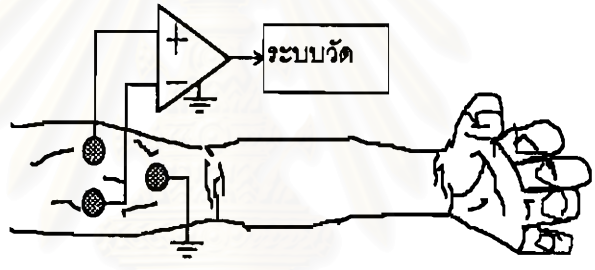
บทที่ 3
วงจรวัดสัญญาณกล้ามเนื้อ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว สัญญาณกล้ามเนื้อมีขนาดเล็ก ในการวัดสัญญาณจึงจำเป็นจะต้องผ่านวงจรขยาย และวงจรกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนอื่นที่ไม่ต้องการทิ้ง ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรขยาย วงจรกรอง และส่วนของ DSK(Digital Signal Processing Starter Kit) ที่ใช้เก็บสัญญาณกล้ามเนื้อ

ในการเก็บสัญญาณจะใช้ อิเล็กโทรดแบบผิวสัมผัส 1 ช่องสัญญาณ ชนิด Ag-AgCl ติดที่ตำแหน่งกล้ามเนื้อไบเซ็ปส์(Biceps) ในการทดลองแต่ละครั้ง พยายามเลือกติดที่ตำแหน่งเดียวกันทุกครั้ง รูปที่ 3.1 แสดงตำแหน่งการติดอิเล็กโทรด

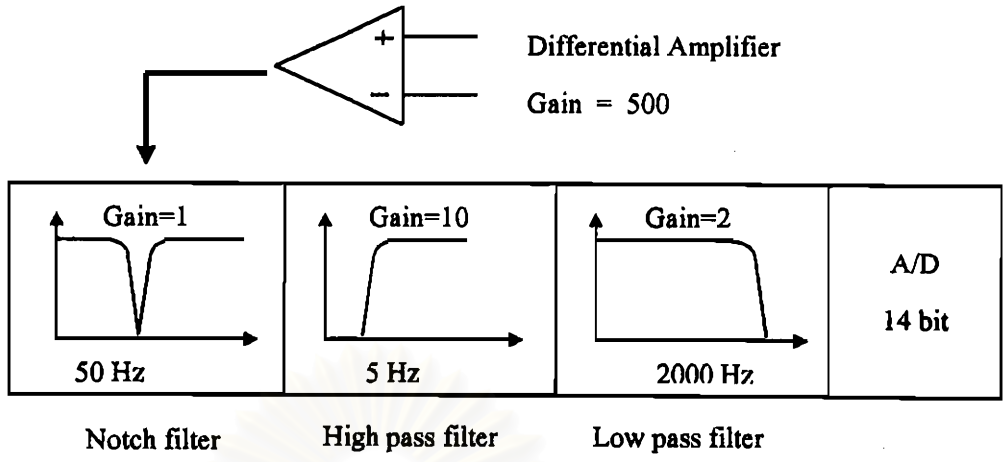


รูปที่ 3.1 ตำแหน่งกล้ามเนื้อไบเซ็ปส์(Biceps) ที่ทำการวัดสัญญาณกล้ามเนื้อ

ในการเลือกอิเล็กโทรด 2 ตำแหน่งของแต่ละงานวิจัยที่กล่าวไว้ในบทนำก็จะเลือกตำแหน่งแตกต่างกันออกไป เช่น Atsma[16] เลือกตำแหน่งอิเล็กโทรดที่จะนำมาเข้าวงจรขยายผลต่างเป็นตำแหน่งไบเซ็ปส์ กับ ไตรเซ็ปส์ แต่ผลการวิจัยของ Kuruganti[21] แสดงให้เห็นว่าควรจะเลือกให้ 2 ตำแหน่งนั้นอยู่ใกล้กันจะให้ผลที่ดี ดังนั้นในงานวิจัยจึงเลือกตามที่แสดงในรูปที่ 3.1

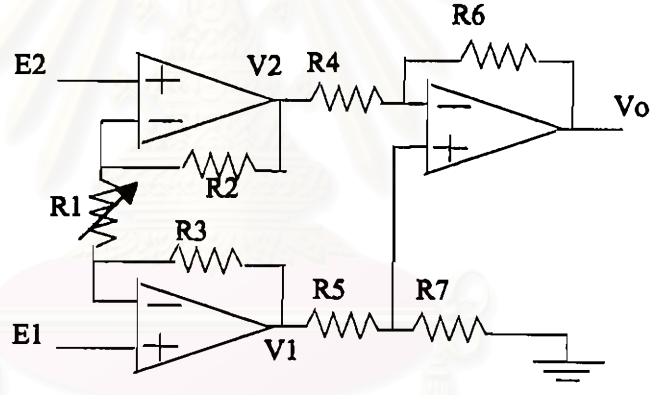
สัญญาณกล้ามเนื้อที่วัดมาจากอิเล็กโทรด จะนำมาผ่านวงจรขยายผลต่างๆ โดยมีอัตราขยายประมาณเกือบ 10,000 เท่า วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ 50 Hz วงจรกรองผ่านสูง 5 Hz และวงจรผ่านต่ำ 2000 Hz ตามลำดับ

รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรวัดสัญญาณกล้ามเนื้อ จากรูป ภาคแรกเป็นวงจรขยายแบบผลต่างซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับ 420 เท่า ภาคที่2 เป็นวงจรนอตช์ฟิลเตอร์ สำหรับตัดสัญญาณ 50 Hz ภาคที่ 3 เป็นวงจรกรองผ่านสูงที่ความถี่ตัดเท่ากับ 5 Hz และมีอัตราขยายเท่ากับ 10เท่า ภาคสุดท้ายคือวงจรผ่านต่ำที่ความถี่ 1000 Hz อัตราขยายเท่ากับ 2 เท่า



รูปที่ 3.2 วงจรวัดสัญญาณกล้ามเนื้อ

3.1 วงจรภาคขยายผลต่าง



รูปที่ 3.3 วงจรภาคขยายผลต่าง

วงจรขยายที่แสดงในรูปที่ 3.3 เป็นวงจรขยายผลต่างที่นิยมใช้กันทั่วไปในระบบวัด และเป็นที่นิยมใช้ในการวัดสัญญาณไฟฟ้าทางชีวภาพ เนื่องจากมี CMMR(Common mode rejection ratio) สูง

จากวงจรกำหนดให้ R2 = R3 ,

$$V2 - V1 = (E2 - E1)(1+2*R2/R1) \qquad (3.1)$$

โดยใช้วิธี Superposition จะได้ Vo ดังนี้

$$Vo = -R6/R4*V2 + R7/(R5+R7)*(R6+R4)/R4*V1 \quad (3.2)$$

ในการออกแบบจะเลือกให้ R6/R4 = R7/R5 ดังนั้นจากสมการ (3.2) จะลดเหลือเป็น

$$Vo = R6/R4*(V1-V2) \quad (3.3)$$

ดังนั้นอัตราขยายของวงจรภาคขยายผลต่างคำนวณได้จากสมการ (3.1), (3.3)

$$Gain = R6/R4*(1+2*R2/R1) \quad (3.4)$$

ข้อดีของวงจรดังกล่าวคือให้อิมพีแดนซ์ขาเข้าสูง อัตราขยายผลต่างสูง และ unity common-mode gain คุณภาพทางด้าน CMRR ขึ้นกับคุณภาพของออปแอมป์ 2 ตัวแรก และความ match กันของตัวต้านทาน ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือก ออปแอมป์ เบอร์ TL084
ในวงจรที่ได้ทำนี้จะเลือกค่าต่างๆดังต่อไปนี้

$$R1 = 2\ k\Omega,\ R2 = R3 = 20\ k\Omega,\ R4 = R5 = 1\ k\Omega,\ R6 = R7 = 20\ k\Omega$$

จากค่าความต้านทานที่กำหนดไว้จะได้อัตราขยายของวงจรภาคขยายผลต่างเท่ากับ 420x10x2=8400 เท่า

3.2 วงจรนอตช์ฟิลเตอร์

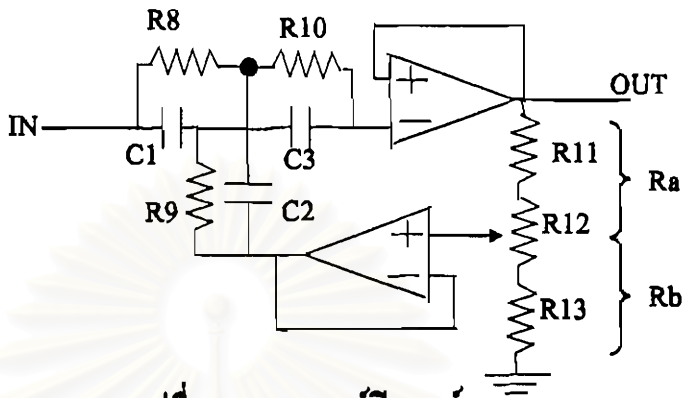
วงจรนอตช์ฟิลเตอร์ เป็นวงจรกรองที่ใช้กรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ในงานวิจัยนี้ต้องการจะกรองความถี่ไฟบ้าน 50 Hz เนื่องจากเป็นสัญญาณรบกวนหลัก วงจรที่ใช้เป็นวงจรแบบ twin-T ซึ่งจะใช้วงจร twin-T สร้างวงจรที่มีค่า Q สูงๆ เพื่อที่จะกรองความถี่ที่เราไม่ต้องการออกไป

วงจร twin T ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 3 ตัวมาต่อกันเป็นรูปตัว T ซ้อนกัน 2 ตัว โดยที่ R8 = R10, C1=C3, จะได้ว่า R9=R8/2, C2=2*C1 และความถี่ที่ต้องการกรองออกสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$f = \frac{1}{2\pi R_8 C_1} \quad (3.5)$$

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรนอตช์ฟิลเตอร์แบบ twin – T ออปแอมป์แต่ละตัวต่อเป็นบัฟเฟอร์ ออปแอมป์ตัวบนต่อเป็นแบบการป้อนกลับแบบบวก(positive feedback) เพื่อที่จะทำให้อิมพีแดนซ์เปลี่ยนค่าได้โดยมี R5 = R6 เป็นตัวป้อนกลับ แต่ถ้าไม่มีการป้อนกลับจะได้ ค่า Q = 0.25

$$Q = \frac{1}{4} \times \frac{1}{1-K} \quad ,K = \frac{R_A}{R_A + R_B} \tag{3.6}$$



รูปที่ 3.4 วงจรนอตช์ฟิลเตอร์

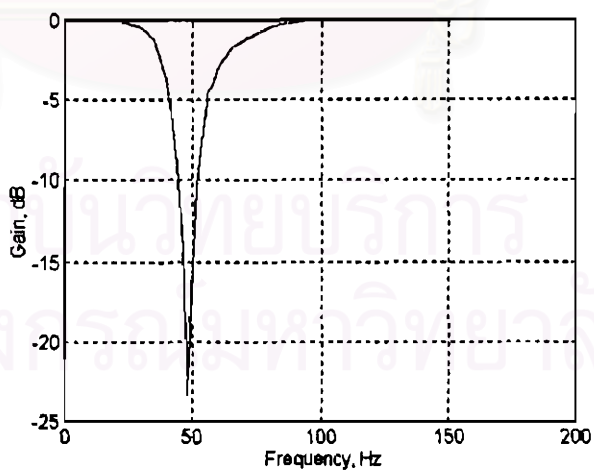
ในกรณีที่ต้องการตัดสัญญาณ 50 Hz ออกนั้นสามารถคำนวณและเลือกได้ค่าต่างๆ ดังนี้

R8 = R10 = 68 kΩ, R9 = 68//68 kΩ

C1 = C3 = 0.047 μF, C2 = 0.047//0.047 μF

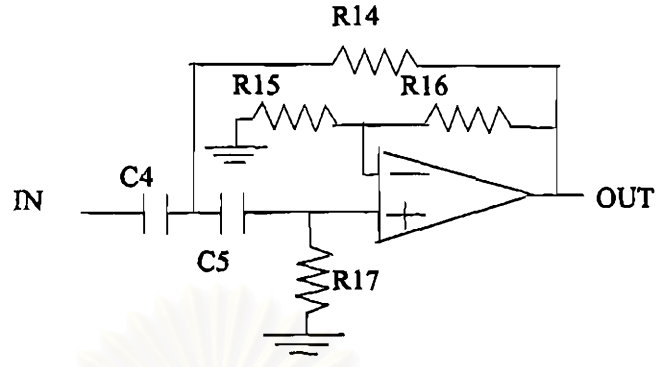
R11 = 240 Ω, R12 = 2 kΩ, R13 = 7.5 kΩ

ผลของผลตอบทางความถี่ของวงจรนอตช์ฟิลเตอร์ที่ประดิษฐ์ขึ้นแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ผลตอบทางความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์

3.3 วงจรภาคกรองผ่านสูง



รูปที่ 3.6 วงจรภาคกรองผ่านสูง

ออกแบบวงจรเป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 2 ซึ่งอัตราขยายจะมีค่าคงที่ในช่วงความถี่สูงที่มากกว่าความถี่คัตออฟ โดยต้องการออกแบบให้มีความถี่คัตออฟที่ 5 Hz ซึ่งอัตราขยายมีนิพจน์ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{A_v' s^2}{s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{A_v' s^2}{s^2 + \frac{\omega_0 s}{Q} + \omega_0^2} = \frac{A_v' s^2}{s^2 + 1.414\omega_0 s + \omega_0^2} \qquad (3.7)$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ โดยที่ f_0 คือความถี่คัตออฟ

จากวงจรเราสามารถคำนวณได้ว่าอัตราขยายของวงจรกรองในรูปที่ 3.6 มีค่าเท่ากับ[20]

$$A_v(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + s\left[\frac{1}{R14C4} + \frac{1}{R17C4} + \frac{1-K}{R17C5}\right] + \frac{1}{R14R17C4C7}} \qquad (3.8)$$

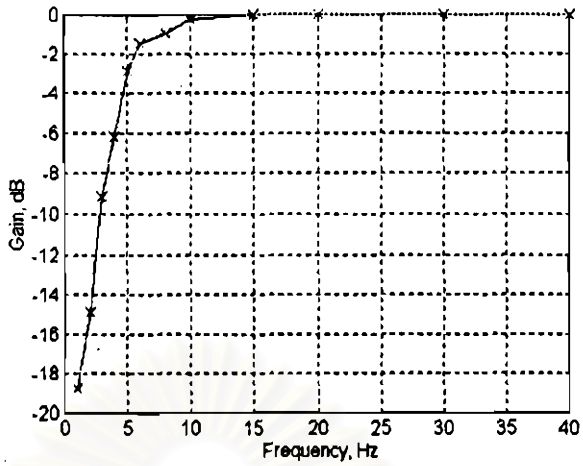
ในวงจรเลือก f_0 = 5 Hz ,K = 10 (อัตราขยายเท่ากับ 10) จะได้ R15 = 1 kΩ, R16 = 10 kΩ ใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการ (1) กับ (2) และเลือกให้ C4 = C5 = 0.22 μF หลังจากนั้นทำการคำนวณหาค่า R จะได้ค่า R ที่ใกล้เคียงและมีใช้งานได้จริงคือ R17 = 55 kΩ, R14 = 390 kΩ

เมื่อทำการคำนวณกลับพบว่า ได้ค่าความถี่คัตออฟเป็น 4.93 Hz ซึ่งยอมรับได้

สรุปค่าต่างๆของวงจร

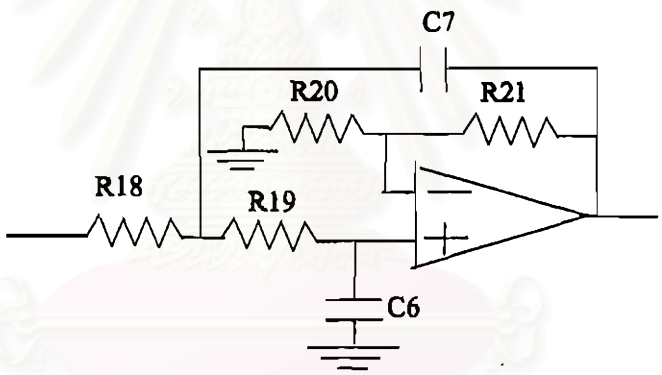
C4 = C5 = 0.22 μF, R15 = 1 kΩ, R16 = 10 kΩ, R17 = 55 kΩ, R14 = 390 kΩ

ผลของผลตอบทางความถี่ของวงจรกรองผ่านสูงที่ประดิษฐ์ขึ้นแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ผลตอบทางความถี่ของวงจรกรองผ่านสูง

3.4 วงจรภาคกรองผ่านต่ำ



รูปที่ 3.8 วงจรภาคกรองผ่านต่ำ

ออกแบบวงจรเป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 2 ซึ่งอัตราขยายจะมีค่าคงที่ในช่วงความถี่ต่ำ ที่น้อยกว่าความถี่คัตออฟ ซึ่งอัตราขยายมีนิพจน์ดังนี้[20]

$$A_v(s) = \frac{A_{v0}a_0}{s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{A_{v0}\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0 s}{Q} + \omega_0^2} = \frac{A_{v0}\omega_0^2}{s^2 + 1.414\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ โดยที่ f_0 คือความถี่คัตออฟ

จากวงจรเราสามารถคำนวณได้ว่าอัตราขยายของวงจรกรองในรูปที่ 3.8 มีค่าเท่ากับ

$$A_v(s) = \frac{\dfrac{K}{R18R19C7C6}}{s^2 + s\left[\dfrac{1}{R18C7} + \dfrac{1}{R19C7} + \dfrac{1-K}{R19C6}\right] + \dfrac{1}{R18R19C6C7}} \qquad (3.10)$$

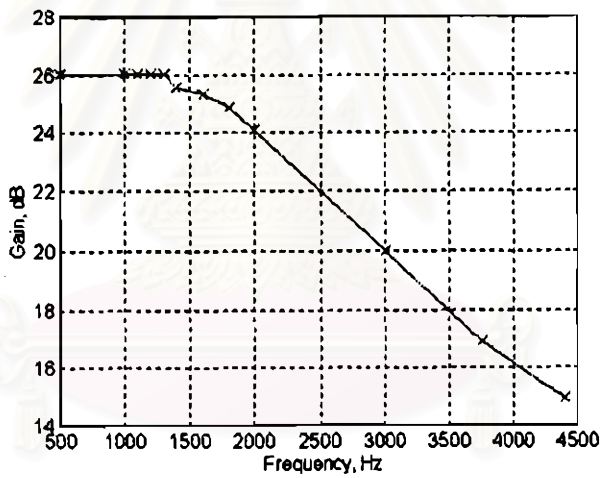
ในวงจรเลือก f_0 = 1000 Hz ,K = 2 จะได้ R21 = R20 = 1 kΩ ใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการ (3.9) กับ (3.10) และเลือกให้ R18 = 4.6 kΩ, R19 = 9 kΩ หลังจากนั้นทำการคำนวณหาค่า C จะได้ค่า C ที่ใกล้เคียงและมีใช้งานได้จริงคือ C7 = C6 = 0.022 μF

เมื่อทำการคำนวณกลับพบว่า ได้ค่าความถี่คัตออฟเป็น 1124 Hz ซึ่งยอมรับได้

คำนวณค่าต่างๆได้ดังนี้

R18 = 4.6 kΩ, R19 = 9 kΩ, R20 = R21 = 1 kΩ, C7 = C6 = 0.022 μF

ผลตอบทางความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ได้ประดิษฐ์ขึ้นแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ผลตอบทางความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำ

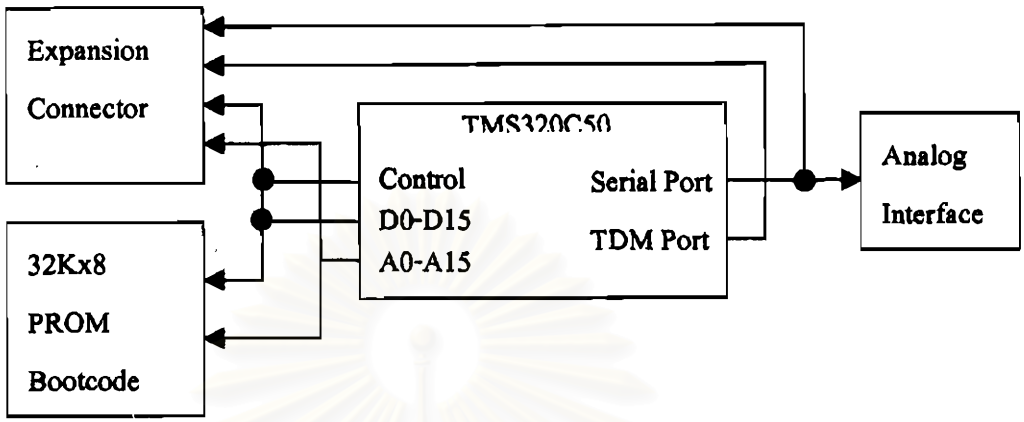
3.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ถึงแม้ว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งเป็นหน่วยประมวลผลข้อมูลจะมีประสิทธิภาพการทำงานที่แย่กว่า PC(Personal Computer) ก็ตาม แต่เนื่องจากมีขนาดเล็ก และสามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพเพียงพอ ไมโครคอนโทรลเลอร์จึงมีความเหมาะสมมากกว่า

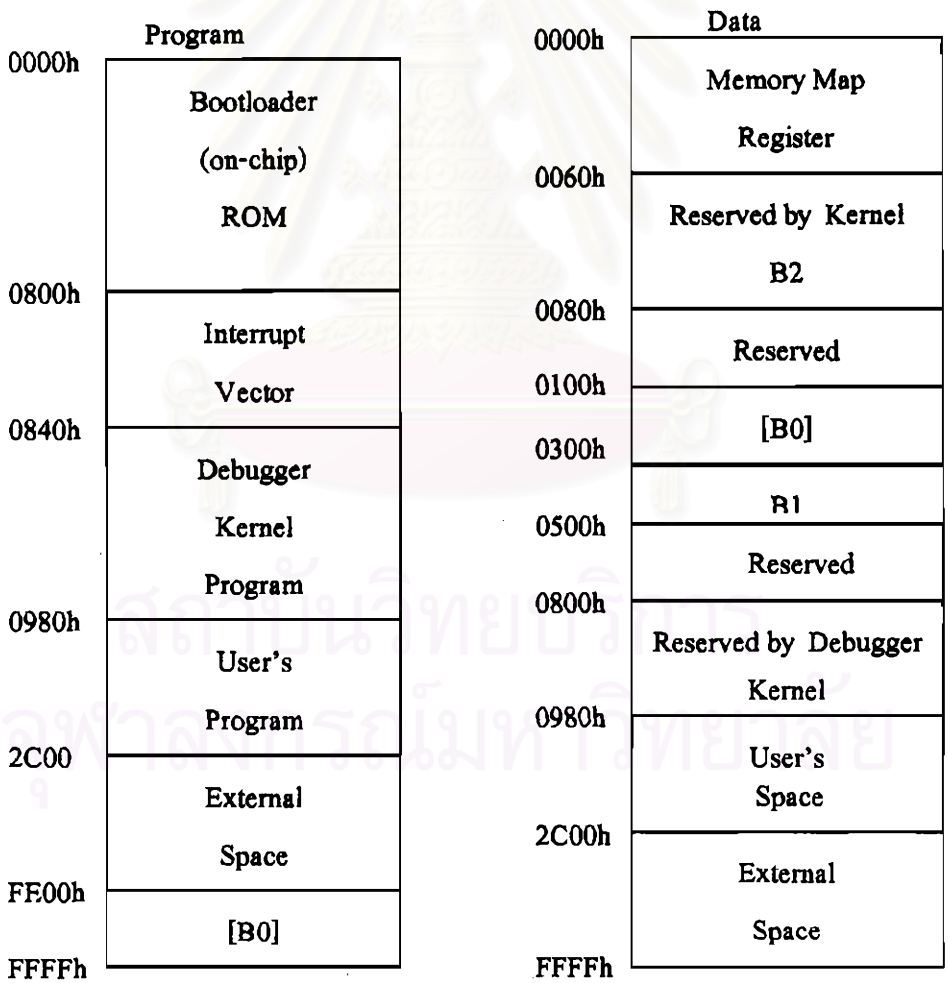
ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้เป็นบอร์ด DSK(Digital Signal Processing Starter Kit) ซึ่งเป็นบอร์ดสำเร็จรูป โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ชิปเบอร์ TMS320C50 ของบริษัท Texas Instrument ประมวลผลข้อมูลขนาด 16 bit ,มีหน่วยความจำบนชิป(on-chip Memory)ได้แก่ หน่วยความจำโปรแกรม(Program Memory) และหน่วยความจำข้อมูล(Data Memory) แต่ละหน่วยมีความจุ 64

หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

kword ชิป A/D ความละเอียด 14 bit โปรแกรมได้ มีเรกกูเลเตอร์แปลงไฟสลับ 9 V เป็นไฟตรง 5 V



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของ DSK



รูปที่ 3.11 หน่วยความจำของ TMS320C50

รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของ TMS320C50 ซึ่งแสดงการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อื่นๆได้แก่ ส่วนเชื่อมต่อแอนะลอก หน่วยความจำ PROM 32 กิโลไบต์เก็บโปรแกรมสำหรับโหลดตอนเริ่มต้น(boot loading) รูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้างของหน่วยความจำ DSK จะเห็นได้ว่าส่วนที่เป็นหน่วยความจำที่สามารถใช้ได้ คือส่วนที่เป็น user space ซึ่งมีพื้นที่หน่วยความจำเท่ากับ 2C00h-980h=2280h=2280 เวิร์ด(word)

สัญญาณที่วัดได้ จะถูกส่งผ่านเข้ามาที่ DSK board (TMS320C50) ซึ่งมีวงจร A/D 14 bit โดยโปรแกรมให้มีอัตราสุ่ม 4 kHz โดยจะเก็บข้อมูลสัญญาณที่แปลงเป็นดิจิตอลแล้วเก็บลงในหน่วยความจำ ซึ่งจะสุ่มข้อมูล 7000 ข้อมูลต่อ 1 ตัวอย่าง หลังจากเก็บข้อมูลเสร็จจะส่งข้อมูลทั้งหมดไปเก็บบนคอมพิวเตอร์ เพื่อนำไปใช้ในการประมวลผลต่อไป

ในส่วนของซอฟต์แวร์ในการเก็บข้อมูลตัวอย่างของสัญญาณกล้ามเนื้อ เขียนด้วยภาษาแอสเซมบลีของ TMS320C50 โดยทำหน้าที่สุ่มข้อมูลของสัญญาณกล้ามเนื้อ เก็บไว้ในหน่วยความจำก่อน เมื่อได้ข้อมูลครบแล้วจะส่งไปให้เครื่องคอมพิวเตอร์(PC) การส่งข้อมูลส่งแบบ Asynchronous mode ความเร็ว 9600 bps stopbit 1 bit ไม่มีพาริตี้

ในส่วนของซอฟแวร์ด้านคอมพิวเตอร์ เขียนโปรแกรมด้วยภาษา Visual Basic ทำหน้าที่โหลดโปรแกรมภาษาเครื่องของตัว TMS320C50 (ไฟล์ .DSK)ไปที่ DSK แล้วทำหน้าที่รับข้อมูลที่ส่งมาจาก DSK

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย