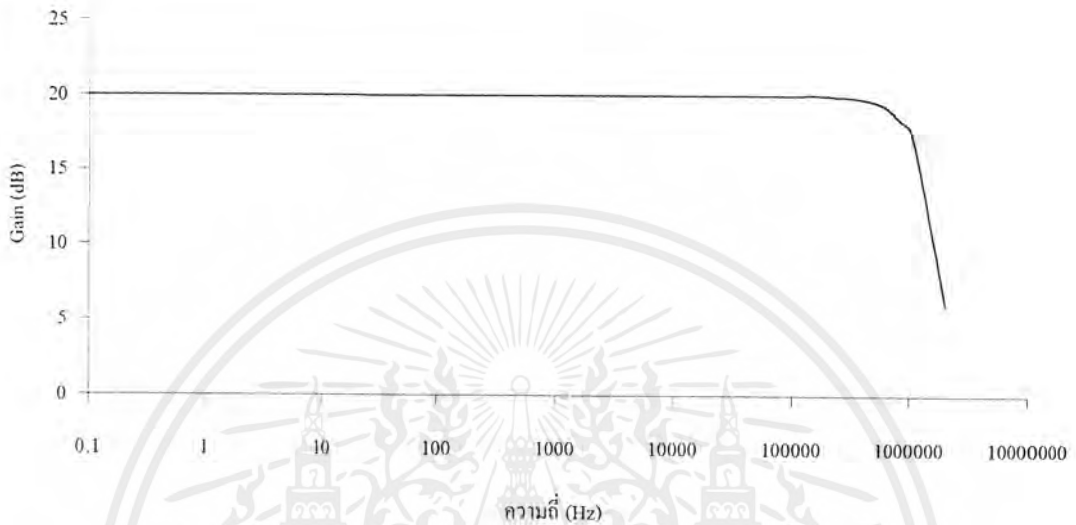
ตารางที่ 5.1 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์

ความถี่ (Hz)	0.1	0.2	0.5	0.8	1	2	5	8	10	20	50	80
Gain(dB)	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20

ความถี่ (Hz)	100	200	500	800	1k	2k	5k	8k	10k	20k	50k	80k
Gain(dB)	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20

ความถี่ (Hz)	100k	200k	500k	800k	1M	2M
Gain(dB)	20	20	19.6	18.4	17.6	6.02

การตอบสนองความถี่ของวงจร Instrument Amplifier



รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์

จากกราฟการตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบอินสตรูเมนต์มีผลการตอบสนองความถี่ประมาณ 1 MHz ซึ่งเพียงพอต่อเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

5.1.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)

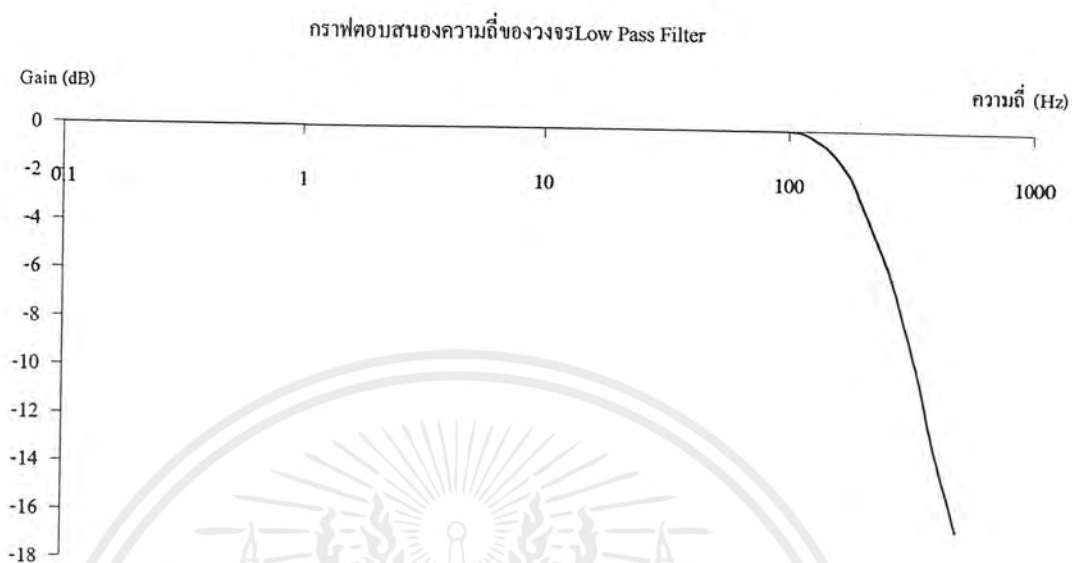
ทำการป้อนสัญญาณไซน์ เข้าที่อินพุท จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนความถี่ขึ้นไปเรื่อยๆ ได้ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังนี้

ตารางที่ 5.2 ผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ความถี่ (Hz)	0.1	0.2	0.5	0.8	1	2	5	8	10	20	50	80
Gain(dB)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

ความถี่ (Hz)	100	120	150	180	200	250	300	350	400	500
Gain(dB)	0	-0.17	-0.87	-1.94	-3.1	-5.35	-7.96	-10.5	-13.2	-16.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากกราฟพบว่า ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีผลการตอบสนองความถี่ประมาณ 200 Hz ซึ่งสามารถช่วยลดสัญญาณรบกวนได้

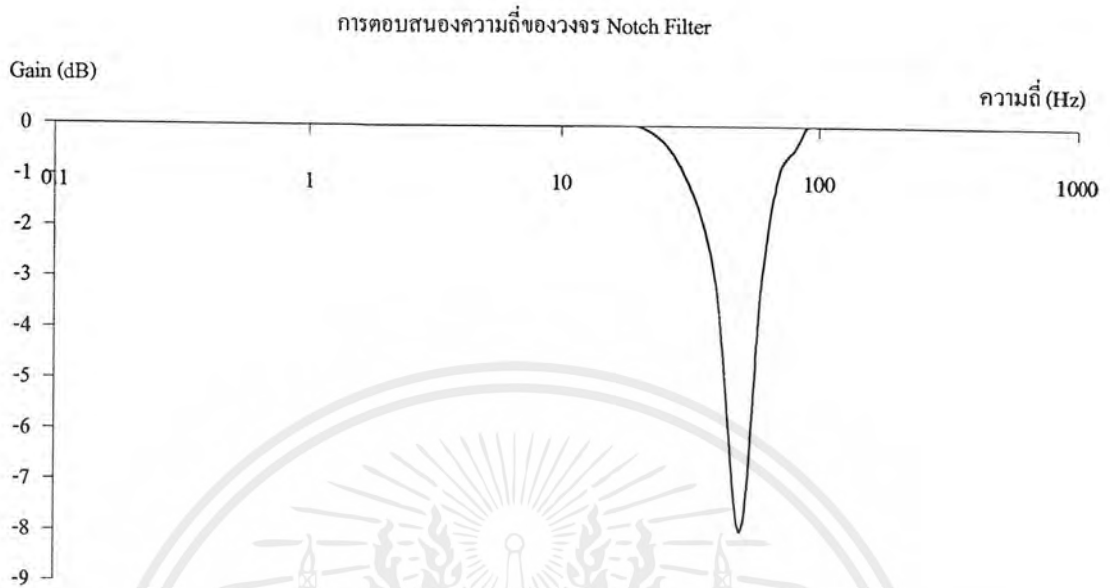
5.1.3 วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่ (Notch Filter)

ทำการป้อนสัญญาณขาเข้าที่อินพุต จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนความถี่ขึ้นไปเรื่อยๆ ได้ผลการตอบสนองของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่ดังนี้

ตารางที่ 5.3 ผลการตอบสนองของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่

ความถี่ (Hz)	0.1	0.2	0.5	0.8	1	2	5	8	10	20	30	40
Gain(dB)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.9	-0.3

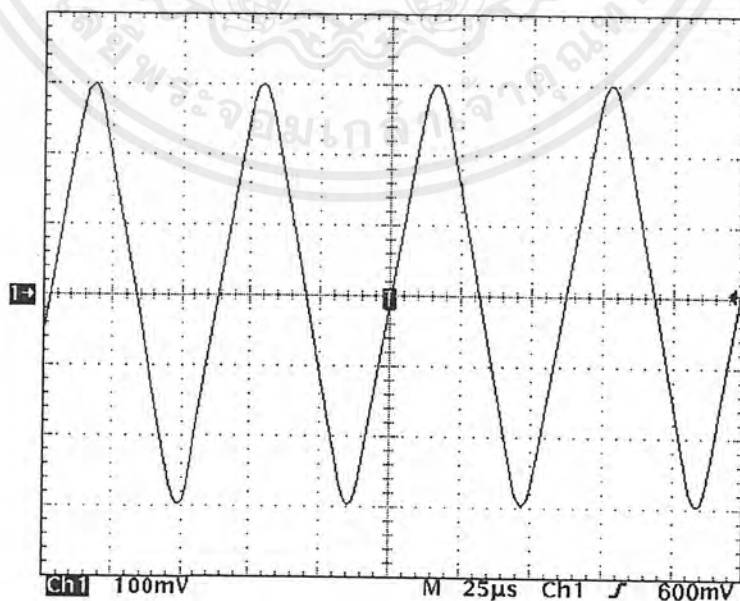
ความถี่ (Hz)	50	60	70	80	90	100	200	500	800	1k
Gain(dB)	-7.9	-3	-0.9	-0.4	0	0	0	0	0	0



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลการตอบสนองของวงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่

5.2 ผลของวงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

เป็นที่ทราบแล้วว่าวงจรพัลส์ วิตช์ มอดคูเลท จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมขึ้นมา เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจเพื่อส่งผ่านไปยังวงจรส่งผ่านด้วยแสง ซึ่งสัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นมานี้มีลักษณะดังนี้

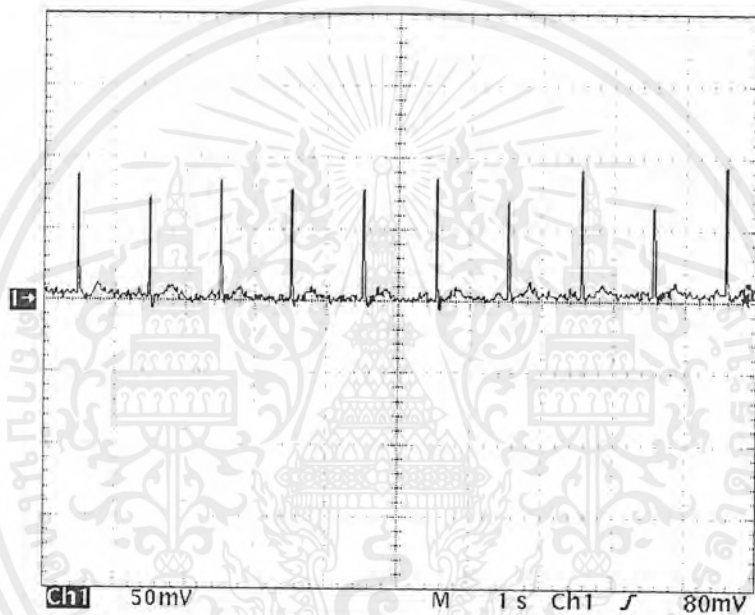


รูปที่ 5.4 สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นจากวงจร พัลส์ วิตช์ มอดคูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ ซึ่งใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เชิงพาณิชย์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

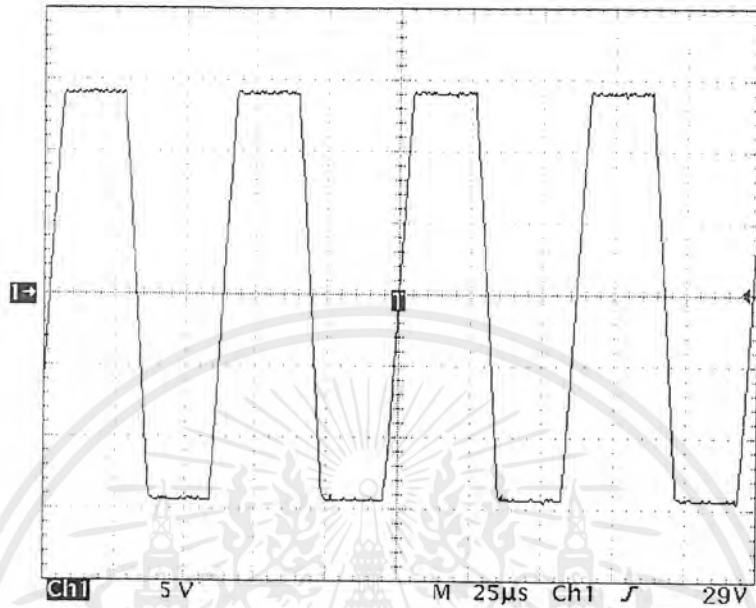
5.3 การทดลองวงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ในการทดลองนี้ จะทดลองโดยการใช้เครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ (ECG Simulator) ป้อนเข้าไปอินพุท แล้ววัดสัญญาณที่ขากกลางของ VR2 ก่อนเข้าวงจร มอดดูเลท ถ้าสัญญาณมีขนาดมากกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นจากวงจร พัลส์ วิดท์ มอดดูเลทแล้วให้ปรับVR2 จนแรงดันมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ได้ผลดังนี้



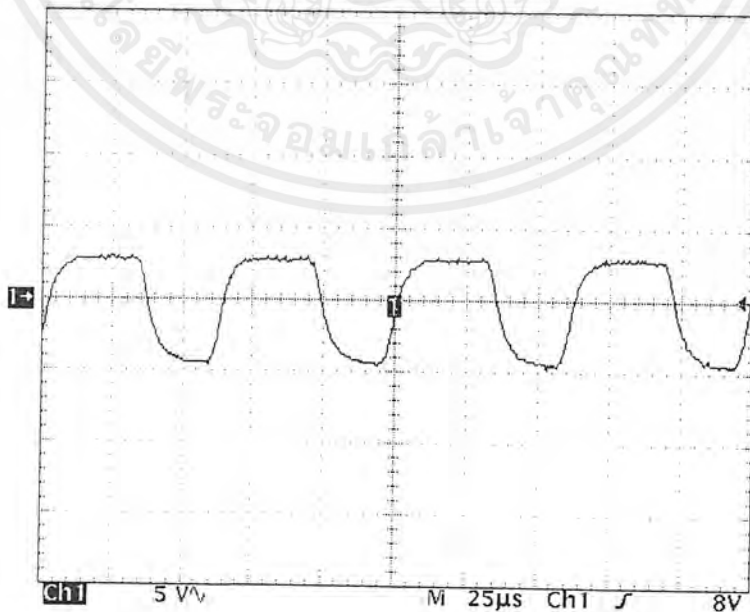
รูปที่ 5.5 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ ก่อนเข้าวงจรมอดดูเลท

เมื่อได้สัญญาณที่เหมาะสมแล้วก็นำสัญญาณนี้มามอดดูเลทลักษณะของสัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลทแล้วมีลักษณะดังรูปที่ 5.6 เพื่อส่งผ่านไปยังวงจรแยกสัญญาณที่ทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างวงจรที่ใช้วัดสัญญาณกับวงจรประมวลผลที่ต่อกับคอมพิวเตอร์ที่อาจเกิดกระแสไฟรั่วไหลเข้าสู่ร่างกายผู้ป่วยได้



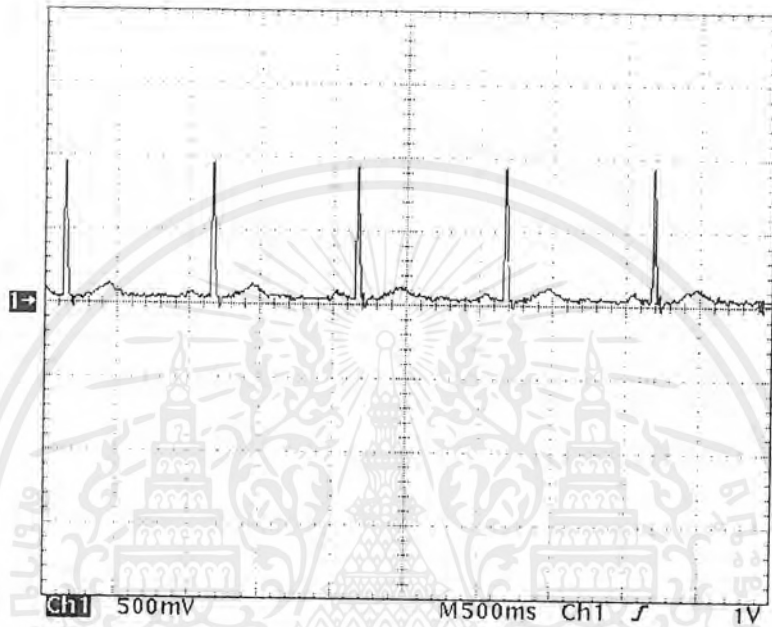
รูปที่ 5.6 ลักษณะของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต

เมื่อสัญญาณผ่านการมอดูเลตแล้ว ก็ถูกส่งต่อไปยังวงจรแยกสัญญาณด้วยแสง ซึ่งลักษณะของสัญญาณที่ผ่านวงจรนี้จะมีขนาดลดลงจากขนาดสัญญาณที่เข้ามาที่อินพุตดังรูปที่ 5.7



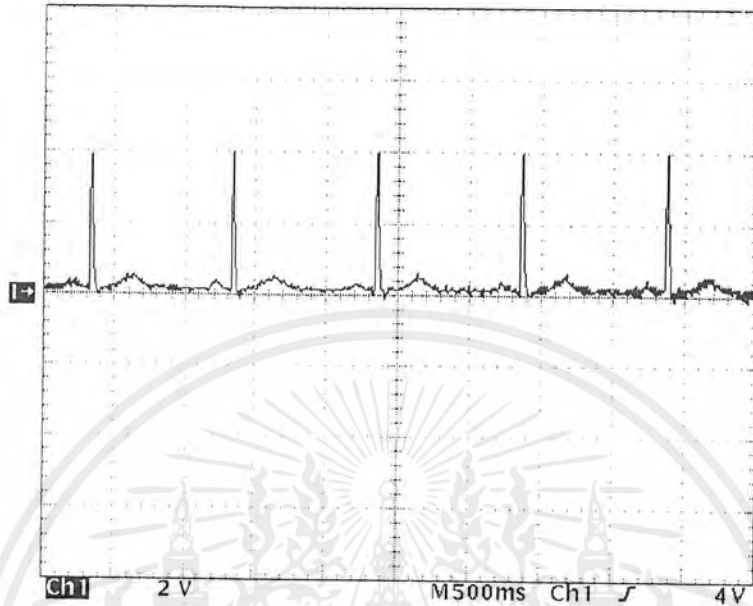
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งรูปที่ 5.7 ลักษณะของสัญญาณหลังจากผ่านวงจรแยกสัญญาณ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากผ่านวงจรแยกสัญญาณจะต้องทำให้สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจกลับคืนมา โดยผ่าน
วงจรดี มอดคูเลทก็จะได้สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจกลับมามีรูปที่ 5.8



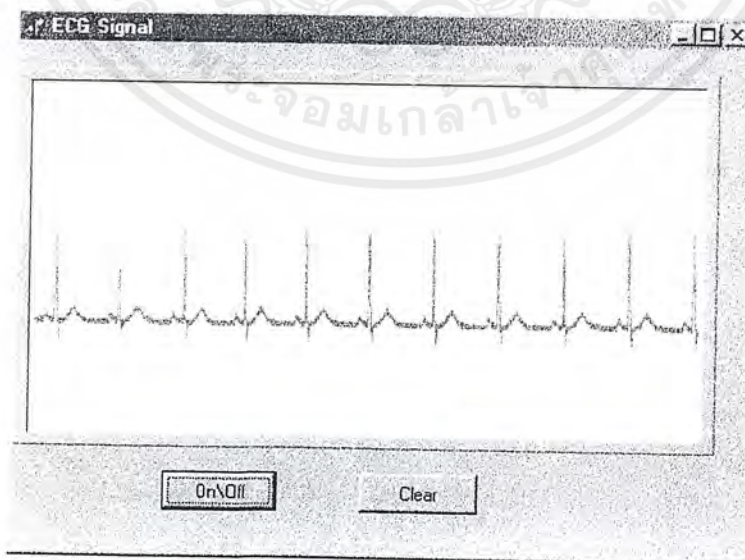
รูปที่ 5.8 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมมูลเตอร์ หลังผ่านวงจร ดี-มอดคูเลท

เมื่อสัญญาณหัวใจผ่านวงจร ดี-มอดคูเลท จะมีขนาดที่ไม่เหมาะสมที่จะป้อนให้กับวงจรแปลง
สัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ดังนั้นจึงต้องทำการขยายและปรับระดับให้มีขนาดตามที่วงจรแปลง
สัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลต้องการ



รูปที่ 5.9 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ หลังผ่านวงจร ขยายและปรับระดับ

หลังจากได้ออกแบบส่วนแสดงผลทางหน้าจอคอมพิวเตอร์แล้วทำการป้อนสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ เข้าที่อินพุท ทำการวัดสัญญาณที่แสดงบนหน้าจอคอมพิวเตอร์ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมูเลเตอร์ที่แสดงบนจอคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

จากการสร้างและทดสอบวงจรพื้นฐานของเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ แต่ละวงจรให้ผลดังนี้

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่างแบบอินสตรูเมนเตชัน สัญญาณขาออกจะมีค่าขึ้นอยู่กับผลต่างของสัญญาณทางคานาเข้าแบบผลต่างเท่านั้นและมีความแน่นอนสูงที่ความถี่ไม่เกิน 1 MHz

2. วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) กรองความถี่ตั้งแต่ช่วง สัญญาณไฟตรง (dc level) ถึงความถี่ประมาณ 200 Hz สามารถผ่านได้ดีและเริ่มมีการลดทอนหลังความถี่ 200 Hz เป็นต้นไป ดังนั้นสำหรับเครื่องวัดสัญญาณไฟฟ้าหัวใจจะช่วยลดสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูงได้ดี

3. วงจรกรองไม่ผ่านเฉพาะความถี่ นำมาใช้เพื่อกำจัดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการเพียงช่วงแคบ ๆ ในเครื่องสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจนำมาใช้กำจัดสัญญาณที่ความถี่ 50 Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนจากสายส่งมาก

4. วงจรแยกสัญญาณ (Opto-Isolator) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้หลักการทำงานโดยการเปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง และเปลี่ยนสัญญาณแสงกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่ง ในเครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ นำอุปกรณ์นี้มาใช้เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นได้กับผู้ป่วยเนื่องจากมีกระแสไฟฟ้ารั่วไหล

5. การทดสอบผลการตอบสนองความถี่ (frequency response) พบว่าเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำทำให้วงจรตอบสนองความถี่ไม่เกินประมาณ 200 Hz และเมื่อผ่านวงจรไม่กรองผ่านเฉพาะความถี่ ทำให้วงจรมีผลการตอบสนองความถี่ที่ความถี่ 50 Hz ต่ำ

6. เมื่อป้อนสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากเครื่อง อีซีจี ซิมมูลเตเตอร์ เข้าไปทางอินพุทและวัดสัญญาณที่เอาท์พุทก่อนที่จะเข้าไปยังวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลพบว่าสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจยังคงมีลักษณะเหมือน แต่มีขนาดเพิ่มขึ้นเพียงพอที่จะป้อนให้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลทำการแปลงสัญญาณเพื่อเป็นข้อมูลในการแสดงผลทางคอมพิวเตอร์ต่อไป

6.1 ปัญหาที่พบและแนวทางในการแก้ไข

จากการที่ได้ทำการสร้างเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจ ซึ่งแสดงผลบนจอคอมพิวเตอร์เป็นเวลา 1 ปีการศึกษา ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การสร้างส่วนของภาคขยายคลื่นหัวใจ พบว่ามีปัญหาเป็นอย่างมากในเรื่องของสัญญาณรบกวน (Noise) และเสถียรภาพของวงจร เนื่องจากสัญญาณคลื่นหัวใจมีความถี่ค่อนข้างต่ำและมีขนาดเล็ก ประมาณ 1 mV. ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย

แนวทางแก้ไข สร้างวงจรขยายคลื่นหัวใจที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวนได้ดี โดยเลือกใช้ไอซีที่มี Common mode rejection ratio สูง ๆ พร้อมทั้งศึกษาการลดสัญญาณรบกวนให้มากที่สุด

2. การสร้างในส่วนของวงจรส่วนหน้าซึ่งเป็นวงจรสำหรับเลือกการวัดแบบอัตโนมัติไม่สามารถทำได้เนื่องจากผู้จัดทำไม่ทราบว่าสร้างวงจรและเขียน โปรแกรมเพื่อไปควบคุมในส่วนนี้ได้อย่างไร

แนวทางการแก้ไข ศึกษาวงจรและ โปรแกรมในส่วนนี้ที่ใช้ควบคุมวงจรสำหรับเลือกการวัดอัตโนมัติ ซึ่งอาจเลือกใช้โปรแกรมชนิดใดก็ได้เช่น ภาษาซี, ภาษาปาสคาล, Visual Basic ,Delphi

3. การเขียน โปรแกรมเพื่อแสดงผลทางหน้าจอคอมพิวเตอร์ ผู้จัดทำใช้โปรแกรม Delphi 5 ทางผู้จัดทำไม่ค่อยมีความรู้ทางโปรแกรมมากนัก ถึงแม้ว่าจะสามารถนำรูปคลื่นหัวใจมาแสดงได้แต่ไม่สามารถแสดงค่าอัตราการเต้นของหัวใจได้ เนื่องจากจะต้องนำรูปคลื่นหัวใจที่เป็นสัญญาณดิจิทัลมาทำการประมวลผลเพื่อหาระยะห่างระหว่างค่าสูงสุดของคลื่นหัวใจที่เข้ามาแต่ละลูกคลื่น ผู้จัดทำไม่ทราบว่าเขียน โปรแกรมเพื่อทำการ นับคลื่นไฟฟ้าหัวใจอย่างไร

แนวทางการแก้ไข ศึกษาและลองใช้งาน โปรแกรม Delphi 5 จากหนังสือซึ่งมีขายอยู่ทั่วไป ถ้ามีความรู้พื้นฐานในการเขียน โปรแกรมภาษาปาสคาลอยู่ก่อนแล้วจะทำให้ง่ายต่อการศึกษาเกี่ยวกับโครงสร้างของภาษาและการใช้งาน โปรแกรมนี้ แต่ถ้ามีความรู้เกี่ยวกับโปรแกรมอื่น ๆ ก็สามารถใช้งานได้เช่นกัน

4. การแสดงรูปสัญญาณแบบเวกเตอร์ ไม่สามารถนำมาแสดงได้ เพราะผู้จัดทำไม่ทราบว่าเขียน โปรแกรมให้ทำการแสดงผลได้อย่างไร

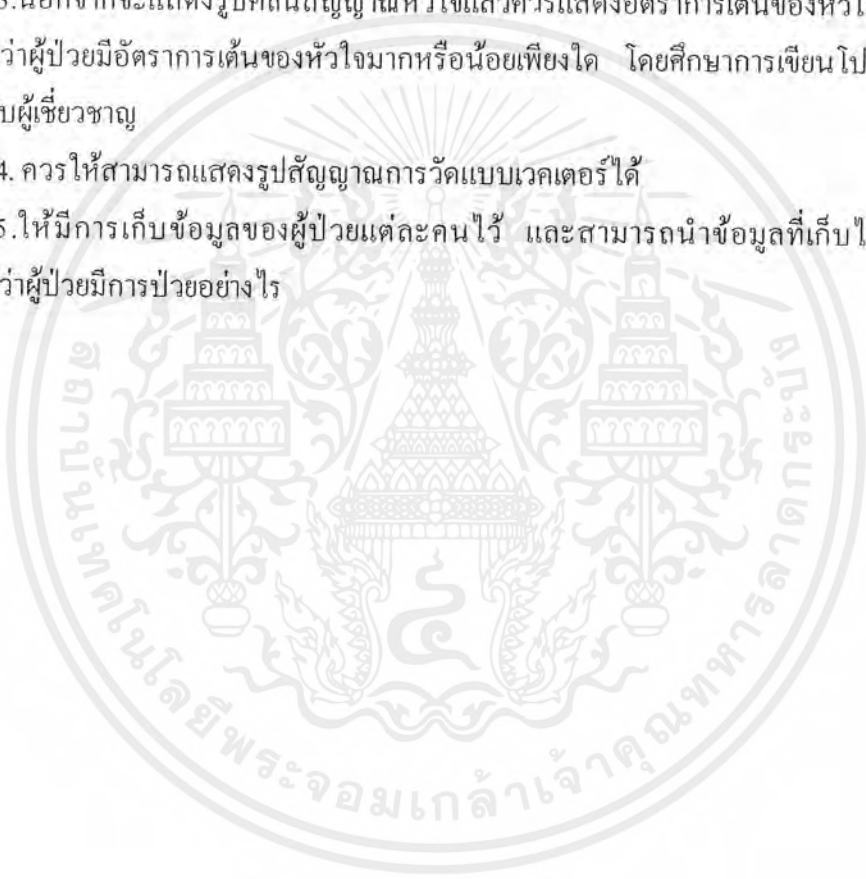
แนวทางการแก้ไข ศึกษาว่าจะนำรูปคลื่นหัวใจที่ได้มาแสดงเป็นเวกเตอร์ได้อย่างไร ซึ่งอาจใช้เวลาในการศึกษาค่อนข้างนานมาก

6.2 แนวทางการพัฒนาต่อไป

เนื่องจากเครื่องแสดงสัญญาณหัวใจที่สร้างขึ้นมานี้ยังมีข้อบกพร่องอยู่หลายประการ ที่น่า จะทำการพัฒนาต่อไป เพื่อให้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณหัวใจนี้ใช้งานได้ดี และมีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งมีดังนี้

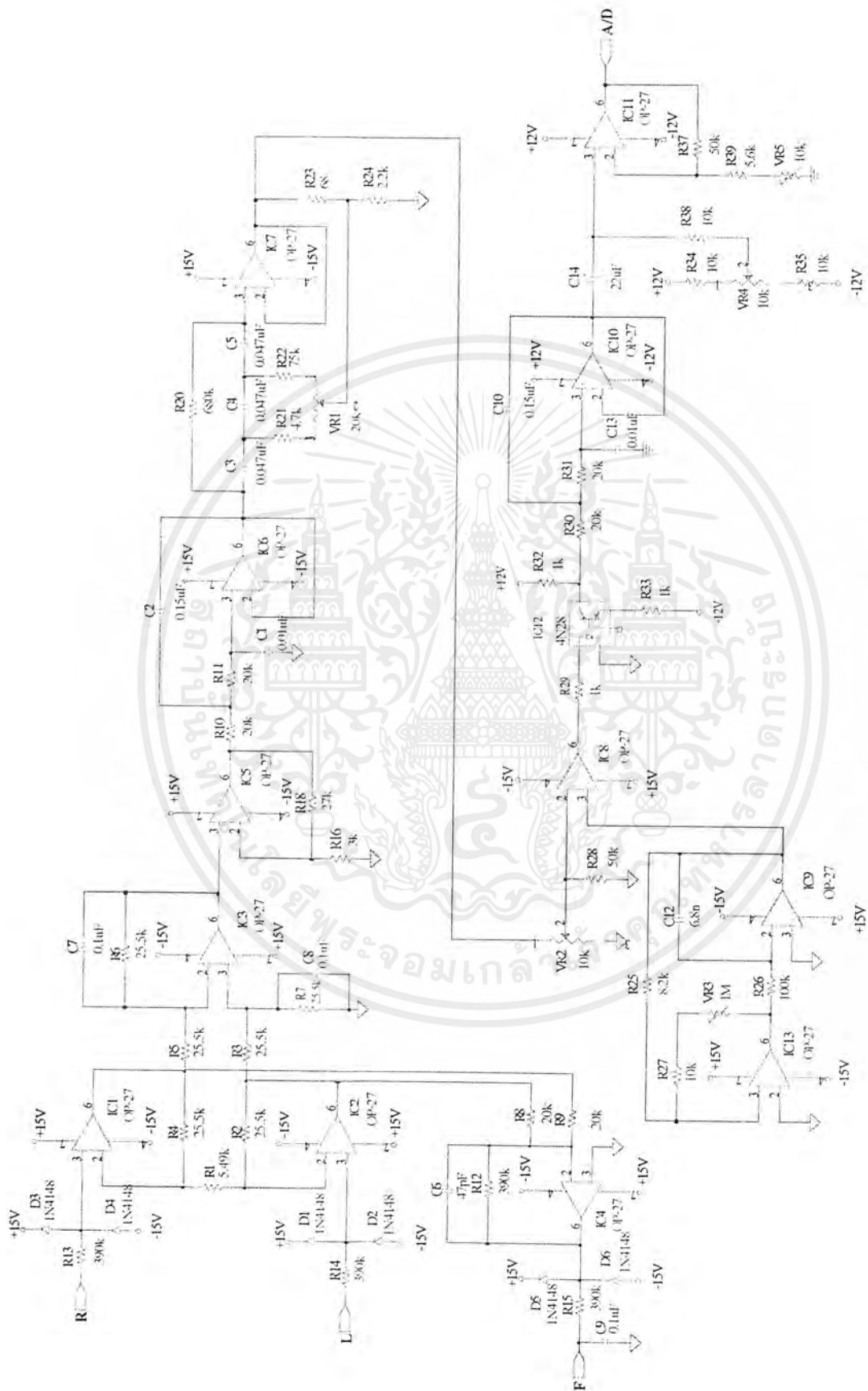
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ศึกษารูปแบบที่เกิดขึ้นในวงจรภาคขยายคลื่นหัวใจควรที่จะหาวิธีกำจัดหรือลดสัญญาณรบกวนนี้ลงให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ และควรจะสร้างให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานและทำให้ไม่เกิดความผิดพลาดของรูปคลื่นหัวใจที่เข้ามา
2. เพื่อทำให้เกิดความสะดวกรวดเร็วในการวัดสัญญาณควรสร้างวงจรเลือกวิธีการวัดแบบอัตโนมัติ โดยการศึกษาโปรแกรมและวงจรที่สามารถนำมาใช้ร่วมกันได้
3. นอกจากจะแสดงรูปคลื่นสัญญาณหัวใจแล้วควรแสดงอัตราการเต้นของหัวใจด้วยเพื่อจะได้ทราบว่าผู้ป่วยมีอัตราการเต้นของหัวใจมากหรือน้อยเพียงใด โดยศึกษาการเขียนโปรแกรมหรือปรึกษากับผู้เชี่ยวชาญ
4. ควรให้สามารถแสดงรูปสัญญาณการวัดแบบเวกเตอร์ได้
5. ให้มีการเก็บข้อมูลของผู้ป่วยแต่ละคนไว้ และสามารถนำข้อมูลที่เก็บไว้มาทำการวิเคราะห์หาผู้ป่วยมีการป่วยอย่างไร



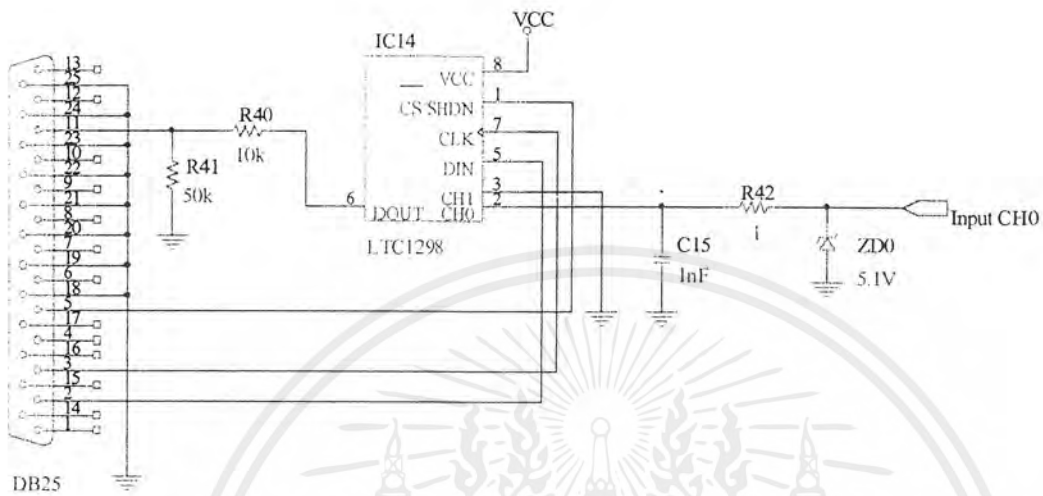


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ก. วงจรขยายสัญญาณหัวใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ข. วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G OP37A, OP37C, OP37E, OP37G

SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

- Direct Replacements for PMI and LTC OP27 and OP37 Series

Features of OP27A, OP27C, OP37A, and OP37C:

- Maximum Equivalent Input Noise Voltage:
3.8 nV/√Hz at 1 kHz
5.5 nV/√Hz at 10 kHz
- Very Low Peak-to-Peak Noise Voltage at 0.1 Hz to 10 Hz . . . 80 nV Typ
- Low Input Offset Voltage . . . 25 μV Max
- High Voltage Amplification . . . 1 V/μV Min

Feature of OP37 Series:

- Minimum Slew Rate . . . 11 V/μs

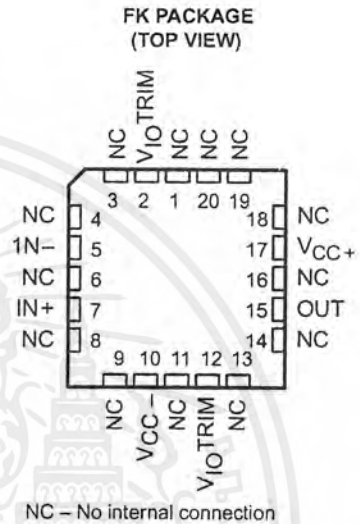
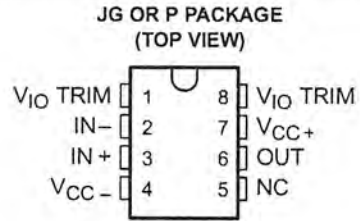
description

The OP27 and OP37 operational amplifiers combine outstanding noise performance with excellent precision and high-speed specifications. The wideband noise is only 3 nV/√Hz and with the 1/f noise corner at 2.7 Hz, low noise is maintained for all low-frequency applications.

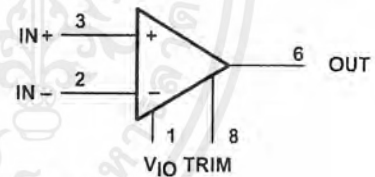
The outstanding characteristics of the OP27 and OP37 make these devices excellent choices for low-noise amplifier applications requiring precision performance and reliability. Additionally, the OP37 is free of latch-up in high-gain, large-capacitive-feedback configurations.

The OP27 series is compensated for unity gain. The OP37 series is decompensated for increased bandwidth and slew rate and is stable down to a gain of 5.

The OP27A, OP27C, OP37A, and OP37C are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The OP27E, OP27G, OP37E, and OP37G are characterized for operation from -25°C to 85°C.



symbol



Pin numbers are for the JG and P packages.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	STABLE GAIN	PACKAGE		
			CERAMIC DIP (JG)	CHIP CARRIER (FK)	PLASTIC DIP (P)
-25°C to 85°C	25 μV	1	—	—	OP27EP
		5	—	—	OP37EP
	100 μV	1	—	—	OP27GP
		5	—	—	OP37GP
-55°C to 125°C	25 μV	1	OP27AJG	OP27AFK	—
		5	OP37AJG	OP37AFK	—
	100 μV	1	OP27CJG	—	—
		5	OP37CJG	—	—

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

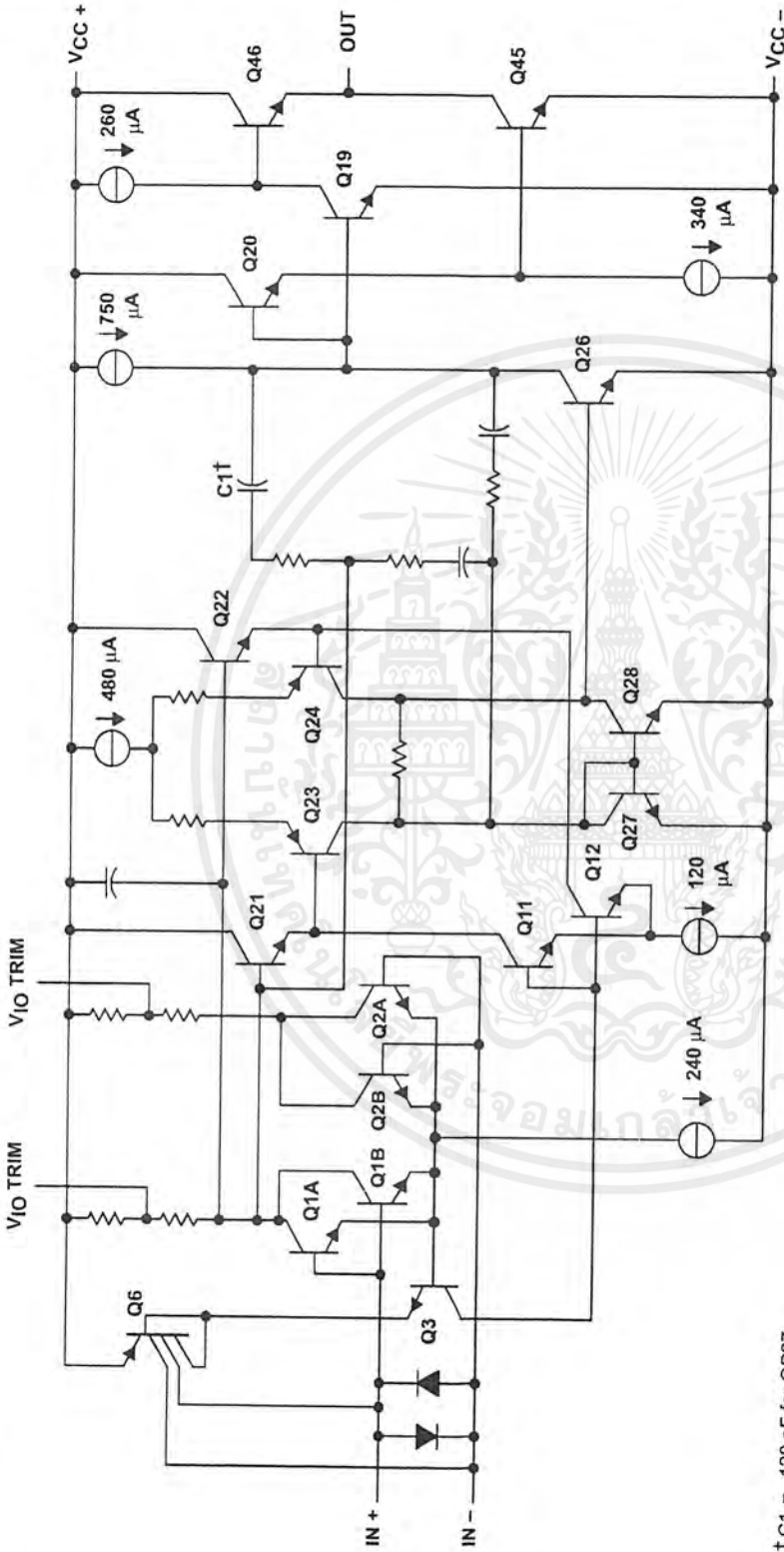


Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณที่ผู้ซื้อได้ซื้อผลิตภัณฑ์นี้โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED OPERATIONAL AMPLIFIER
 SLOS100B - FEBRUARY 1989 - REVISED AUGUST 1994

schematic



† C1 = 120 pF for OP27
 C1 = 15 pF for OP37



OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	22 V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-22 V
Input voltage, V_I	$V_{CC\pm}$
Duration of output short circuit	unlimited
Differential input current (see Note 2)	± 25 mA
Continuous power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range: OP27A, OP27C, OP37A, OP37C	-55°C to 125°C
OP27E, OP27G, OP37E, OP37G	-25°C to 85°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG or FK package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: P package	260°C

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} unless otherwise noted.
2. The inputs are protected by back-to-back diodes. Current-limiting resistors are not used in order to achieve low noise. Excessive input current will flow if a differential input voltage in excess of approximately ± 0.7 V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	DERATING FACTOR	$T_A = 85^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$
	POWER RATING	ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	POWER RATING	POWER RATING
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	546 mW	210 mW
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	715 mW	275 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	520 mW	N/A



**OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

recommended operating conditions

		OP27A, OP37A			OP27C, OP37C			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC+}		4	15	22	4	15	22	V
Supply voltage, V_{CC-}		-4	-15	-22	-4	-15	-22	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11			± 11			V
	$V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C	± 10.3			± 10.2			
Operating free-air temperature, T_A		-55			125			$^\circ\text{C}$

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	OP27A, OP37A			OP27C, OP37C			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$ $R_S = 50\ \Omega$, See Note 3	25 $^\circ\text{C}$	10		25	30		100	μV
			Full range			60			300	
α_{VIO}	Average temperature coefficient of input offset voltage		Full range	0.2		0.6	0.4		1.8	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	Long-term drift of input offset voltage	See Note 4		0.2		1	0.4		2	$\mu\text{V}/\text{mo}$
I_{IO}	Input offset current	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$	25 $^\circ\text{C}$	7		35	12		75	nA
			Full range			50			135	
I_{IB}	Input bias current	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$	25 $^\circ\text{C}$	± 10		± 40	± 15		± 80	nA
			Full range			± 60			± 150	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range		25 $^\circ\text{C}$	11 to -11			11 to -11			V
			Full range	10.3 to -10.3			10.5 to -10.5			
V_{OM}	Peak output voltage swing	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		± 12		± 13.8	± 11.5		± 13.5	V
		$R_L \geq 0.6\ \text{k}\Omega$		± 10		± 11.5	± 10		± 11.5	
		$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	Full range	± 11.5			10.5			
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\ \text{V}$		1000		1800	700		1500	V/mV
		$R_L \geq 1\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\ \text{V}$		800		1500	1500			
		$R_L \geq 0.6\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 1\ \text{V}$, $V_{CC\pm} = \pm 4\ \text{V}$		250		700	200		500	
		$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\ \text{V}$	Full range	600			300			
$r_{i(CM)}$	Common-mode input resistance			3			2		$\text{G}\Omega$	
r_o	Output resistance	$V_O = 0$, $I_O = 0$	25 $^\circ\text{C}$	70			70		Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = \pm 11\ \text{V}$	25 $^\circ\text{C}$	114		126	100		120	dB
		$V_{IC} = \pm 10\ \text{V}$	Full range	110			94			
KSVR	Supply voltage rejection ratio	$V_{CC\pm} = \pm 4\ \text{V}$ to $\pm 18\ \text{V}$	25 $^\circ\text{C}$	100		120	94		118	dB
		$V_{CC\pm} = \pm 4.5\ \text{V}$ to $\pm 18\ \text{V}$	Full range	96			86			

† Full range is -55°C to 125°C .

- NOTES: 3. Input offset voltage measurements are performed by automatic test equipment approximately 0.5 seconds after applying power.
4. Long-term drift of input offset voltage refers to the average trend line of offset voltage versus time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{IO} during the first 30 days are typically $2.5\ \mu\text{V}$ (see Figure 3).



2-4 ออกร้านนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G

LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC+}		4	15	22	V
Supply voltage, V_{CC-}		-4	-15	-22	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	$V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11			V
	$V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C	± 10.5			
Operating free-air temperature, T_A		-25		85	$^\circ\text{C}$

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A^\dagger	OP27E, OP37E			OP27G, OP37G			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$ $R_S = 50 \Omega$ See Note 3	25 $^\circ\text{C}$		10	25		30	100	μV
		Full range			60			220	
αV_{IO} Average temperature coefficient of input offset voltage		Full range		0.2	0.6		0.4	1.8	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Long-term drift of input offset voltage	See Note 4			0.2	1		0.4	2	$\mu\text{V}/\text{mo}$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$	25 $^\circ\text{C}$		7	35		12	75	nA
		Full range			50			135	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 0$, $V_{IC} = 0$	25 $^\circ\text{C}$		± 10	± 40		± 15	± 80	nA
		Full range			± 60			± 150	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25 $^\circ\text{C}$		11 to -11			11 to -11		V
		Full range		10.3 to -10.3			10.5 to -10.5		
V_{OM} Peak output voltage swing	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$			± 12	± 13.8		± 11.5	± 13.5	V
	$R_L \geq 0.6 \text{ k}\Omega$			± 10	± 11.5		± 10	± 11.5	
	Full range			± 11.5			10.5		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10$ V			1000	1800		700	1500	V/mV
	$R_L \geq 1 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10$ V			800	1500			1500	
	$R_L \geq 0.6 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 1$ V, $V_{CC\pm} = \pm 4$ V			250	700		200	500	
	Full range			600			450		
$r_{i(CM)}$ Common-mode input resistance				3			2	G Ω	
r_o Output resistance	$V_O = 0$, $I_O = 0$	25 $^\circ\text{C}$		70			70	Ω	
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = \pm 11$ V	25 $^\circ\text{C}$		114	126		100	120	dB
	Full range			110			96		
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio	$V_{CC\pm} = \pm 4$ V to ± 18 V	25 $^\circ\text{C}$		100	120		94	118	dB
	Full range			96			90		

† Full range is - 25 $^\circ\text{C}$ to 85 $^\circ\text{C}$.

- NOTES: 3. Input offset voltage measurements are performed by automatic test equipment approximately 0.5 seconds after applying power.
4. Long-term drift of input offset voltage refers to the average trend line of offset voltage versus time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{IO} during the first 30 days are typically 2.5 μV (see Figure 3).



POST OFFICE BOX 855303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรในบริษัทเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

OP27 operating characteristics over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	OP27A, OP27E			OP27C, OP27G			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate	$A_{VD} \geq 1$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	1.7	2.8		1.7	2.8	$\text{V}/\mu\text{s}$	
$V_{N(PP)}$	Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$, See Figure 34		0.08	0.18		0.09	0.25	μV
V_n	Equivalent input noise voltage	$f = 10\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3.5	5.5		3.8	8	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 30\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3.1	4.5		3.3	5.6	
		$f = 1\text{ kHz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3	3.8		3.2	4.5	
I_n	Equivalent input noise current	$f = 10\text{ Hz}$, See Figure 35		1.5	4		1.5		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 30\text{ Hz}$, See Figure 35		1	2.3		1		
		$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 35		0.4	0.6		0.4	0.6	
Gain-bandwidth product		$f = 100\text{ kHz}$	5	8		5	8	MHz	

OP37 operating characteristics over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	OP37A, OP37E			OP37C, OP37G			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate	$A_{VD} \geq 5$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	11	17		11	17	$\text{V}/\mu\text{s}$	
$V_{N(PP)}$	Peak-to-peak equivalent input noise voltage	$f = 0.1\text{ Hz to } 10\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$, See Figure 34		0.08	0.18		0.09	0.25	μV
V_n	Equivalent input noise voltage	$f = 10\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3.5	5.5		3.8	8	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 30\text{ Hz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3.1	4.5		3.3	5.6	
		$f = 1\text{ kHz}$, $R_S = 20\ \Omega$		3	3.8		3.2	4.5	
I_n	Equivalent input noise current	$f = 10\text{ Hz}$, See Figure 35		1.5	4		1.5		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 30\text{ Hz}$, See Figure 35		1	2.3		1		
		$f = 1\text{ kHz}$, See Figure 35		0.4	0.6		0.4	0.6	
Gain-bandwidth product		$f = 10\text{ kHz}$	45	63		45	63	MHz	
		$A_V \geq 5$, $f = 1\text{ MHz}$		40			40		



2-6เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับลูกค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
V_{IO}	Input offset voltage	vs Temperature	1
ΔV_{IO}	Change in input offset voltage	vs Time after power on	2
		vs Time (long-term drift)	3
I_{IO}	Input offset current	vs Temperature	4
I_B	Input bias current	vs Temperature	5
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	vs Supply voltage	6
V_{OM}	Maximum peak output voltage	vs Load resistance	7
$V_{O(PP)}$	Maximum peak-to-peak output voltage	vs Frequency	8, 9
A_{VD}	Differential voltage amplification	vs Supply voltage	10
		vs Load resistance	11
		vs Frequency	12, 13, 14
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	vs Frequency	15
k_{SVR}	Supply voltage rejection ratio	vs Frequency	16
SR	Slew rate	vs Temperature	17
		vs Supply voltage	18
		vs Load resistance	19
ϕ_m	Phase margin	vs Temperature	20, 21
ϕ	Phase shift	vs Frequency	12, 13
V_n	Equivalent input noise voltage	vs Bandwidth	22
		vs Source resistance	23
		vs Supply voltage	24
		vs Temperature	25
		vs Frequency	26
I_n	Equivalent input noise current	vs Frequency	27
		Gain-bandwidth product	20, 21
I_{OS}	Short-circuit output current	vs Time	28
I_{CC}	Supply current	vs Supply voltage	29
	Pulse response	Small signal	30, 32
		Large signal	31, 33

OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS†

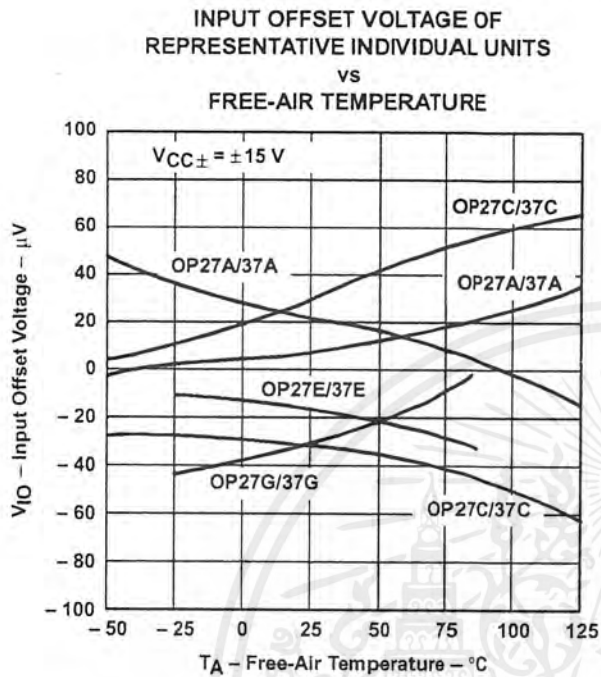


Figure 1

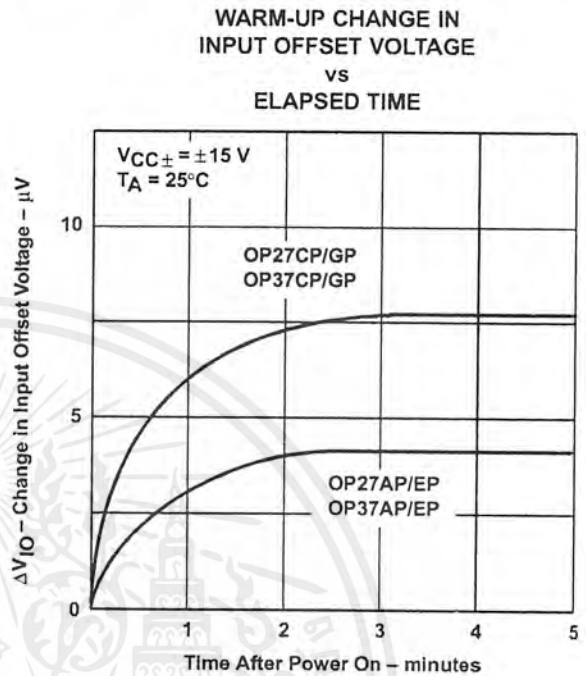


Figure 2

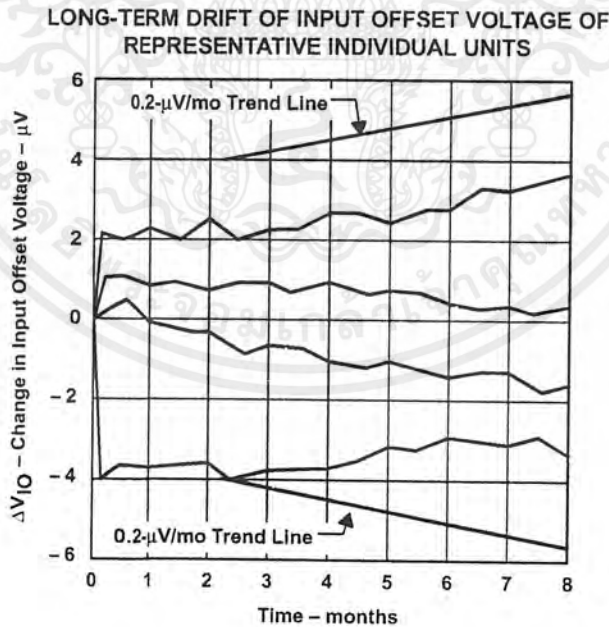


Figure 3

† Data for temperatures below -25°C and above 85°C are applicable to the OP27A, OP27C, OP37A, and OP37C only.



OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
 LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS100B - FEBRUARY 1989 - REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS†

**INPUT OFFSET CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE**

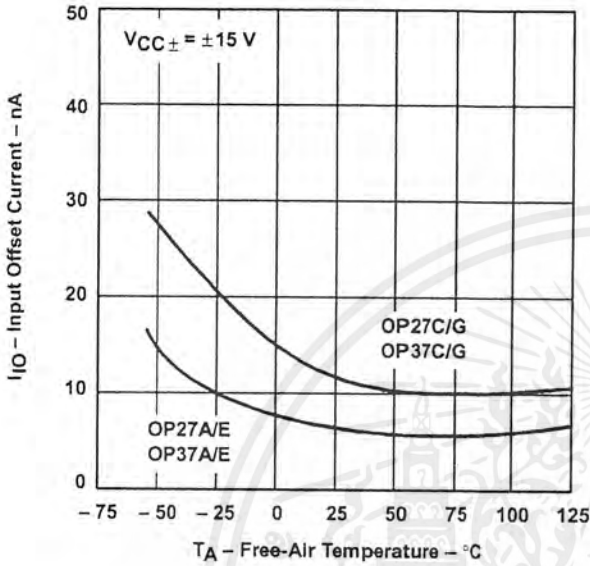


Figure 4

**INPUT BIAS CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE**

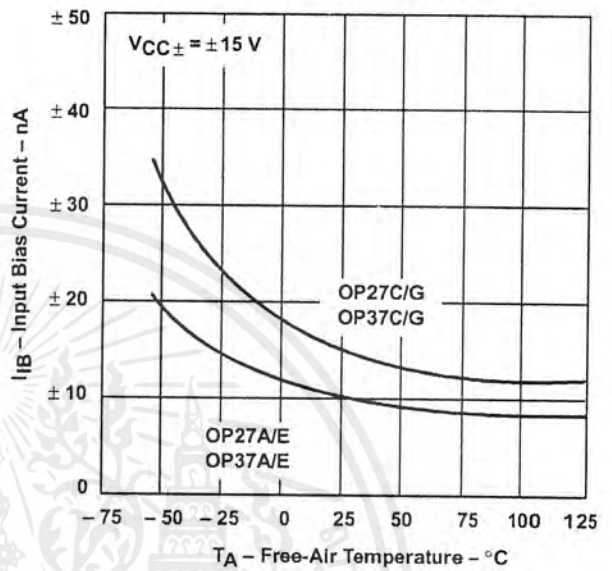


Figure 5

**COMMON-MODE INPUT VOLTAGE RANGE LIMITS
vs
SUPPLY VOLTAGE**

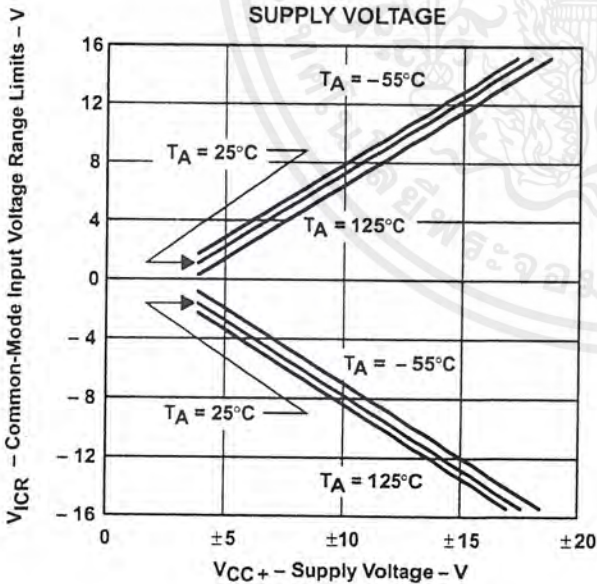


Figure 6

**MAXIMUM PEAK OUTPUT VOLTAGE
vs
LOAD RESISTANCE**

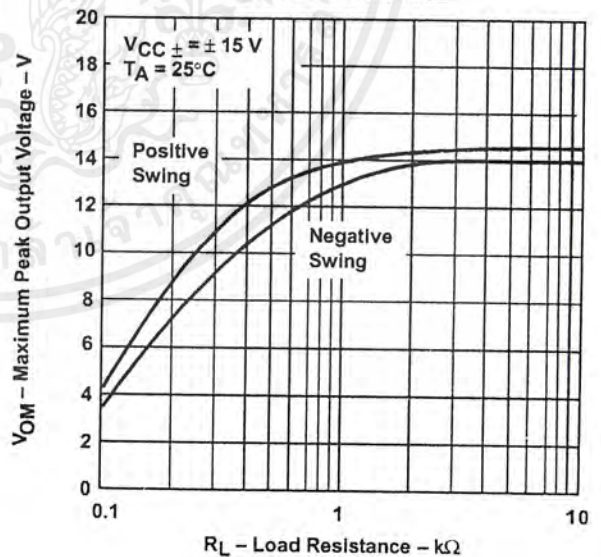


Figure 7

† Data for temperatures below -25°C and above 85°C are applicable to the OP27A, OP27C, OP37A, and OP37C only.



OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS

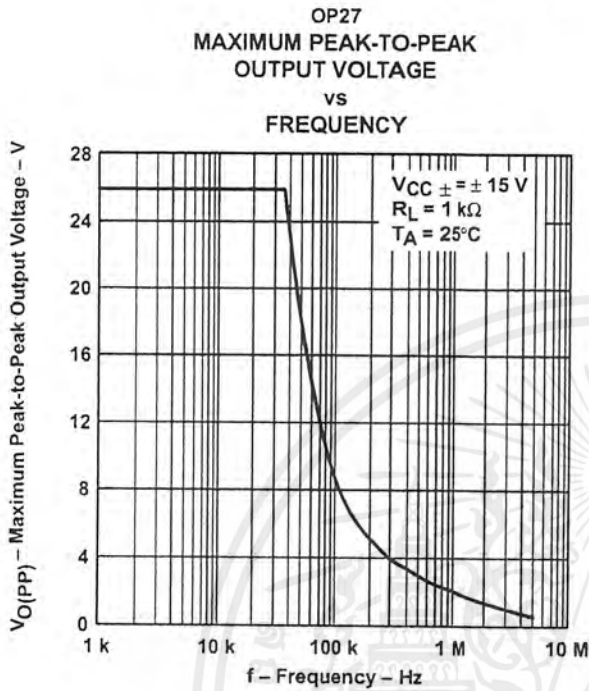


Figure 8

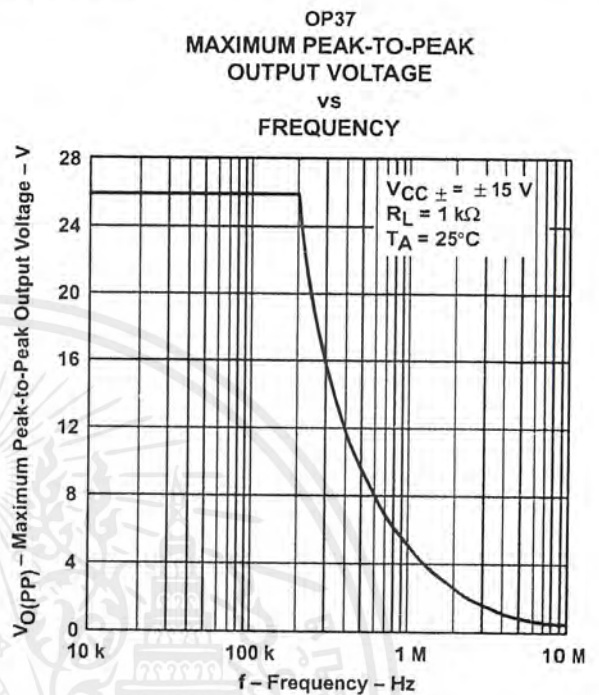


Figure 9

OP27A, OP27E, OP37A, OP37E
LARGE-SIGNAL
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
 vs
TOTAL SUPPLY VOLTAGE

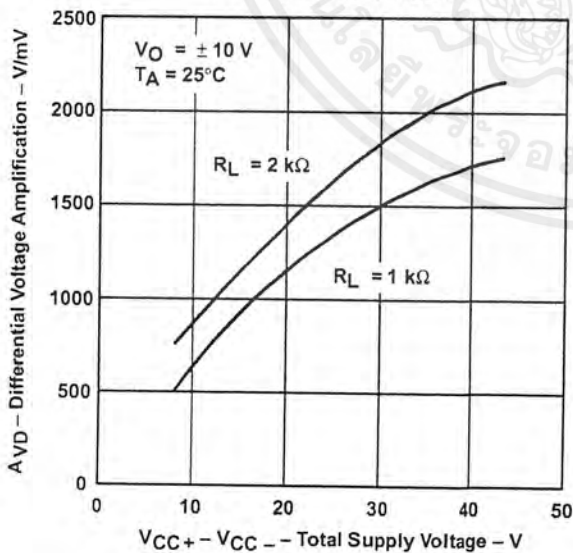


Figure 10

OP27A, OP27E, OP37A, OP37E
LARGE-SIGNAL
DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
 vs
LOAD RESISTANCE

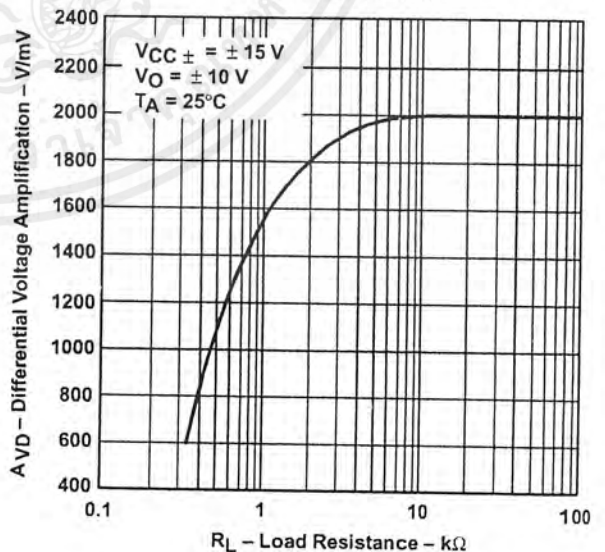


Figure 11



OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS

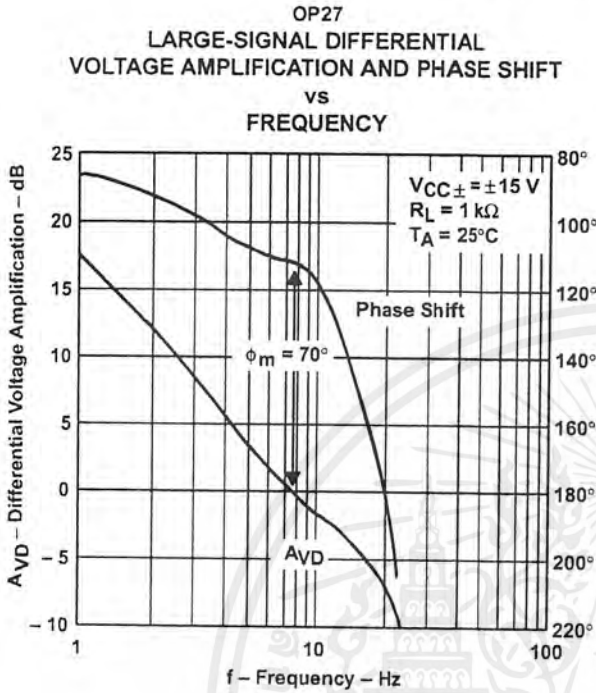


Figure 12

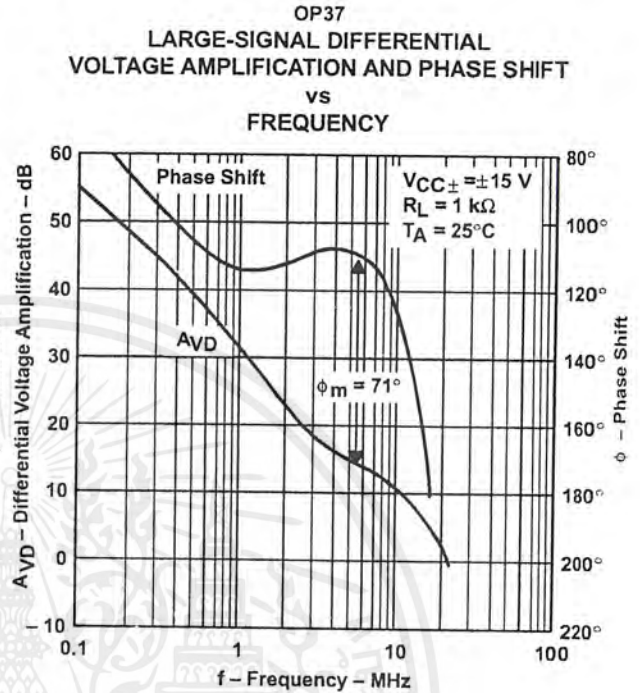


Figure 13

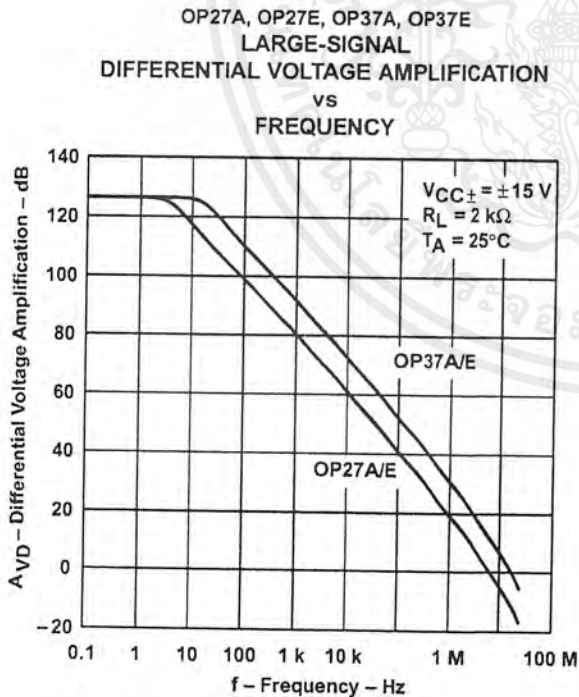


Figure 14

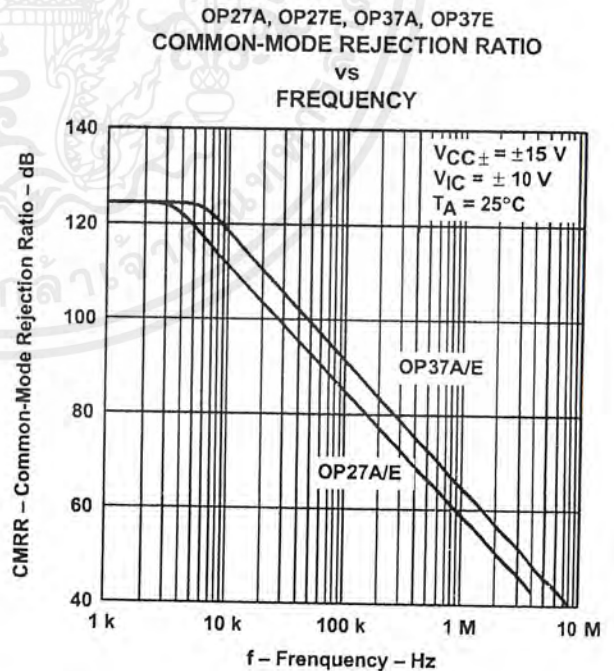


Figure 15



OP27A, OP27C, OP27E, OP27G
OP37A, OP37C, OP37E, OP37G
LOW-NOISE HIGH-SPEED PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS100B – FEBRUARY 1989 – REVISED AUGUST 1994

TYPICAL CHARACTERISTICS†

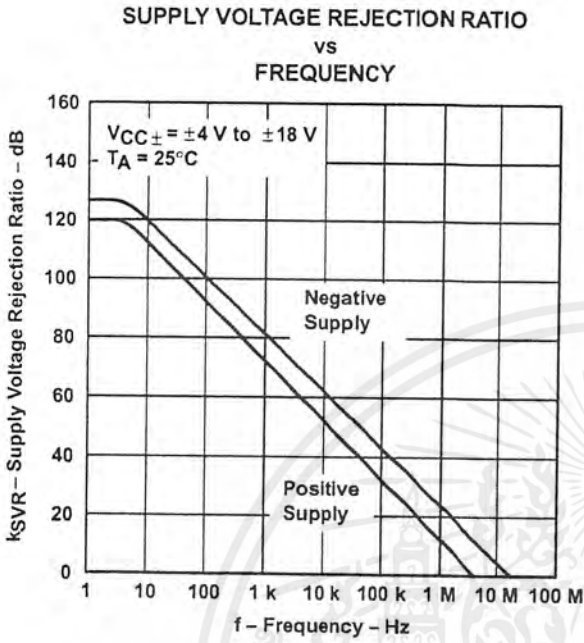


Figure 16

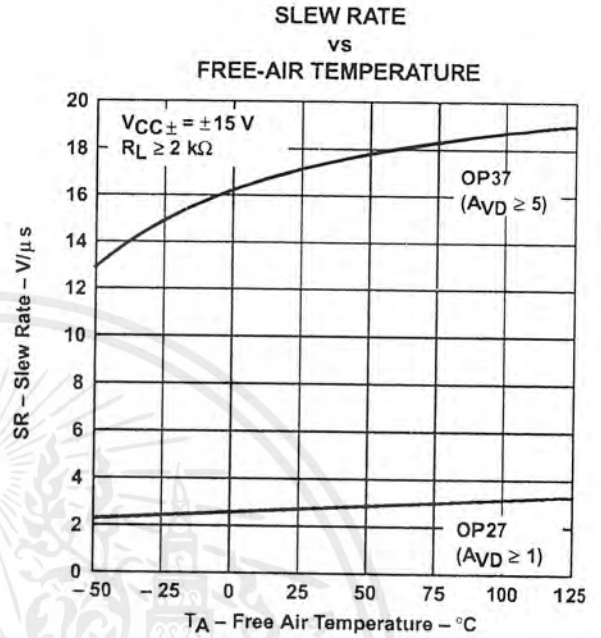


Figure 17

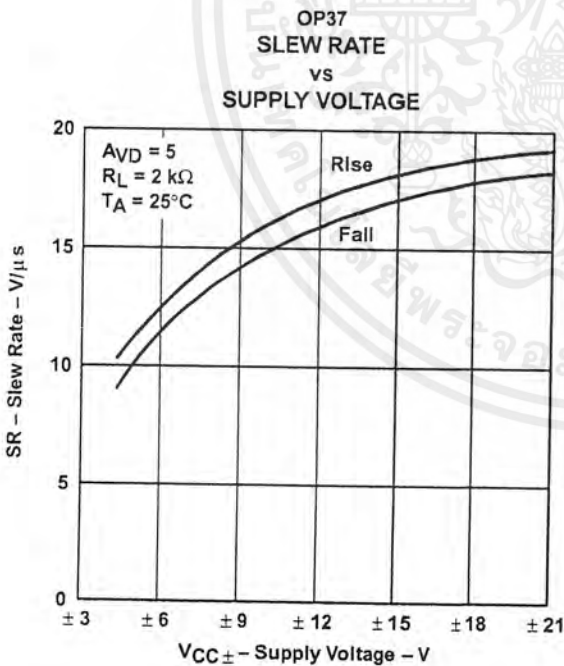


Figure 18

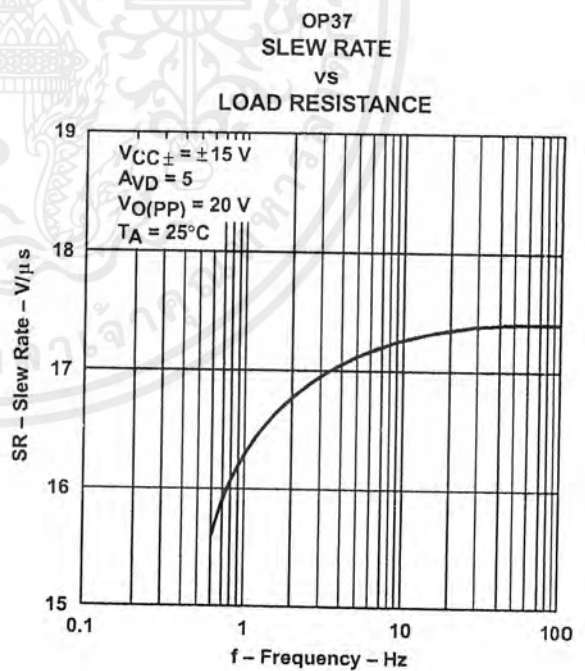


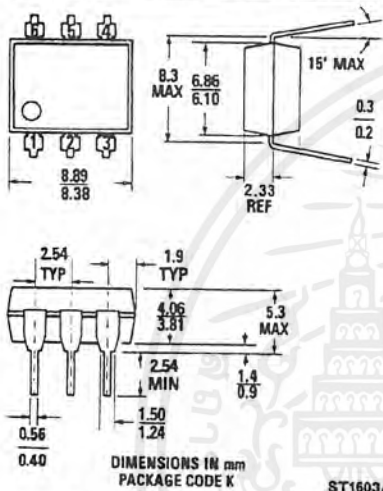
Figure 19

† Data for temperatures below -25°C and above 85°C are applicable to the OP27A, OP27C, OP37A, and OP37C only.



4N25 4N27
4N26 4N28

PACKAGE DIMENSIONS

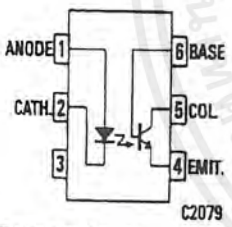


DESCRIPTION

The 4N25, 4N26, 4N27, and 4N28 series of optocouplers have an NPN silicon planar phototransistor optically coupled to a gallium arsenide diode.

FEATURES & APPLICATIONS

- AC line/digital logic isolator
- Digital logic/digital logic isolator
- Telephone/telegraph line receiver
- Twisted pair line receiver
- High frequency power supply feedback control
- Relay contact monitor
- Power supply monitor
- Small package size and low cost
- Excellent frequency response
- UL recognized—File E90700



Equivalent Circuit

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS	
TOTAL PACKAGE	
*Storage temperature	–55°C to 150°C
*Operating temperature at junction	–55°C to 100°C
*Lead temperature (soldering, 10 sec)	260°C
*Total package power dissipation at 25°C ambient (LED plus detector)	250 mW
*Derate linearly from 25°C	3.3 mW/°C
INPUT DIODE	
*Forward DC current continuous	80 mA
*Reverse voltage	3.0 V
*Peak forward current (300 μs, 2% duty cycle)	3.0 A
*Power dissipation at 25°C ambient	150 mW
*Derate linearly from 25°C	2.0 mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR	
*Collector emitter voltage (BV _{CEC})	30 V
*Collector base voltage (BV _{CB0})	70 V
*Emitter collector voltage (BV _{EC0})	7 V
*Power dissipation at 25°C ambient	150 mW
*Derate linearly from 25°C	2.0 mW/°C

*Indicates JEDEC Registered Data.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS (25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS

CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN.	TYP.	GUAR. MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
INPUT DIODE						
*Forward voltage	V_f		1.20	1.50	V	$I_f = 10 \text{ mA}$
Capacitance	C		150		pF	$V_f = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$
*Reverse leakage current			.05	100	μA	$V_r = 3.0 \text{ V}, R_L = 1.0 \text{ M}\Omega$
DETECTOR						
DC forward current gain	h_{FE}		250			$V_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 500 \mu\text{A}$
*Collector to emitter breakdown voltage	BV_{CEO}	30	65		V	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$
*Collector to base breakdown voltage	BV_{CBO}	70	165		V	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_E = 0$
*Emitter to collector breakdown voltage	BV_{ECO}	7	14		V	$I_E = 100 \mu\text{A}, I_B = 0$
*Collector to emitter leakage current (4N25, 4N26, 4N27)	I_{CBO}		3.5	50	nA	$V_{CE} = 10 \text{ V}$ Base Open
*Collector to emitter leakage current (4N28)				100	nA	
*Collector to base leakage current	I_{CBO}		0.1	20	nA	$V_{CB} = 10 \text{ V}$ Emitter Open

TRANSFER CHARACTERISTICS

DC CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN.	TYP.	GUAR. MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
*Collector output current (a) (4N25, 4N26) (4N27, 4N28)	I_C	2.0 1.0	5.0 3.0	— —	mA	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_F = 10 \text{ mA}, I_B = 0$
*Collector-emitter saturation	$V_{CE(sat)}$		0.2	0.5	V	$I_C = 2.0 \text{ mA}, I_F = 50 \text{ mA}$

TRANSFER CHARACTERISTICS

AC CHARACTERISTICS	SYMBOL	TYP.	UNITS	TEST CONDITIONS
Non-saturated Collector				
Delay time	t_d	0.5	μs	$R_L = 100 \Omega, I_C = 2 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}$ (Fig. 10 and 11)
Rise time	t_r	2.5	μs	
Fall time	t_f	2.6	μs	
Non-saturated Collector				
Delay time	t_d	2.0	μs	$R_L = 1 \text{ k}\Omega, I_C = 2 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}$ (Fig. 10 and 11)
Rise time	t_r	15	μs	
Fall time	t_f	15	μs	

*Indicates JEDEC Registered Data.

(a) Pulse Test: Pulse Width=300 μs , Duty Cycle < 2.0%

(b) For this test LED pins 1 and 2 are common and Phototransistor pins 4, 5 and 6 are common.

(c) If adjusted to yield $I_C = 2 \text{ mA}$ and $I_E = 0.7 \text{ mA}$ RMS. Bandwidth referenced to 10 kHz.

ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS
(25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified) (Cont'd)

TRANSFER CHARACTERISTICS (Cont'd)

AC CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN.	TYP.	GUAR. MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
Saturated t_{on} (from 5 V to 0.8 V)	t_{on} (SAT)		5		μ s	$R_L=2k\Omega$, $I_F=15$ mA, $V_{CC}=5$ V
t_{off} (from SAT to 2.0 V)	t_{off} (SAT)		25		μ s	$R_B=$ Open (Fig. 10)
Saturated t_{on} (from 5 V to 0.8 V)	t_{on} (SAT)		5		μ s	$R_L=2k\Omega$, $I_F=20$ mA, $V_{CC}=5$ V
t_{off} (from SAT to 2.0 V)	t_{off} (SAT)		18		μ s	$R_B=100k\Omega$ (Fig. 10)
Non-saturated Base—Collector photo diode Rise time	t_r		175		ns	$R_L=1k\Omega$, $V_{CB}=10$ V
Fall time	t_f		175		ns	
Isolation voltage (b) (4N25, 4N26, 4N27, 4N28) *(4N26, 4N27) *(4N28)	V_{iso}	5300 1500 500	— — —	— — —	V V V	$I_{L0} \leq 1$ μ A RMS, $t=1$ minute Peak Peak
Isolation resistance (b)			10^{11}		Ω	$V=500$ VDC
Isolation capacitance (b)			1.3		pF	$V=0$, $f=1.0$ MHz
Bandwidth (c) (also see note 2)	B_w		300		kHz	$I_C=2.0$ mA, $R_L=100$ Ω (Fig. 12)

*Indicates JEDEC Registered Data.

- (a) Pulse Test: Pulse Width=300 μ s, Duty Cycle $\leq 2.0\%$
- (b) For this test LED pins 1 and 2 are common and Phototransistor pins 4, 5 and 6 are common.
- (c) If adjusted to yield $I_C=2$ mA and $I_C=0.7$ mA RMS; Bandwidth referenced to 10 kHz.

TYPICAL ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTIC CURVES
(25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified)

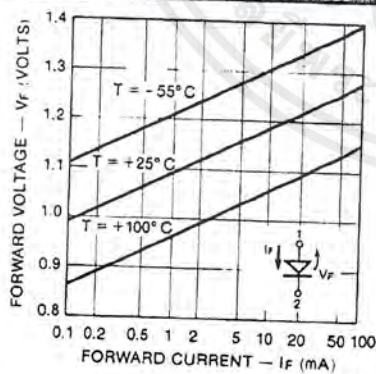


Fig. 1. Forward Voltage vs. Current

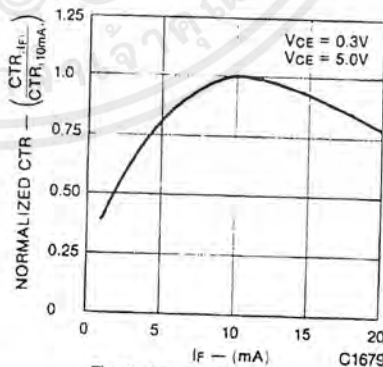


Fig. 2. Normalized CTR vs. Forward Current

TYPICAL ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTIC CURVES
(25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified), (Cont'd)

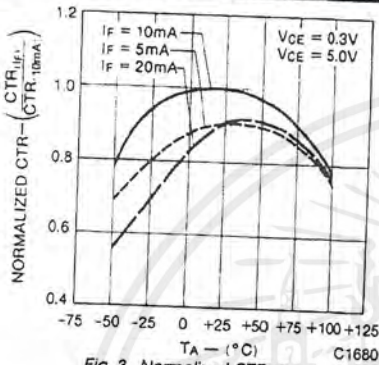


Fig. 3. Normalized CTR vs. Temperature

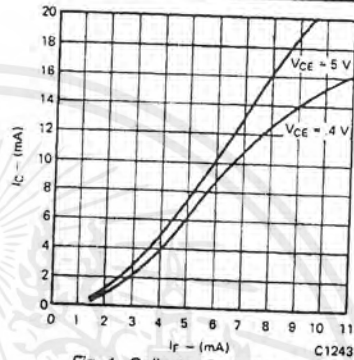


Fig. 4. Collector Current vs. Forward Current

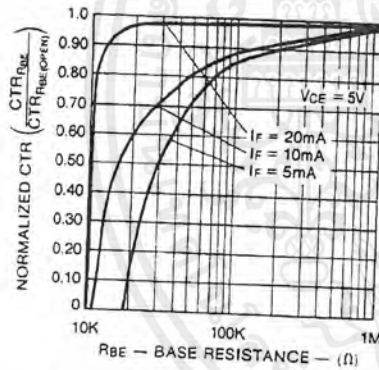


Fig. 5. CTR vs. R_{BE} (Unsaturated)

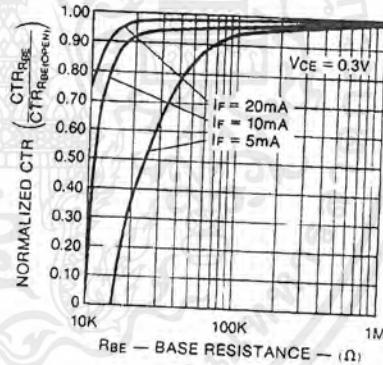


Fig. 6. CTR vs. R_{BE} (Saturated)

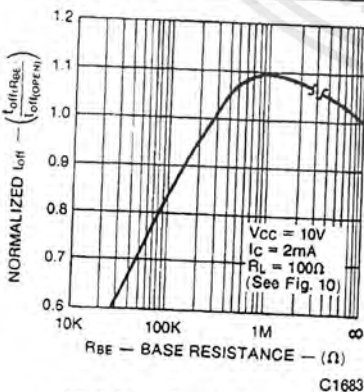


Fig. 7. Normalized T_{off} vs. R_{BE}

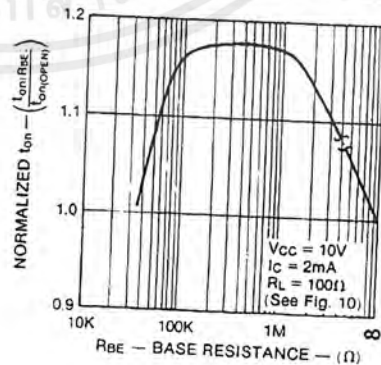


Fig. 8. Normalized T_{on} vs. R_{BE}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTIC CURVES
(25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified) (Cont'd)

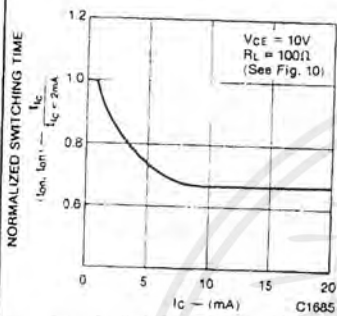


Fig. 9. Switching Time vs. IC

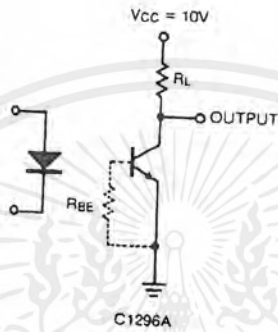


Fig. 10. Switching Time Test Circuit

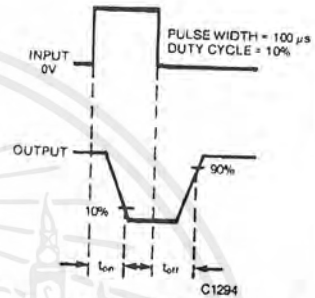


Fig. 11. Switching Time Waveforms

OPERATING SCHEMATICS

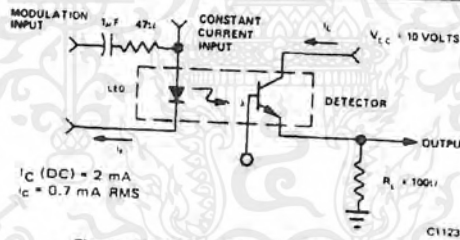


Fig. 12. Modulation Circuit Used to Obtain Output vs. Frequency Plot

NOTES

1. The current transfer ratio (I_c/I_i) is the ratio of the detector collector current to the LED input current with V_{ce} at 10 volts.
2. The frequency at which I_c is 3dB down from the 10 kHz value.
3. Rise time (t_r) is the time required for the collector current to increase from 10% of its final value to 90%.
Fall time (t_f) is the time required for the collector current to decrease from 90% of its initial value to 10%.

Micropower Sampling 12-Bit A/D Converters In S0-8 Packages

FEATURES

- 12-Bit Resolution
- 8-Pin SOIC Plastic Package
- Low Cost
- Low Supply Current: 250 μ A Typ.
- Auto Shutdown to 1nA Typ.
- Guaranteed $\pm 3/4$ LSB Max DNL
- Single Supply 5V to 9V Operation
- On-Chip Sample-and-Hold
- 60 μ s Conversion Time
- Sampling Rates:
 - 12.5 ksps (LTC1286)
 - 11.1 ksps (LTC1298)
- I/O Compatible with SPI, Microwire, etc.
- Differential Inputs (LTC1286)
- 2-Channel MUX (LTC1298)
- 3V Versions Available: LTC1285/LTC1288

APPLICATIONS

- Battery-Operated Systems
- Remote Data Acquisition
- Battery Monitoring
- Handheld Terminal Interface
- Temperature Measurement
- Isolated Data Acquisition

DESCRIPTION

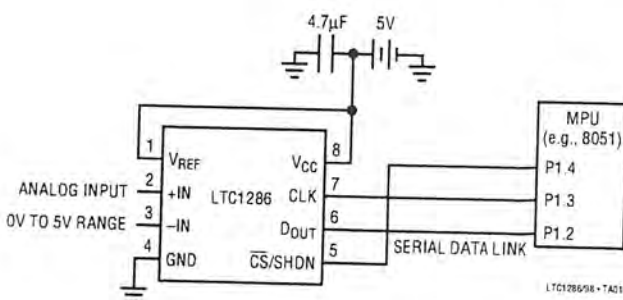
The LTC1286/LTC1298 are micropower, 12-bit, successive approximation sampling A/D converters. They typically draw only 250 μ A of supply current when converting and automatically power down to a typical supply current of 1nA whenever they are not performing conversions. They are packaged in 8-pin SO packages and operate on 5V to 9V supplies. These 12-bit, switched-capacitor, successive approximation ADCs include sample-and-holds. The LTC1286 has a single differential analog input. The LTC1298 offers a software selectable 2-channel MUX.

On-chip serial ports allow efficient data transfer to a wide range of microprocessors and microcontrollers over three wires. This, coupled with micropower consumption, makes remote location possible and facilitates transmitting data through isolation barriers.

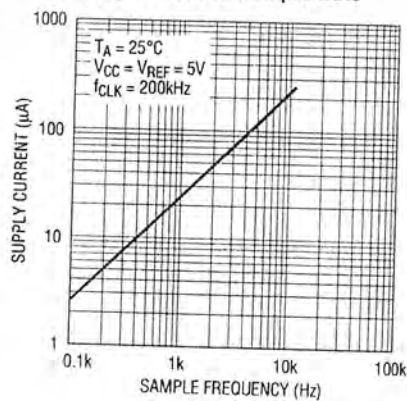
These circuits can be used in ratiometric applications or with an external reference. The high impedance analog inputs and the ability to operate with reduced spans (to 1.5V full scale) allow direct connection to sensors and transducers in many applications, eliminating the need for gain stages.

TYPICAL APPLICATIONS

25 μ W, S0-8 Package, 12-Bit ADC
Samples at 200Hz and Runs Off a 5V Supply



Supply Current vs Sample Rate



LTC1286/LTC1298

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{CC}) to GND	12V	Power Dissipation	500mW
Voltage		Operating Temperature Range	
Analog and Reference	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	LTC1286C/LTC1298C	0°C to 70°C
Digital Inputs	-0.3V to 12V	LTC1286I/LTC1298I	-40°C to 85°C
Digital Output	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1286CN8 LTC1286IN8</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SOIC $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 175^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1286CS8 LTC1286IS8</p>
		<p>PART MARKING</p> <p>1286 1286I</p>	
<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1298CN8 LTC1298IN8</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SOIC $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 175^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1298CS8 LTC1298IS8</p>
		<p>PART MARKING</p> <p>1298 1298I</p>	

Consult factory for military grade parts.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CC}	Supply Voltage (Note 3)	LTC1286 LTC1298	4.5		9.0	V
f_{CLK}	Clock Frequency		4.5		5.5	V
t_{CYC}	Total Cycle Time	$V_{CC} = 5V$	(Note 4)		200	kHz
t_{HDI}	Hold Time, D_{IN} After $CLK\uparrow$	LTC1286, $f_{CLK} = 200kHz$ LTC1298, $f_{CLK} = 200kHz$	80 90			μs
t_{suCS}	Setup Time $\overline{CS}\downarrow$ Before First $CLK\uparrow$ (See Operating Sequence)	$V_{CC} = 5V$	150			ns
t_{suDI}	Setup Time, D_{IN} Stable Before $CLK\uparrow$	LTC1286, $V_{CC} = 5V$ LTC1298, $V_{CC} = 5V$	2 2			μs
t_{WHCLK}	CLK High Time	$V_{CC} = 5V$	400			ns
t_{WLCLK}	CLK Low Time	$V_{CC} = 5V$	2			μs
t_{WHCS}	\overline{CS} High Time Between Data Transfer Cycles	$V_{CC} = 5V$	2			μs
t_{WLCS}	\overline{CS} Low Time During Data Transfer	$V_{CC} = 5V$	2			μs
		LTC1286, $f_{CLK} = 200kHz$ LTC1298, $f_{CLK} = 200kHz$	75 85			μs

2

CONVERTER AND MULTIPLEXER CHARACTERISTICS (Note 5)

PARAMETER	CONDITIONS	LTC1286			LTC1298			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Resolution (No Missing Codes)		12			12			Bits
Integral Linearity Error	(Note 6)		±3/4	±2		±3/4	±2	LSB
Differential Linearity Error			±1/4	±3/4		±1/4	±3/4	LSB
Offset Error			3/4	±3		3/4	±3	LSB
Gain Error			±2	±8		±2	±8	LSB
Analog Input Range	(Note 7 and 8)							V
REF Input Range (LTC1286) (Notes 7, 8, and 9)	$4.5 \leq V_{CC} \leq 5.5V$ $5.5V < V_{CC} \leq 9V$							V
REF Input Range (LTC1298)								V
Analog Input Leakage Current (Note 10)				±1			±1	µA

DIGITAL AND DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS				UNITS
			MIN	TYP	MAX	
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{CC} = 5.25V$				V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$				V
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$			0.8	µA
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{IN} = 0V$			2.5	µA
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 4.75V, I_O = 360\mu A$			-2.5	µA
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_O = 1.6mA$	4.0	4.64		V
I_{OZ}	Hi-Z Output Leakage	$\overline{CS} = High$	2.4	4.62		V
I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{OUT} = 0V$			±3	µA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{OUT} = V_{CC}$		-25		mA
R_{REF}	Reference Input Resistance (LTC1286)	$\overline{CS} = V_{CC}$ $\overline{CS} = GND$		45		MΩ
I_{REF}	Reference Current (LTC1286)	$\overline{CS} = V_{CC}$ $t_{CYC} \geq 640\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$ $t_{CYC} = 80\mu s, f_{CLK} = 200kHz$		5000		kΩ
I_{CC}	Supply Current	$\overline{CS} = V_{CC}$		55		µA
		LTC1286, $t_{CYC} \geq 640\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$		0.001	2.5	µA
		LTC1286, $t_{CYC} = 80\mu s, f_{CLK} = 200kHz$		90	140	µA
		LTC1298, $t_{CYC} \geq 720\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$ LTC1298, $t_{CYC} = 90\mu s, f_{CLK} = 200kHz$		90	140	µA
			0.001	±3.0		µA
			220	460		µA
			260	500		µA
			320	600		µA
			360	640		µA

DYNAMIC ACCURACY $f_{SMPL} = 12.5kHz$ (LTC1286), $f_{SMPL} = 11.1kHz$ (LTC1298) (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS				UNITS
			MIN	TYP	MAX	
S/(N + D)	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	1kHz/7kHz Input Signal		71/68		dB
THD	Total Harmonic Distortion (Up to 5th Harmonic)	1kHz/7kHz Input Signal		-84/-80		dB
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range	1kHz/7kHz Input Signal		90/86		dB
	Peak Harmonic or Spurious Noise	1kHz/7kHz Input Signal		-90/-86		dB

LTC1286/LTC1298

AC CHARACTERISTICS (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{SMPL}	Analog Input Sample Time	See Operating Sequence		1.5		CLK Cycles
$f_{SMPL (MAX)}$	Maximum Sampling Frequency	LTC1286 LTC1298	● ●	12.5 11.1		kHz kHz
t_{CONV}	Conversion Time	See Operating Sequence		12		CLK Cycles
t_{DDO}	Delay Time, CLK↓ to D _{OUT} Data Valid	See Test Circuits	●	250	600	ns
t_{dis}	Delay Time, \overline{CS} ↑ to D _{OUT} Hi-Z	See Test Circuits	●	135	300	ns
t_{en}	Delay Time, CLK↓ to D _{OUT} Enable	See Test Circuits	●	75	200	ns
t_{hDO}	Time Output Data Remains Valid After CLK↓	$C_{LOAD} = 100pF$		230		ns
t_f	D _{OUT} Fall Time	See Test Circuits	●	20	75	ns
t_r	D _{OUT} Rise Time	See Test Circuits	●	20	75	ns
C_{IN}	Input Capacitance	Analog Inputs, On Channel Analog Inputs, Off Channel Digital Input		20 5 5		pF pF pF

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: All voltage values are with respect to GND.

Note 3: These devices are specified at 5V. For 3V specified devices, see LTC1285 and LTC1288.

Note 4: Increased leakage currents at elevated temperatures cause the S/H to droop, therefore it is recommended that $f_{CLK} \geq 120kHz$ at 85°C, $f_{CLK} \geq 75kHz$ at 70° and $f_{CLK} \geq 1kHz$ at 25°C.

Note 5: $V_{CC} = 5V$, $V_{REF} = 5V$ and $CLK = 200kHz$ unless otherwise specified.

Note 6: Linearity error is specified between the actual end points of the A/D transfer curve.

Note 7: Two on-chip diodes are tied to each reference and analog input which will conduct for reference or analog input voltages one diode drop below GND or one diode drop above V_{CC} . This spec allows 50mV forward bias of either diode for $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$. This means that as long as the reference or analog input does not exceed the supply voltage by more than 50mV the output code will be correct. To achieve an absolute 0V to 5V input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950V over initial tolerance, temperature variations and loading. For $5.5V < V_{CC} \leq 9V$, reference and analog input range cannot exceed 5.55V. If reference and analog input range are greater than 5.55V, the output code will not be guaranteed to be correct.

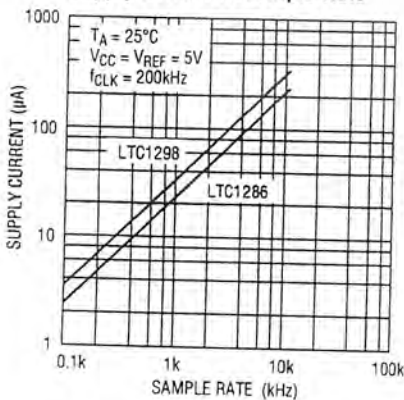
Note 8: The supply voltage range for the LTC1286 is from 4.5V to 9V, but the supply voltage range for the LTC1298 is only from 4.5V to 5.5V.

Note 9: Recommended operating conditions

Note 10: Channel leakage current is measured after the channel selection.

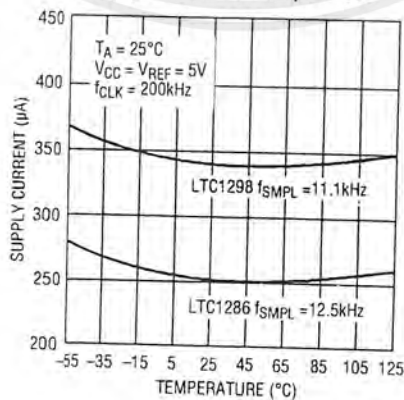
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Supply Current vs Sample Rate



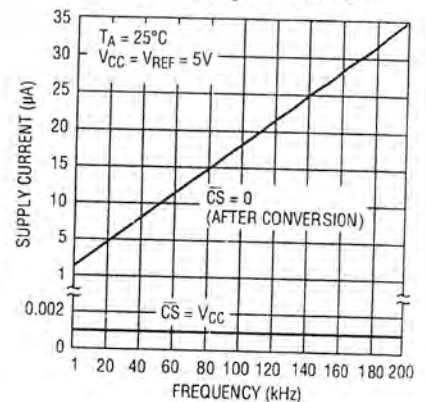
LT1286/98 G03

Supply Current vs Temperature



LT1286/98 G04

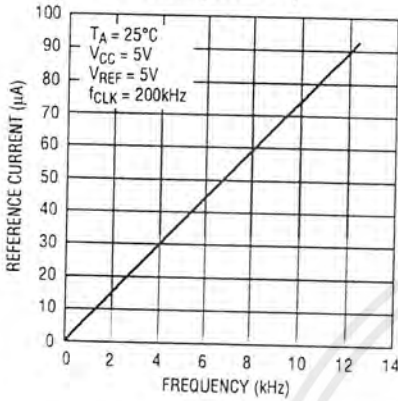
Shutdown Supply Current vs Clock Rate with CS High and CS Low



LT1286/98 G01

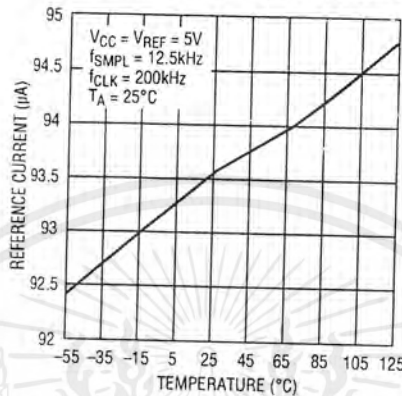
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Reference Current vs Sample Rate (LTC1286)



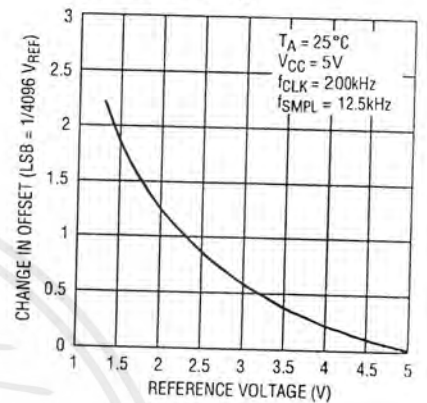
LT1286/98 G06

Reference Current vs Temperature



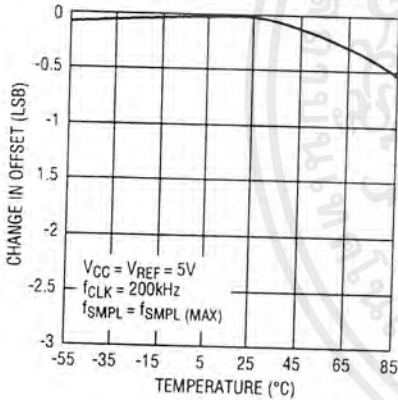
LT1286/98 G07

Change in Offset vs Reference Voltage



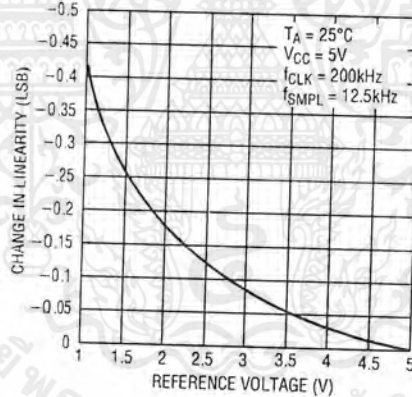
LT1286/98 G08

Change in Offset vs Temperature



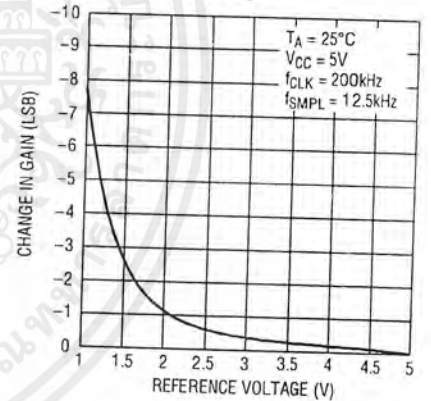
LT1286/98 G09

Change in Linearity vs Reference Voltage



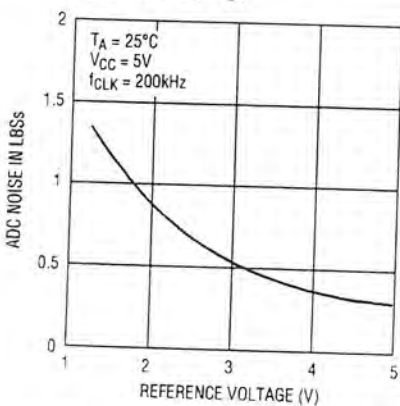
LT1286/98 G10

Change in Gain vs Reference Voltage



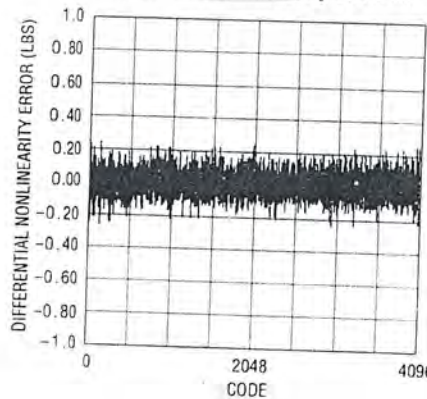
LT1286/98 G11

Peak-to-Peak ADC Noise vs Reference Voltage

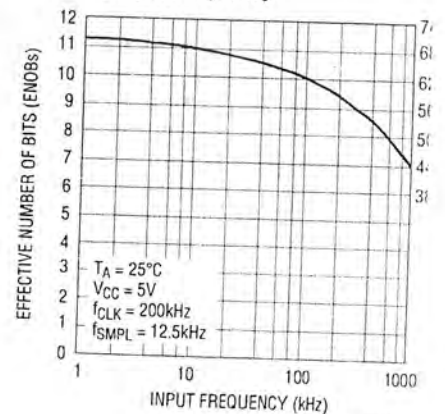


LT1286/98 G12

Differential Nonlinearity vs Code



Effective Bits and S/(N + D) vs Input Frequency

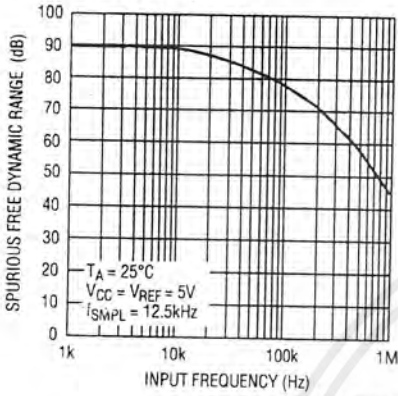


LTC 1286/98 G20

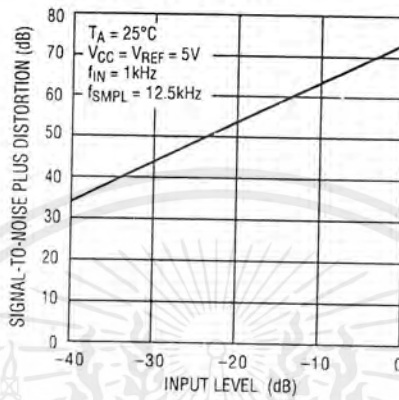


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

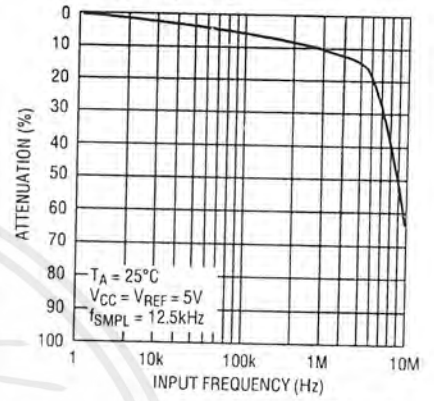
Spurious Free Dynamic Range vs Frequency



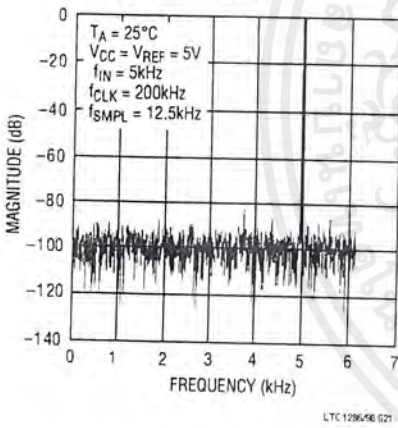
S/(N+D) vs Input Level



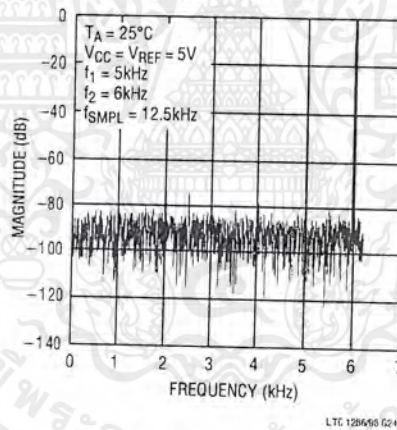
Attenuation vs Input Frequency



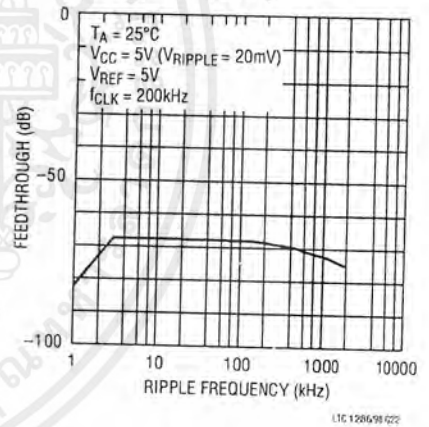
4096 Point FFT Plot



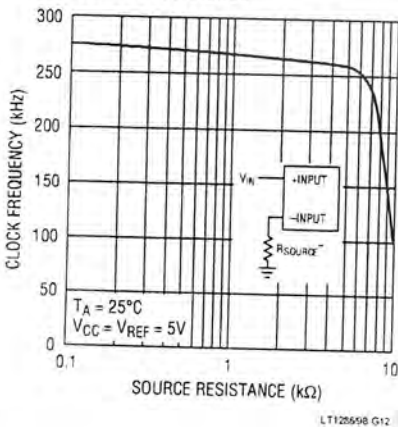
Intermodulation Distortion



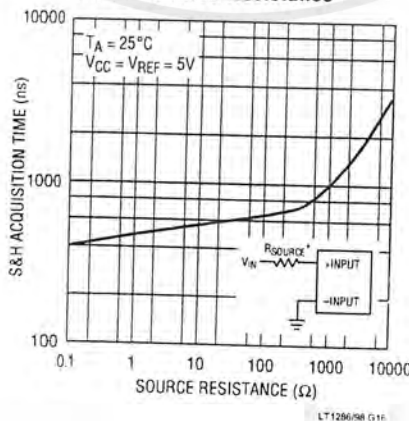
Power Supply Feedthrough vs Ripple Frequency



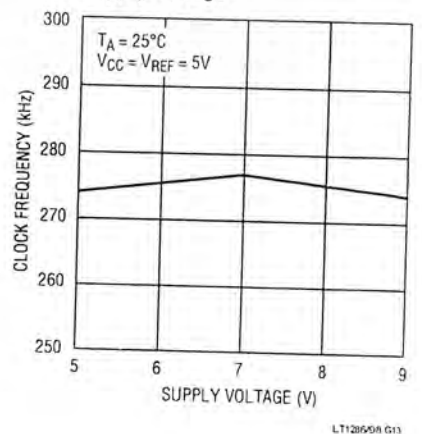
Maximum Clock Frequency vs Source Resistance



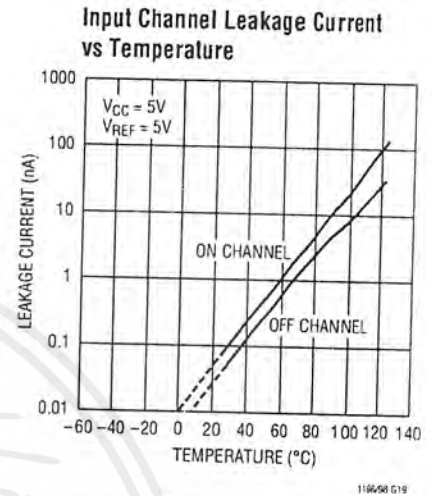
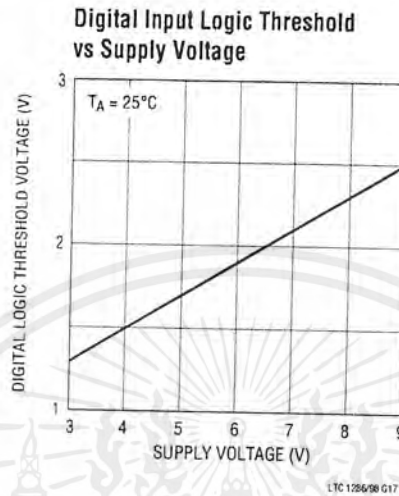
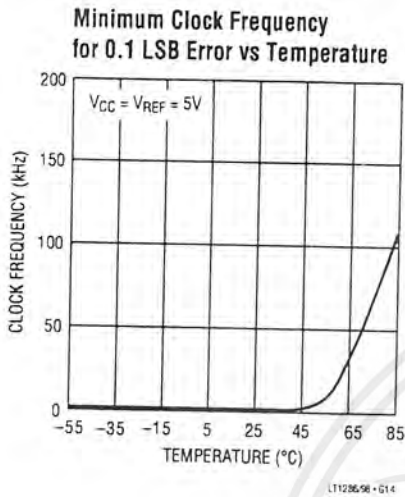
Sample and Hold Acquisition Time vs Source Resistance



Maximum Clock Frequency vs Supply Voltage



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



PIN FUNCTIONS

LTC1286

V_{REF} (Pin 1): Reference Input. The reference input defines the span of the A/D converter.

IN^+ (Pin 2): Positive Analog Input.

IN^- (Pin 3): Negative Analog Input.

GND (Pin 4): Analog Ground. GND should be tied directly to an analog ground plane.

$\overline{CS}/SHDN$ (Pin 5): Chip Select Input. A logic low on this input enables the LTC1286. A logic high on this input disables and powers down the LTC1286.

D_{OUT} (Pin 6): Digital Data Output. The A/D conversion result is shifted out of this output.

CLK (Pin 7): Shift Clock. This clock synchronizes the serial data transfer and determines conversion speed.

V_{CC} (Pin 8): Power Supply Voltage. This pin provides power to the A/D converter. It must be kept free of noise and ripple by bypassing directly to the analog ground plane.

LTC1298

$\overline{CS}/SHDN$ (Pin 1): Chip Select Input. A logic low on this input enables the LTC1298. A logic high on this input disables and powers down the LTC1298.

CH0 (Pin 2): Analog Input.

CH1 (Pin 3): Analog Input.

GND (Pin 4): Analog Ground. GND should be tied directly to an analog ground plane.

D_{IN} (Pin 5): Digital Data Input. The multiplexer address is shifted into this input.

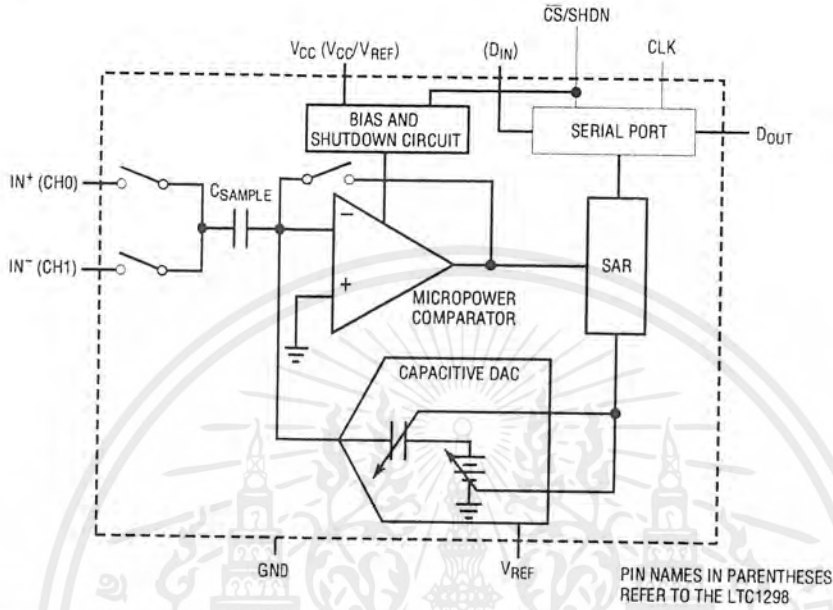
D_{OUT} (Pin 6): Digital Data Output. The A/D conversion result is shifted out of this output.

CLK (Pin 7): Shift Clock. This clock synchronizes the serial data transfer and determines conversion speed.

V_{CC}/V_{REF} (Pin 8): Power Supply and Reference Voltage. This pin provides power and defines the span of the A/D converter. It must be kept free of noise and ripple by bypassing directly to the analog ground plane.

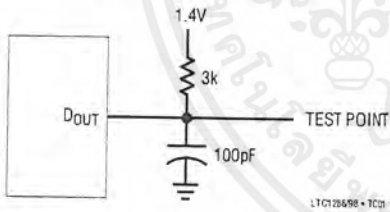
LTC1286/LTC1298

BLOCK DIAGRAM

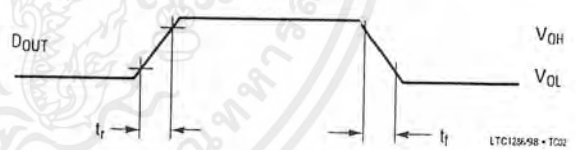


TEST CIRCUITS

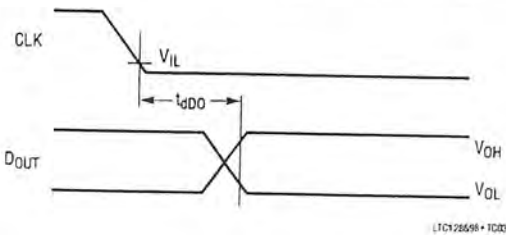
Load Circuit for t_{dDO} , t_r and t_f



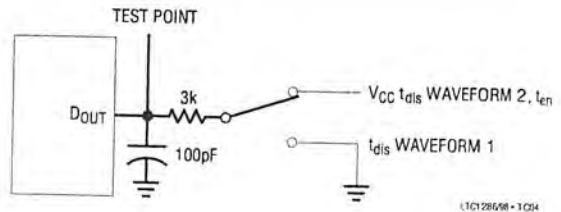
Voltage Waveforms for D_{OUT} Rise and Fall Times, t_r , t_f



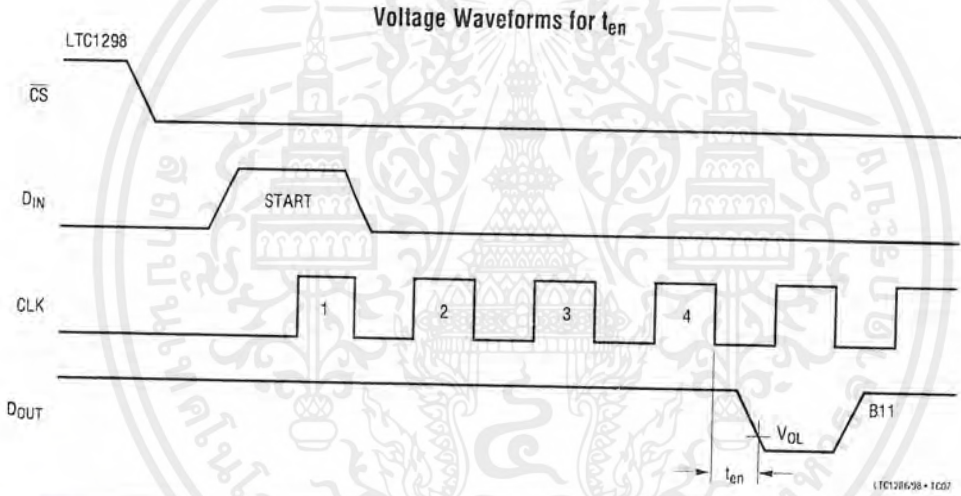
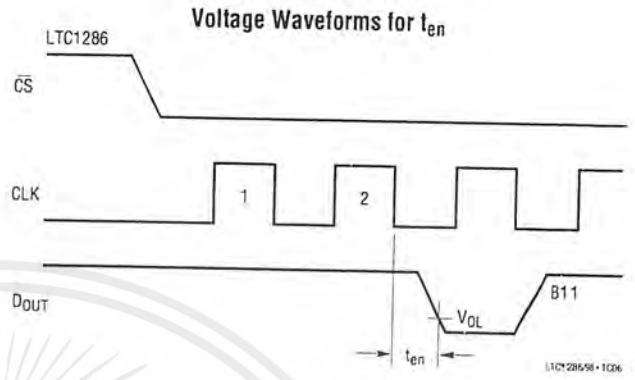
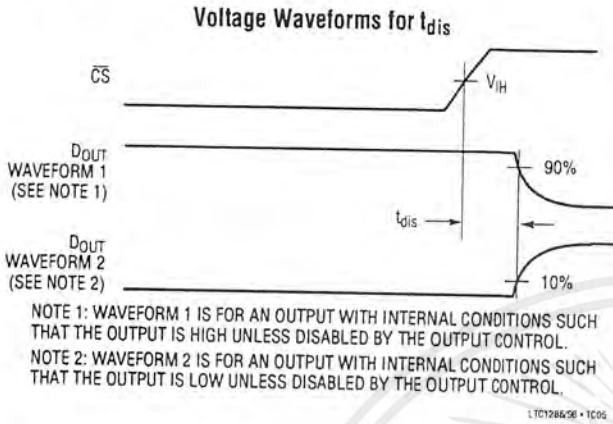
Voltage Waveforms for D_{OUT} Delay Times, t_{dDO}



Load Circuit for t_{dis} and t_{en}



TEST CIRCUITS



APPLICATION INFORMATION

OVERVIEW

The LTC1286 and LTC1298 are micropower, 12-bit, successive approximation sampling A/D converters. The LTC1286 typically draws 250 μ A of supply current when sampling at 12.5kHz while the LTC1298 nominally consumes 350 μ A of supply current when sampling at 11.1 kHz. The extra 100 μ A of supply current on the LTC1298 comes from the reference input which is intentionally tied to the supply. Supply current drops linearly as the sample rate is reduced (see Supply Current vs Sample Rate). The ADCs automatically power down when not performing conversions, drawing only leakage current. They are packaged in 8-pin SO and DIP packages. The LTC1286 operates on a single supply from 4.5V to 9V,

while the LTC1298 operates from a 4.5V to 5.5V supply.

Both the LTC1286 and the LTC1298 contain a 12-bit, switched-capacitor ADC, a sample-and-hold, and a serial port (see Block Diagram). Although they share the same basic design, the LTC1286 and LTC1298 differ in some respects. The LTC1286 has a differential input and has an external reference input pin. It can measure signals floating on a DC common-mode voltage and can operate with reduced spans to 1V. Reducing the spans allows it to achieve 244 μ V resolution. The LTC1298 has a two-channel input multiplexer and can convert either channel with respect to ground or the difference between the two. The reference input is tied to the supply pin.



APPLICATION INFORMATION

SERIAL INTERFACE

The 2-channel LTC1298 communicates with microprocessors and other external circuitry via a synchronous, half duplex, 4-wire serial interface. The single channel LTC1286 uses a 3-wire interface (see Operating Sequence in Figures 1 and 2).

Data Transfer

The CLK synchronizes the data transfer with each bit being transmitted on the falling CLK edge and captured on the rising CLK edge in both transmitting and receiving systems.

The LTC1286 does not require a configuration input word and has no D_{IN} pin. A falling \overline{CS} initiates data transfer as shown in the LTC1286 operating sequence. After \overline{CS} falls the second CLK pulse enables D_{OUT} . After one null bit the

A/D conversion result is output on the D_{OUT} line. Bringing \overline{CS} high resets the LTC1286 for the next data exchange.

The LTC1298 first receives input data and then transmits back the A/D conversion result (half duplex). Because of the half duplex operation, D_{IN} and D_{OUT} may be tied together allowing transmission over just 3 wires: \overline{CS} , CLK and DATA (D_{IN}/D_{OUT}).

Data transfer is initiated by a falling chip select (\overline{CS}) signal. After \overline{CS} falls the LTC1298 looks for a start bit. After the start bit is received, the 3-bit input word is shifted into the D_{IN} input which configures the LTC1298 and starts the conversion. After one null bit, the result of the conversion is output on the D_{OUT} line. At the end of the data exchange \overline{CS} should be brought high. This resets the LTC1298 in preparation for the next data exchange.

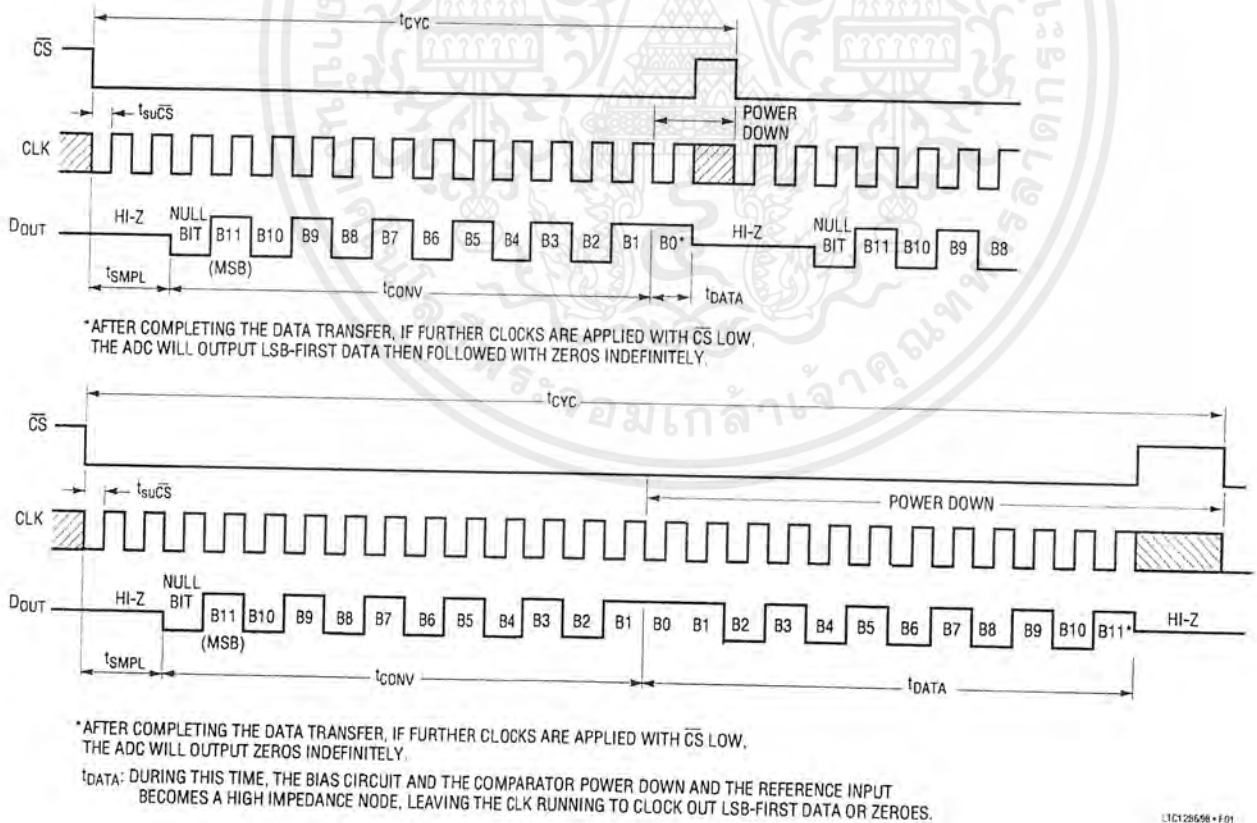
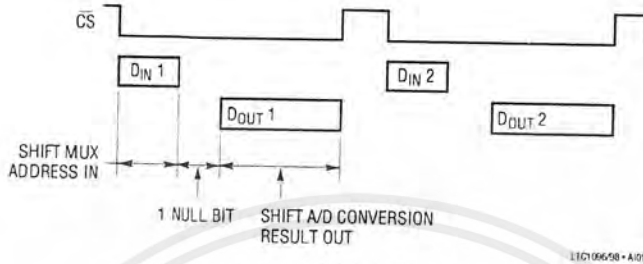


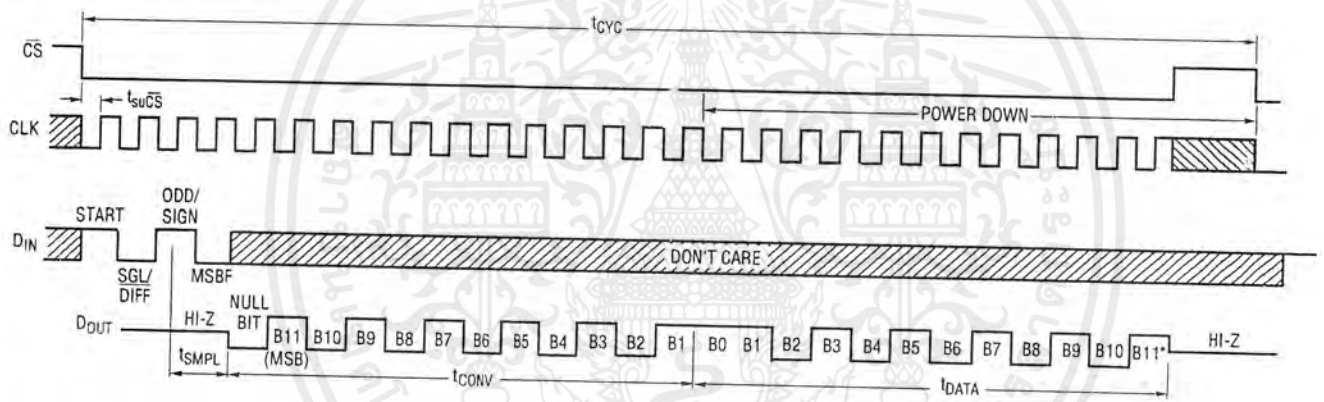
Figure 1. LTC1286 Operating Sequence



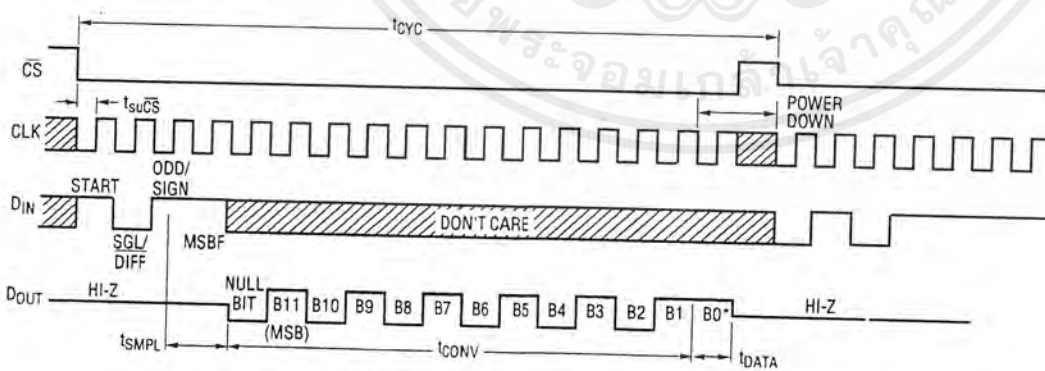
APPLICATION INFORMATION



MSB-First Data (MSBF = 0)



MSB-First Data (MSBF = 1)



* AFTER COMPLETING THE DATA TRANSFER, IF FURTHER CLOCKS ARE APPLIED WITH \overline{CS} LOW, THE ADC WILL OUTPUT ZEROS INDEFINITELY.

t_{DATA} : DURING THIS TIME, THE BIAS CIRCUIT AND THE COMPARATOR POWER DOWN AND THE REFERENCE INPUT BECOMES A HIGH IMPEDANCE NODE, LEAVING THE CLK RUNNING TO CLOCK OUT LSB-FIRST DATA OR ZEROS.

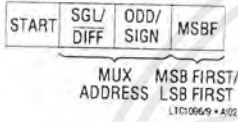
LTC1286-98-102

Figure 2. LTC1298 Operating Sequence Example: Differential Inputs (CH⁺, CH⁻)

APPLICATION INFORMATION

Input Data Word

The LTC1286 requires no D_{IN} word. It is permanently configured to have a single differential input. The conversion result appears on the D_{OUT} line. The data format is MSB first followed by the LSB sequence. This provides easy interface to MSB or LSB first serial ports. For MSB first data the \overline{CS} signal can be taken high after B0 (see Figure 1). The LTC1298 clocks data into the D_{IN} input on the rising edge of the clock. The input data words are defined as follows:



Start Bit

The first "logical one" clocked into the D_{IN} input after \overline{CS} goes low is the start bit. The start bit initiates the data transfer. The LTC1298 will ignore all leading zeros which precede this logical one. After the start bit is received, the remaining bits of the input word will be clocked in. Further inputs on the D_{IN} pin are then ignored until the next \overline{CS} cycle.

Multiplexer (MUX) Address

The bits of the input word following the START bit assign the MUX configuration for the requested conversion. For a given channel selection, the converter will measure the voltage between the two channels indicated by the + and - signs in the selected row of the following tables. In single-ended mode, all input channels are measured with respect to GND.

LTC1298 Channel Selection

	MUX ADDRESS		CHANNEL #		GND
	SGL/DIFF	ODD/SIGN	0	1	
SINGLE-ENDED MUX MODE	1	0	+	-	
	1	1	+	+	
DIFFERENTIAL MUX MODE	0	0	+	-	
	0	1	-	+	

LTC10669 • A07

MSB First/LSB First (MSBF)

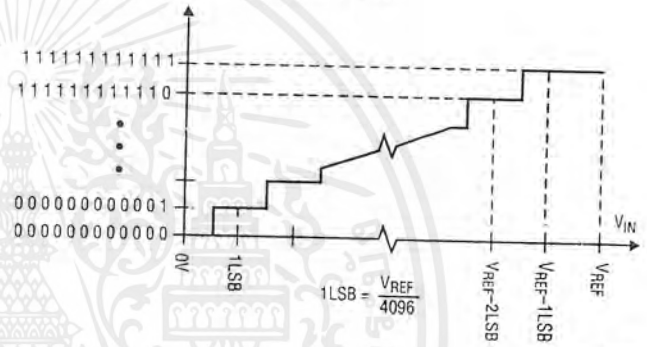
The output data of the LTC1298 is programmed for MSB first or LSB first sequence using the MSBF bit. When the MSBF bit is a logical one, data will appear on the D_{OUT} line in MSB first format. Logical zeros will be filled in indefinitely following the last data bit. When the

MSBF bit is a logical zero, LSB first data will follow the normal MSB first data on the D_{OUT} line. (see Operating Sequence)

Transfer Curve

The LTC1286/LTC1298 are permanently configured for unipolar only. The input span and code assignment for this conversion type are shown in the following figures.

Transfer Curve



LTC1286/98 • A104

Output Code

OUTPUT CODE	INPUT VOLTAGE	INPUT VOLTAGE ($V_{REF} = 5.000V$)
1111111111111111	$V_{REF} - 1LSB$	4.99878V
1111111111111110	$V_{REF} - 2LSB$	4.99756V
⋮	⋮	⋮
0000000000000001	1LSB	0.00122V
0000000000000000	0V	0V

LTC1286/98 • A105

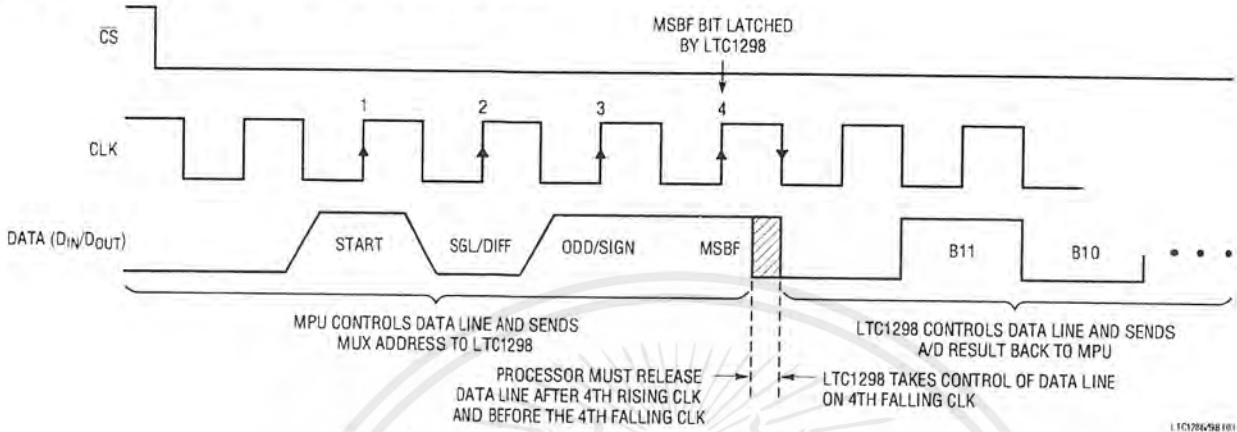
Operation with D_{IN} and D_{OUT} Tied Together

The LTC1298 can be operated with D_{IN} and D_{OUT} tied together. This eliminates one of the lines required to communicate to the microprocessor (MPU). Data is transmitted in both directions on a single wire. The processor pin connected to this data line should be configurable as either an input or an output. The LTC1298 will take control of the data line and drive it low on the 4th falling CLK edge after the start bit is received (see Figure 3). Therefore the processor port line must be switched to an input before this happens to avoid a conflict.

In the Typical Applications section, there is an example of interfacing the LTC1298 with D_{IN} and D_{OUT} tied together to the Intel 8051 MPU.



APPLICATION INFORMATION

Figure 3. LTC1298 Operation with D_{IN} and D_{OUT} Tied Together

ACHIEVING MICROPOWER PERFORMANCE

With typical operating currents of $250\mu\text{A}$ and automatic shutdown between conversions, the LTC1286/LTC1298 achieves extremely low power consumption over a wide range of sample rates (see Figure 4). The auto-shutdown allows the supply curve to drop with reduced sample rate. Several things must be taken into account to achieve such a low power consumption.

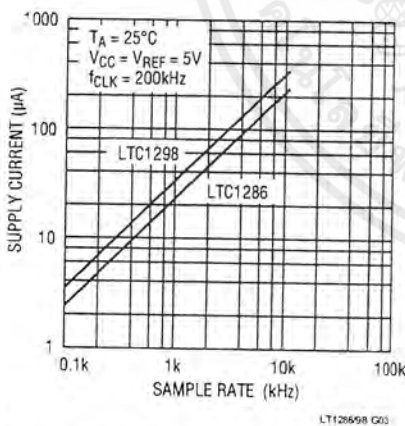


Figure 4. Automatic Power Shutdown Between Conversions Allows Power Consumption to Drop with Sample Rate.

Shutdown

The LTC1286/LTC1298 are equipped with automatic shutdown features. They draw power when the \overline{CS} pin is low and shut down completely when that pin is high. The bias circuit and comparator powers down and the reference

input becomes high impedance at the end of each conversion leaving the CLK running to clock out the LSB first data or zeroes (see Figures 1 and 2). If the \overline{CS} is not running rail-to-rail, the input logic buffer will draw current. This current may be large compared to the typical supply current. To obtain the lowest supply current, bring the \overline{CS} pin to ground when it is low and to supply voltage when it is high.

When the \overline{CS} pin is high (= supply voltage), the converter is in shutdown mode and draws only leakage current. The status of the D_{IN} and CLK input have no effect on supply current during this time. There is no need to stop D_{IN} and CLK with $\overline{CS} = \text{high}$; they can continue to run without drawing current.

Minimize \overline{CS} Low Time

In systems that have significant time between conversions, lowest power drain will occur with the minimum \overline{CS} low time. Bringing \overline{CS} low, transferring data as quickly as possible, and then bringing it back high will result in the lowest current drain. This minimizes the amount of time the device draws power. After a conversion the ADC automatically shuts down even if \overline{CS} is held low (see Figures 1 and 2). If the clock is left running to clock out LSB-data or zero, the logic will draw a small current. Figure 5 shows that the typical supply current with $\overline{CS} = \text{ground}$ varies from $1\mu\text{A}$ at 1kHz to $35\mu\text{A}$ at 200kHz . When $\overline{CS} = V_{CC}$, the logic is gated off and no supply current is drawn regardless of the clock frequency.

APPLICATION INFORMATION

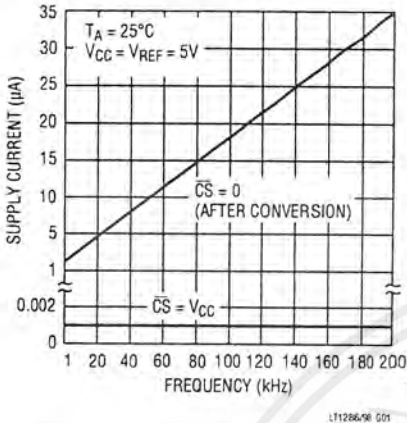


Figure 5. Shutdown current with \overline{CS} high is 1nA typically, regardless of the clock. Shutdown current with \overline{CS} = ground varies from 1µA at 1kHz to 35µA at 200kHz.

D_{OUT} Loading

Capacitive loading on the digital output can increase power consumption. A 100pF capacitor on the D_{OUT} pin can add more than 50µA to the supply current at a 200kHz clock frequency. An extra 50µA or so of current goes into charging and discharging the load capacitor. The same goes for digital lines driven at a high frequency by any logic. The $C \times V \times f$ currents must be evaluated and the troublesome ones minimized.

OPERATING ON OTHER THAN 5V SUPPLIES (LTC1286)

The LTC1286 operates from 4.5V to 9V supplies and the LTC1298 operates from a 5V supply. To operate the LTC1286 on other than 5V supplies a few things must be kept in mind.

Input Logic Levels

The input logic levels of \overline{CS} , CLK and D_{IN} are made to meet TTL on a 5V supply. When the supply voltage varies, the input logic levels also change. For the LTC1286 to sample and convert correctly, the digital inputs have to be in the proper logical low and high levels relative to the operating supply voltage (see typical curve of Digital Input Logic Threshold vs Supply Voltage). If achieving micropower consumption is desirable, the digital inputs must go rail-to-rail between supply voltage and ground (see ACHIEVING MICROPOWER PERFORMANCE section).

Clock Frequency

The maximum recommended clock frequency is 200kHz for the LTC1286/LTC1298 running off a 5V supply. With the supply voltage changing, the maximum clock frequency for the devices also changes (see the typical curve of Maximum Clock Rate vs Supply Voltage). If the maximum clock frequency is used, care must be taken to ensure that the device converts correctly.

Mixed Supplies

It is possible to have a microprocessor running off a 5V supply and communicate with the LTC1286 operating on a 9V supply. The requirement to achieve this is that the outputs of \overline{CS} and CLK from the MPU have to be able to trip the equivalent inputs of the LTC1286 and the output of D_{OUT} from the LTC1286 must be able to toggle the equivalent input of the MPU (see typical curve of Digital Input Logic Threshold vs Supply Voltage). With the LTC1286 operating on a 9V supply, the output of D_{OUT} may go between 0V and 9V. The 9V output may damage the MPU running off a 5V supply. The way to get around this possibility is to have a resistor divider on D_{OUT} (Figure 6) and connect the center point to the MPU input. It should be noted that to get full shutdown, the \overline{CS} input of the LTC1286 must be driven to the V_{CC} voltage to keep the \overline{CS} input buffer from drawing current. An alternative is to leave \overline{CS} low after a conversion, clock data until D_{OUT} outputs zeros, and then stop the clock low.

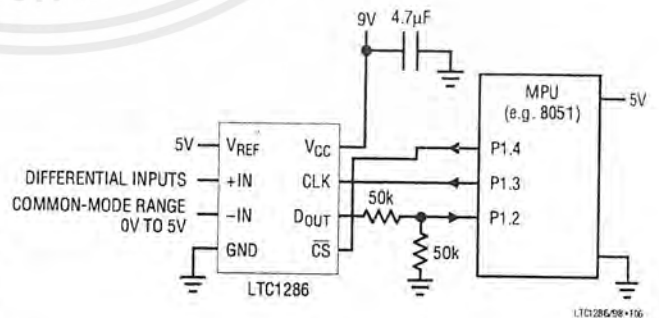


Figure 6. Interfacing a 9V Powered LTC1286 to a 5V System

APPLICATION INFORMATION

BOARD LAYOUT CONSIDERATIONS

Grounding and Bypassing

The LTC1286/LTC1298 are easy to use if some care is taken. They should be used with an analog ground plane and single point grounding techniques. The GND pin should be tied directly to the ground plane.

The V_{CC} pin should be bypassed to the ground plane with a $10\mu\text{F}$ tantalum capacitor with leads as short as possible. If the power supply is clean, the LTC1286/LTC1298 can also operate with smaller $1\mu\text{F}$ or less surface mount or ceramic bypass capacitors. All analog inputs should be referenced directly to the single point ground. Digital inputs and outputs should be shielded from and/or routed away from the reference and analog circuitry.

SAMPLE-AND-HOLD

Both the LTC1286 and the LTC1298 provide a built-in sample-and-hold (S&H) function to acquire signals. The S&H of the LTC1286 acquires input signals from “+” input relative to “-” input during the t_{SMPL} time (see Figure 1). However, the S&H of the LTC1298 can sample input signals in the single-ended mode or in the differential inputs during the t_{SMPL} time (see Figure 7).

Single-Ended Inputs

The sample-and-hold of the LTC1298 allows conversion of rapidly varying signals. The input voltage is sampled during the t_{SMPL} time as shown in Figure 7. The sampling interval begins as the bit preceding the MSBF bit is shifted in and continues until the falling CLK edge after the MSBF bit is received. On this falling edge, the S&H goes into hold mode and the conversion begins.

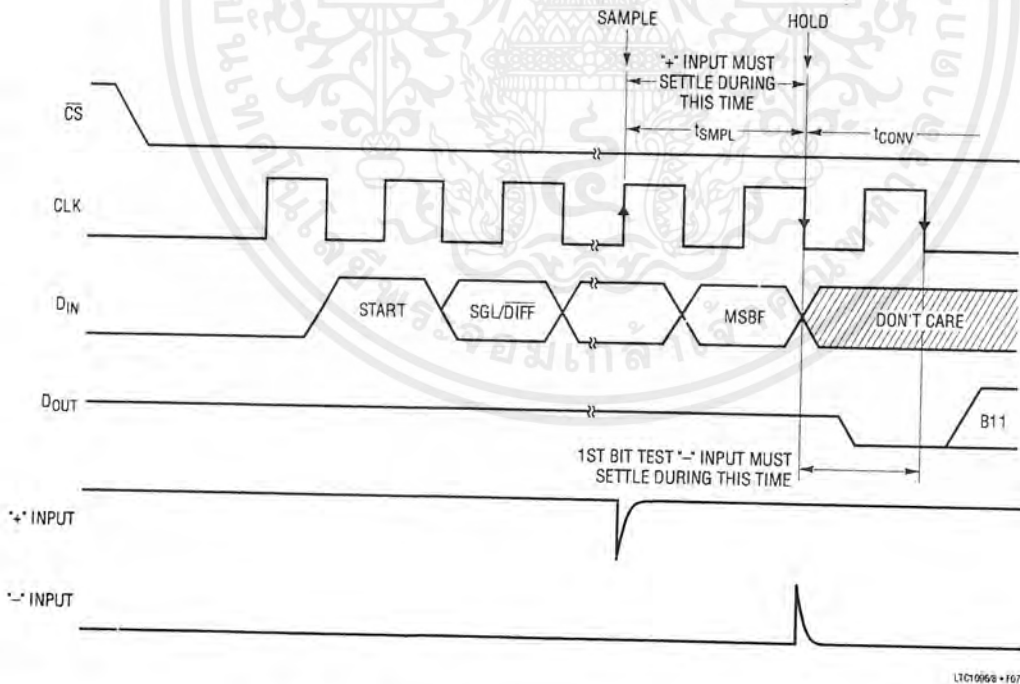


Figure 7. LTC1298 “+” and “-” Input Settling Windows

APPLICATION INFORMATION

Differential Inputs

With differential inputs, the ADC no longer converts just a single voltage but rather the difference between two voltages. In this case, the voltage on the selected “+” input is still sampled and held and therefore may be rapidly time varying just as in single-ended mode. However, the voltage on the selected “-” input must remain constant and be free of noise and ripple throughout the conversion time. Otherwise, the differencing operation may not be performed accurately. The conversion time is 12 CLK cycles. Therefore, a change in the “-” input voltage during this interval can cause conversion errors. For a sinusoidal voltage on the “-” input this error would be:

$$V_{\text{ERROR (MAX)}} = V_{\text{PEAK}} \times 2 \times \pi \times f(\text{“-”}) \times 12/f_{\text{CLK}}$$

Where $f(\text{“-”})$ is the frequency of the “-” input voltage, V_{PEAK} is its peak amplitude and f_{CLK} is the frequency of the CLK. In most cases V_{ERROR} will not be significant. For a 60Hz signal on the “-” input to generate a 1/4LSB error (305 μ V) with the converter running at CLK = 200kHz, its peak value would have to be 13.48mV.

ANALOG INPUTS

Because of the capacitive redistribution A/D conversion techniques used, the analog inputs of the LTC1286/LTC1298 have capacitive switching input current spikes. These current spikes settle quickly and do not cause a problem. However, if large source resistances are used or if slow settling op amps drive the inputs, care must be taken to insure that the transients caused by the current spikes settle completely before the conversion begins.

“+” Input Settling

The input capacitor of the LTC1286 is switched onto “+” input during the t_{SMPL} time (see Figure 1) and samples the input signal within that time. However, the input capacitor of the LTC1298 is switched onto “+” input during the sample phase (t_{SMPL} , see Figure 7). The sample phase is 1 1/2 CLK cycles before conversion starts. The voltage on the “+” input must settle completely within t_{SMPL} for the LTC1286 and the LTC1298 respectively. Minimizing R_{SOURCE^+} and C1 will improve the input settling time. If a large “+” input source resistance must be used, the

sample time can be increased by using a slower CLK frequency.

“-” Input Settling

At the end of the t_{SMPL} , the input capacitor switches to the “-” input and conversion starts (see Figures 1 and 7). During the conversion, the “+” input voltage is effectively “held” by the sample-and-hold and will not affect the conversion result. However, it is critical that the “-” input voltage settles completely during the first CLK cycle of the conversion time and be free of noise. Minimizing R_{SOURCE^-} and C2 will improve settling time. If a large “-” input source resistance must be used, the time allowed for settling can be extended by using a slower CLK frequency.

Input Op Amps

When driving the analog inputs with an op amp it is important that the op amp settle within the allowed time (see Figure 7). Again, the “+” and “-” input sampling times can be extended as described above to accommodate slower op amps. Most op amps, including the LT1006 and LT1413 single supply op amps, can be made to settle well even with the minimum settling windows of 6 μ s (“+” input) which occur at the maximum clock rate of 200kHz.

Source Resistance

The analog inputs of the LTC1286/LTC1298 look like a 20pF capacitor (C_{IN}) in series with a 500 Ω resistor (R_{ON}) as shown in Figure 8. C_{IN} gets switched between the selected “+” and “-” inputs once during each conversion cycle. Large external source resistors and capacitances

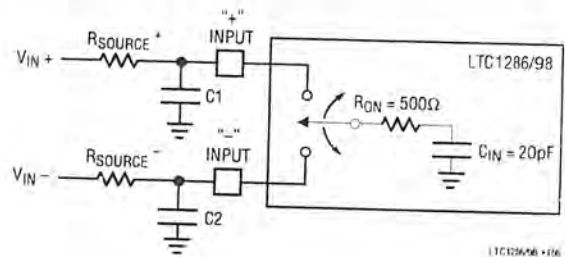


Figure 8. Analog Input Equivalent Circuit

APPLICATION INFORMATION

will slow the settling of the inputs. It is important that the overall RC time constants be short enough to allow the analog inputs to completely settle within the allowed time.

RC Input Filtering

It is possible to filter the inputs with an RC network as shown in Figure 9. For large values of C_F (e.g., $1\mu\text{F}$), the capacitive input switching currents are averaged into a net DC current. Therefore, a filter should be chosen with a small resistor and large capacitor to prevent DC drops across the resistor. The magnitude of the DC current is approximately $I_{DC} = 20\text{pF} \times V_{IN}/t_{CYC}$ and is roughly proportional to V_{IN} . When running at the minimum cycle time of $64\mu\text{s}$, the input current equals $1.56\mu\text{A}$ at $V_{IN} = 5\text{V}$. In this case, a filter resistor of 75Ω will cause 0.1LSB of full-scale error. If a larger filter resistor must be used, errors can be eliminated by increasing the cycle time.

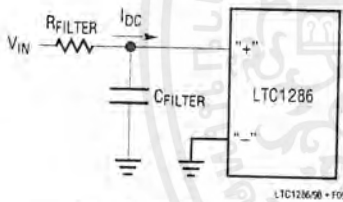


Figure 9. RC Input Filtering

Input Leakage Current

Input leakage currents can also create errors if the source resistance gets too large. For instance, the maximum input leakage specification of $1\mu\text{A}$ (at 125°C) flowing through a source resistance of 240Ω will cause a voltage drop of $240\mu\text{V}$ or 0.2LSB . This error will be much reduced at lower temperatures because leakage drops rapidly (see typical curve of Input Channel Leakage Current vs Temperature).

REFERENCE INPUTS

The reference input of the LTC1286 is effectively a $50\text{k}\Omega$ resistor from the time $\overline{\text{CS}}$ goes low to the end of the conversion. The reference input becomes a high impedance node at any other time (see Figure 10). Since the voltage on the reference input defines the voltage span of the A/D

converter, the reference input should be driven by a reference with low R_{OUT} (ex. LT1004, LT1019 and LT1021) or a voltage source with low R_{OUT} .

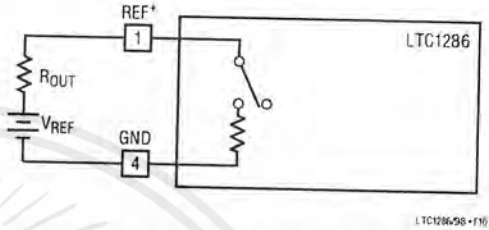


Figure 10. Reference Input Equivalent Circuit

Reduced Reference Operation

The minimum reference voltage of the LTC1298 is limited to 4.5V because the V_{CC} supply and reference are internally tied together. However, the LTC1286 can operate with reference voltages below 1V .

The effective resolution of the LTC1286 can be increased by reducing the input span of the converter. The LTC1286 exhibits good linearity and gain over a wide range of reference voltages (see typical curves of Change in Linearity vs Reference Voltage and Change in Gain vs Reference Voltage). However, care must be taken when operating at low values of V_{REF} because of the reduced LSB step size and the resulting higher accuracy requirement placed on the converter. The following factors must be considered when operating at low V_{REF} values:

1. Offset
2. Noise
3. Conversion speed (CLK frequency)

Offset with Reduced V_{REF}

The offset of the LTC1286 has a larger effect on the output code. When the ADC is operated with reduced reference voltage. The offset (which is typically a fixed voltage) becomes a larger fraction of an LSB as the size of the LSB is reduced. The typical curve of Change in Offset vs Reference Voltage shows how offset in LSBs is related to reference voltage for a typical value of V_{OS} . For example, a V_{OS} of $122\mu\text{V}$ which is 0.1LSB with a 5V reference becomes 0.5LSB with a 1V reference and 2.5LSBs with a

APPLICATION INFORMATION

0.2V reference. If this offset is unacceptable, it can be corrected digitally by the receiving system or by offsetting the “-” input of the LTC1286.

Noise with Reduced V_{REF}

The total input referred noise of the LTC1286 can be reduced to approximately 400 μ V peak-to-peak using a ground plane, good bypassing, good layout techniques and minimizing noise on the reference inputs. This noise is insignificant with a 5V reference but will become a larger fraction of an LSB as the size of the LSB is reduced.

For operation with a 5V reference, the 400 μ V noise is only 0.33LSB peak-to-peak. In this case, the LTC1286 noise will contribute virtually no uncertainty to the output code. However, for reduced references the noise may become a significant fraction of an LSB and cause undesirable jitter in the output code. For example, with a 2.5V reference this same 400 μ V noise is 0.66LSB peak-to-peak. This will reduce the range of input voltages over which a stable output code can be achieved by 1LSB. If the reference is further reduced to 1V, the 400 μ V noise becomes equal to 1.65LSBs and a stable code may be difficult to achieve. In this case averaging multiple readings may be necessary.

This noise data was taken in a very clean setup. Any setup induced noise (noise or ripple on V_{CC} , V_{REF} or V_{IN}) will add to the internal noise. The lower the reference voltage to be used the more critical it becomes to have a clean, noise free setup.

Conversion Speed with Reduced V_{REF}

With reduced reference voltages, the LSB step size is reduced and the LTC1286 internal comparator overdrive is reduced. Therefore, it may be necessary to reduce the maximum CLK frequency when low values of V_{REF} are used.

DYNAMIC PERFORMANCE

The LTC1286/LTC1298 have exceptional sampling capability. Fast Fourier Transform (FFT) test techniques are used to characterize the ADC's frequency response, dis-

tortion and noise at the rated throughput. By applying a low distortion sine wave and analyzing the digital output using an FFT algorithm, the ADC's spectral content can be examined for frequencies outside the fundamental. Figure 11 shows a typical LTC1286 plot.

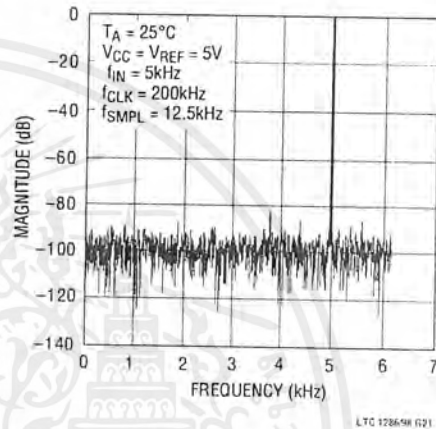


Figure 11. LTC1286 Non-Averaged, 4096 Point FFT Plot

Signal-to-Noise Ratio

The Signal-to-Noise plus Distortion Ratio (S/N + D) is the ratio between the RMS amplitude of the fundamental input frequency to the RMS amplitude of all other frequency components at the ADC's output. The output is band limited to frequencies above DC and below one half the sampling frequency. Figure 12 shows a typical spectral content with a 12.5kHz sampling rate.

Effective Number of Bits

The Effective Number of Bits (ENOBs) is a measurement of the resolution of an ADC and is directly related to S/(N+D) by the equation:

$$ENOB = [S/(N + D) - 1.76]/6.02$$

where S/(N + D) is expressed in dB. At the maximum sampling rate of 12.5kHz with a 5V supply, the LTC1286 maintains above 11 ENOBs at 10kHz input frequency. Above 10kHz the ENOBs gradually decline, as shown in Figure 12, due to increasing second harmonic distortion. The noise floor remains low.

APPLICATION INFORMATION

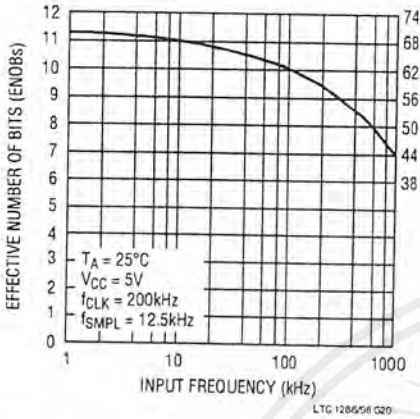


Figure 12. Effective Bits and S/(N + D) vs Input Frequency

Total Harmonic Distortion

Total Harmonic Distortion (THD) is the ratio of the RMS sum of all harmonics of the input signal to the fundamental itself. The out-of-band harmonics alias into the frequency band between DC and half of the sampling frequency. THD is defined as:

$$\text{THD} = 20 \log \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_N^2}}{V_1}$$

where V_1 is the RMS amplitude of the fundamental frequency and V_2 through V_N are the amplitudes of the second through the N^{th} harmonics. The typical THD specification in the Dynamic Accuracy table includes the 2nd through 5th harmonics. With a 7kHz input signal, the LTC1286/LTC1298 have typical THD of 80dB with $V_{CC} = 5V$.

Intermodulation Distortion

If the ADC input signal consists of more than one spectral component, the ADC transfer function nonlinearity can produce intermodulation distortion (IMD) in addition to THD. IMD is the change in one sinusoidal input caused by the presence of another sinusoidal input at a different frequency.

If two pure sine waves of frequencies f_a and f_b are applied to the ADC input, nonlinearities in the ADC transfer function can create distortion products at sum and difference frequencies of $mf_a \pm nf_b$, where m and $n = 0, 1, 2, 3$, etc. For example, the 2nd order IMD terms include $(f_a + f_b)$ and $(f_a - f_b)$ while 3rd order IMD terms include $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$, and $(f_a - 2f_b)$. If the two input sine waves are equal in magnitudes, the value (in dB) of the 2nd order IMD products can be expressed by the following formula:

$$\text{IMD}(f_a \pm f_b) = 20 \log \left[\frac{\text{amplitude}(f_a \pm f_b)}{\text{amplitude at } f_a} \right]$$

For input frequencies of 5kHz and 6kHz, the IMD of the LTC1286/LTC1298 is 73dB with a 5V supply.

Peak Harmonic or Spurious Noise

The peak harmonic or spurious noise is the largest spectral component excluding the input signal and DC. This value is expressed in dBs relative to the RMS value of a full-scale input signal.

Full-Power and Full-Linear Bandwidth

The full-power bandwidth is that input frequency at which the amplitude of the reconstructed fundamental is reduced by 3dB for a full-scale input.

The full-linear bandwidth is the input frequency at which the effective bits rating of the ADC falls to 11 bits. Beyond this frequency, distortion of the sampled input signal increases. The LTC1286/LTC1298 have been designed to optimize input bandwidth, allowing the ADCs to undersample input signals with frequencies above the converters' Nyquist Frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

MICROPROCESSOR INTERFACES

The LTC1286/LTC1298 can interface directly without external hardware to most popular microprocessor (MPU) synchronous serial formats (see Table 1). If an MPU without a dedicated serial port is used, then 3 or 4 of the MPU's parallel port lines can be programmed to form the serial link to the LTC1286/LTC1298. Included here is one serial interface example and one example showing a parallel port programmed to form the serial interface.

Motorola SPI (MC68HC11)

The MC68HC11 has been chosen as an example of an MPU with a dedicated serial port. This MPU transfers data MSB-first and in 8-bit increments. The D_{IN} word sent to the data register starts with the SPI process. With three 8-bit transfers, the A/D result is read into the MPU. The second 8-bit transfer clocks B11 through B8 of the A/D conversion result into the processor. The third 8-bit transfer clocks the remaining bits, B7 through B0, into the MPU. The data is right justified into two memory locations. ANDing the second byte with $0F_{HEX}$ clears the four most significant bits. This operation was not included in the code. It can be inserted in the data gathering loop or outside the loop when the data is processed.

MC68HC11 Code

In this example the D_{IN} word configures the input MUX for a single-ended input to be applied to CHO. The conversion result is output MSB-first.

Table 1. Microprocessor with Hardware Serial Interfaces Compatible with the LTC1286/LTC1298

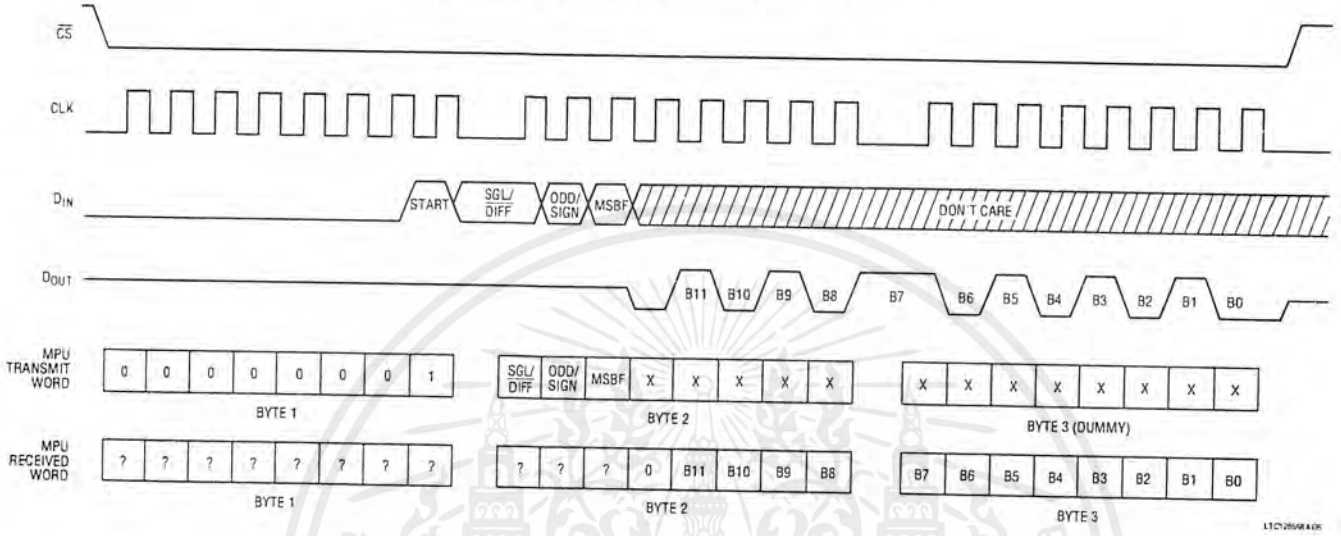
PART NUMBER	TYPE OF INTERFACE
Motorola	
MC6805S2,S3	SPI
MC68HC11	SPI
MC68HC05	SPI
RCA	
CDP68HC05	SPI
Hitachi	
HD6305	SCI Synchronous
HD63705	SCI Synchronous
HD6301	SCI Synchronous
HD63701	SCI Synchronous
HD6303	SCI Synchronous
HD64180	CSI/O
National Semiconductor	
COP400 Family	MICROWIRE [†]
COP800 Family	MICROWIRE/PLUS [†]
NS8050U	MICROWIRE/PLUS [†]
HPC16000 Family	MICROWIRE/PLUS [†]
Texas Instruments	
TMS7002	Serial Port
TMS7042	Serial Port
TMS70C02	Serial Port
TMS70C42	Serial Port
TMS32011*	Serial Port
TMS32020	Serial Port
Intel	
8051	Bit Manipulation on Parallel Port

* Requires external hardware

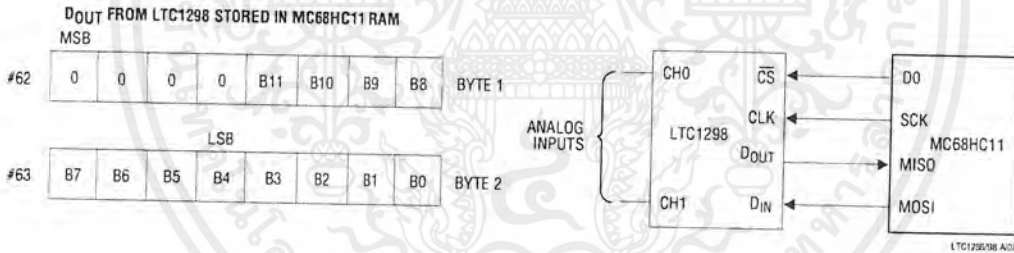
[†] MICROWIRE and MICROWIRE/PLUS are trademarks of National Semiconductor Corp.

TYPICAL APPLICATIONS

Timing Diagram for Interface to the MC68HC11



Hardware and Software Interface to the MC68HC11



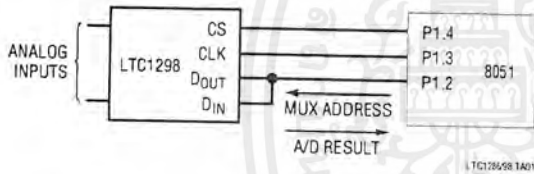
LABEL	MNEMONIC	OPERAND	COMMENTS	LABEL	MNEMONIC	OPERAND	COMMENTS
LOOP	LDAA	#\$50	CONFIGURATION DATA FOR SPCR	WAIT1	BPL	WAIT1	CHECK IF TRANSFER IS DONE
	STAA	\$1028	LOAD DATA INTO SPCR (\$1028)	LDAA	\$51		LOAD DIN INTO ACC A FROM \$51
	LDAA	#\$1B	CONFIG. DATA FOR PORT D DDR	STAA	\$102A		LOAD DIN INTO SPI, START SCK
	STAA	\$1009	LOAD DATA INTO PORT D DDR	WAIT2	LDAA	\$1029	CHECK SPI STATUS REG
	LDAA	#\$01	LOAD DIN WORD INTO ACC A	BPL	WAIT2		CHECK IF TRANSFER IS DONE
	STAA	\$50	LOAD DIN DATA INTO \$50	LDAA	\$102A		LOAD LTC1291 MSBs INTO ACC A
	LDAA	#\$A0	LOAD DIN WORD INTO ACC A	STAA	\$62		STORE MSBs IN \$62
	STAA	\$51	LOAD DIN DATA INTO \$51	LDAA	\$52		LOAD DUMMY DIN WORD INTO ACC A
	LDAA	#\$00	LOAD DUMMY DIN WORD INTO ACC A	STAA	\$102A		LOAD DUMMY DIN INTO SPI, START SCK
	STAA	\$52	LOAD DUMMY DIN DATA INTO \$52	WAIT3	LDAA	\$1029	CHECK SPI STATUS REG
	LDX	#\$1000	LOAD INDEX REGISTER X WITH \$1000	BPL	WAIT3		CHECK IF TRANSFER IS DONE
	BCLR	\$08,X,#\$01	DO GOES LOW (CS GOES LOW)	BSET	\$08,X,#\$01		DO GOES HIGH (CS GOES HIGH)
	LDAA	\$50	LOAD DIN INTO ACC A FROM \$50	LDAA	\$102A		LOAD LTC1291 LSBs IN ACC
	STAA	\$102A	LOAD DIN INTO SPI, START SCK	STAA	\$63		STORE LSBs IN \$63
	LDAA	\$1029	CHECK SPI STATUS REG	JMP	LOOP		START NEXT CONVERSION

TYPICAL APPLICATIONS

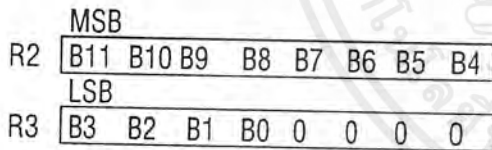
Interfacing to the Parallel Port of the INTEL 8051 Family

The Intel 8051 has been chosen to demonstrate the interface between the LTC1298 and parallel port micro-processors. Normally the CS, CLK and D_{IN} signals would be generated on 3 port lines and the D_{OUT} signal read on a 4th port line. This works very well. However, we will demonstrate here an interface with the D_{IN} and D_{OUT} of the LTC1298 tied together as described in the SERIAL INTERFACE section. This saves one wire.

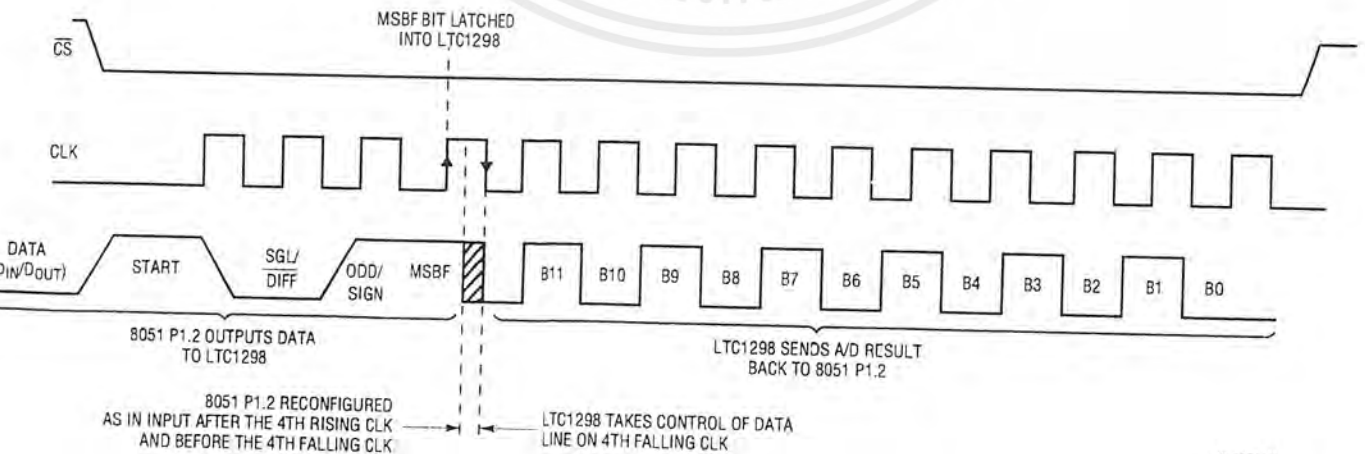
The 8051 first sends the start bit and MUX address to the LTC1298 over the data line connected to P1.2. Then P1.2 is reconfigured as an input (by writing to it a one) and the 8051 reads back the 12-bit A/D result over the same data line.



D_{OUT} FROM 1298 STORED IN 8501 RAM



LABEL	MNEMONIC	OPERAND	COMMENTS
LOOP 1	MOV	A, #FFH	D _{IN} word for LTC1298
	SETB	P1.4	Make sure CS is high
	CLR	P1.4	CS goes low
	MOV	R4, #04	Load counter
	RLC	A	Rotate D _{IN} bit into Carry
	CLR	P1.3	SCLK goes low
	MOV	P1.2, C	Output D _{IN} bit to LTC1298
	SETB	P1.3	SCLK goes high
	DJNZ	R4, LOOP 1	Next bit
	MOV	P1, #04	Bit 2 becomes an input
LOOP 2	CLR	P1.3	SCLK goes low
	MOV	R4, #09	Load counter
	MOV	C, P1.2	Read data bit into Carry
	RLC	A	Rotate data bit into Acc.
	SETB	P1.3	SCLK goes high
	CLR	P1.3	SCLK goes low
	DJNZ	R4, LOOP 2	Next bit
	MOV	R2, A	Store MSBs in R2
	CLR	A	Clear Acc.
	MOV	R4, #04	Load counter
LOOP 3	MOV	C, P1.2	Read data bit into Carry
	RLC	A	Rotate data bit into Acc.
	SETB	P1.3	SCLK goes high
	CLR	P1.3	SCLK goes low
	DJNZ	R4, LOOP 3	Next bit
	MOV	R4, #04	Load counter
	RRC	A	Rotate right into Acc.
	DJNZ	R4, LOOP 4	Next Rotate
	MOV	R3, A	Store LSBs in R3
	SETB	P1.4	CS goes high



1 LTC1286/98 TA01

TYPICAL APPLICATIONS

A "Quick Look" Circuit for the LTC1286

Users can get a quick look at the function and timing of the LT1286 by using the following simple circuit (Figure 13). V_{REF} is tied to V_{CC} . V_{IN} is applied to the +IN input and the -IN input is tied to the ground. \overline{CS} is driven at 1/16 the clock rate by the 74C161 and D_{OUT} outputs the data. The output data from the D_{OUT} pin can be viewed on an oscilloscope that is set up to trigger on the falling edge of \overline{CS} (Figure 14). Note the LSB data is partially clocked out before \overline{CS} goes high.

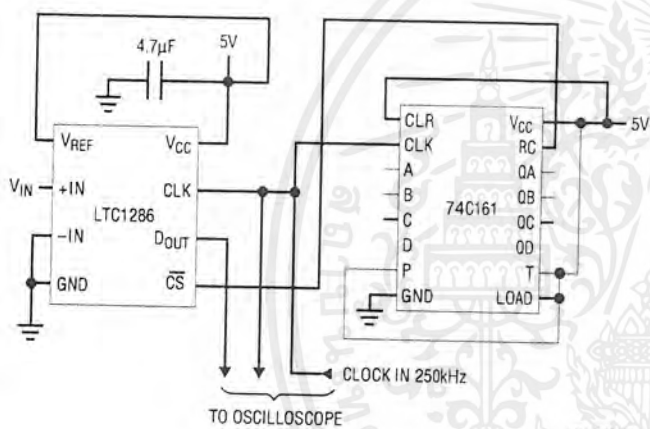


Figure 13. "Quick Look" Circuit for the LTC1286

Micropower Battery Voltage Monitor

A common problem in battery systems is battery voltage monitoring. This circuit monitors the 10 cell stack of NiCad or NiMH batteries found in laptop computers. It draws only $67\mu A$ from the 5V supply at $f_{SAMPL} = 0.1kHz$ and $25\mu A$ to $55\mu A$ from the battery. The 12-bits of resolution of the LTC1286 are positioned over the desired range of 8V to 16V. This is easily accomplished by using the ADC's differential inputs. Tying the -input to the reference gives an ADC input span of V_{REF} to $2V_{REF}$ (2.5V to 5V). The resistor divider then scales the input voltage for 8V to 16V.

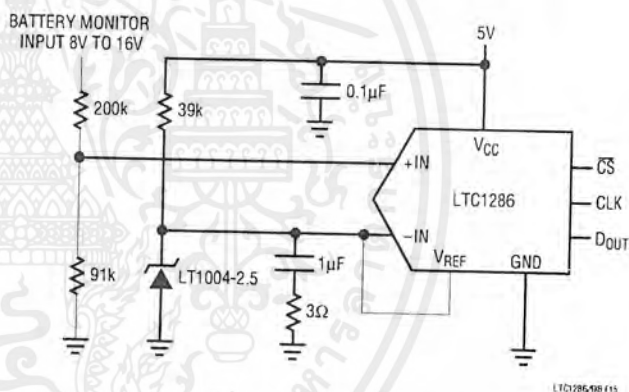


Figure 15. Micropower Battery Voltage Monitor

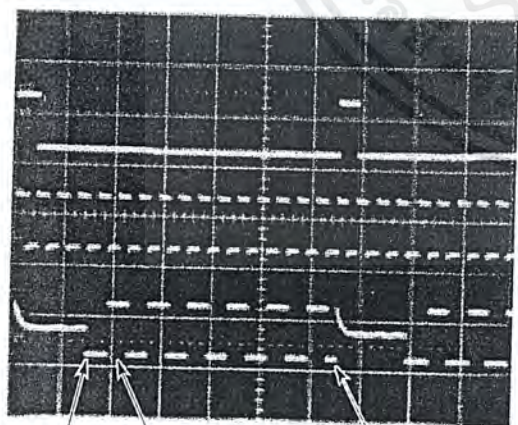
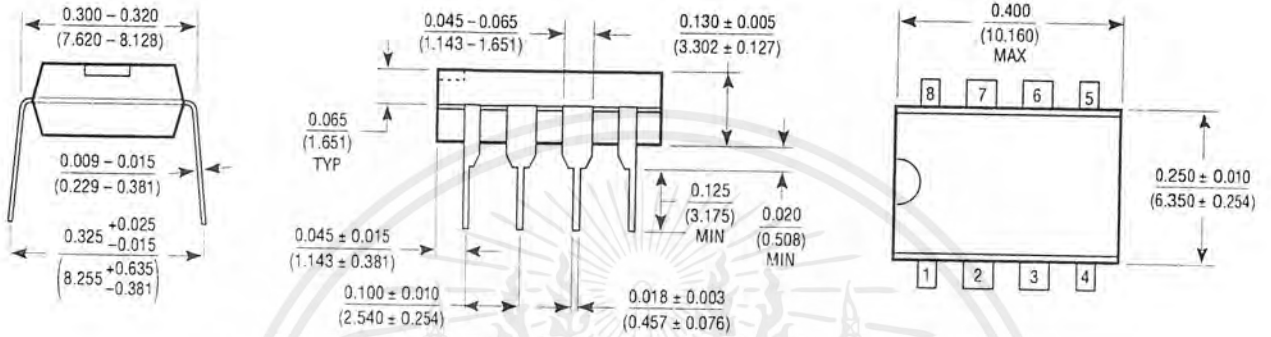


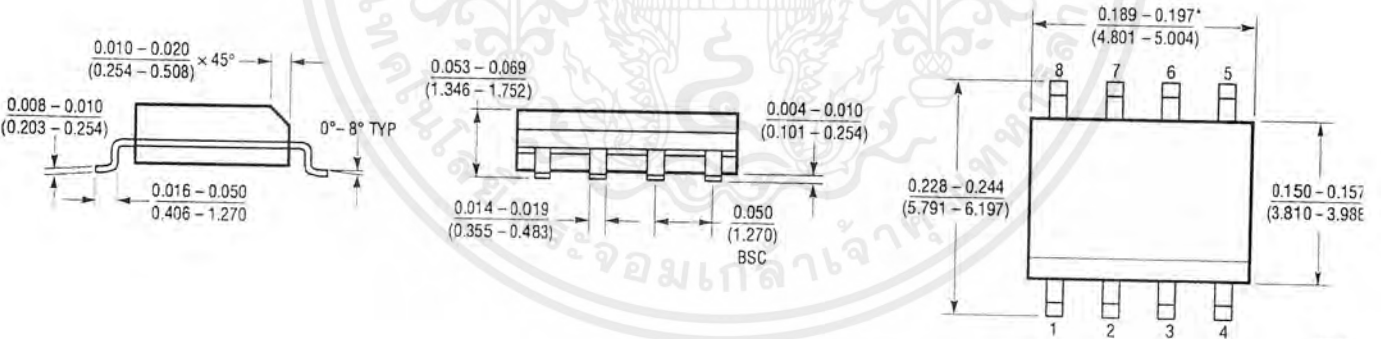
Figure 14. Scope Trace the LTC1286 "Quick Look" Circuit Showing A/D Output 1010101010 (AAHex)

PACKAGE DESCRIPTION Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.

**N8 Package
8-Lead Plastic DIP**



**S8 Package
8-Lead Plastic SOIC**



*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.006 INCH (0.15mm).

528 02/4

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จเป็นรูปเล่มที่สมบูรณ์ขึ้นมานั้น กระผมขอขอบพระคุณท่าน อาจารย์ ผศ. ดร. สุริภณ สมนครพาณิชย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา พร้อมทั้งให้คำชี้แนะ ให้คำปรึกษาในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ขอขอบคุณ คุณจารึก ธรรมจง และคุณจิราพร คงสัมฤทธิ์ ที่ให้ยืมคอมพิวเตอร์ใช้ในการพิมพ์รายงาน คุณดิเรก รักษาภักดี ที่ให้ยืม Printer ขอขอบคุณพี่ชัยพิชิต ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการเขียนโปรแกรม ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคน ที่ให้กำลังใจ ทำให้งานนี้สำเร็จ ลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้ซึ่งให้กำเนิด อบรมสั่งสอนและสนับสนุนการศึกษาโดยตลอด

นายพนธ์ ดวงดี

นายสรารุช นุตด้กษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. จักรพงษ์ สุขประเสริฐ, กนกพร ภาวศุทธิกุล, สัจจะ จรัสรุ่งรวีวร, “คู่มือการเขียนโปรแกรมด้วย Delphi 4.0 ฉบับสมบูรณ์”, สำนักพิมพ์อินโฟเพรส:นนทบุรี,มปป.
2. ธีรวัฒน์ ประกอบผล, “ดิจิทัลอิเล็กทรอนิกส์”, ศูนย์หนังสือจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย: กรุงเทพมหานคร, 2540.
3. ประพนธ์ อัสวภาณวัฒน์, “Delphi Episode II เทคนิคและการพัฒนาโปรแกรมด้วยเดลไฟ”, ซีเอ็ดยูเคชั่น: กรุงเทพฯ, 2543.
4. มนต์ ตั้งวรศิลป์ ปรศ., พิชัย คูศิริวานิชกร, ประภากร สุวรรณะ, ยุทธนา คิดใจเดียว, “สร้างเครื่องต้นแบบเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ”, รายงานวิจัยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมด้วยเทคโนโลยี ประจำปีงบประมาณ 2529 ถึง 2530 โดยห้องวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
5. National Semiconductor Corporation, **National Power IC Databook**, 1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้