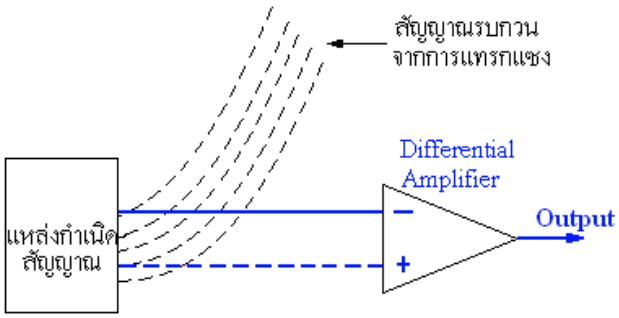
บทที่ 3

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล

โดยทั่วไประดับของสัญญาณไบโอโพเทนเชียล (Biopotential Amplifier) จะมีขนาดตั้งแต่ 100 ไมโครโวลต์ ถึง 5 มิลลิโวลต์ เป็นสัญญาณขนาดเล็กมาก และมีความถี่ระหว่าง 0.05 เฮิรตซ์ ถึง 500 เฮิรตซ์ จึงจำเป็นต้องขยายสัญญาณเพื่อให้เราสามารถนำไปวิเคราะห์สัญญาณนั้นต่อไปได้ พารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ได้แก่อัตราการขยายผลต่าง อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม การกำจัดแรงดันไฟตรง การกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก Power line การชดเชยค่าคาปาซิเตอร์

3.1 การกำจัดสัญญาณรบกวน [สุรภัทร วงษ์เวียงจันทร์, 2537]

เนื่องจากระดับของสัญญาณไบโอโพเทนเชียลมีขนาดเล็ก ในการวัดสัญญาณจึงมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์หรือเครื่องใช้ไฟฟ้าที่มีต่อการทำงานของวงจรและจากความถี่ 50 เฮิรตซ์ ของระบบไฟฟ้าภายในอาคารปะปนเข้ามากับสัญญาณที่เราต้องการวัดซึ่งส่วนมากจะมีขนาด ใหญ่กว่าสัญญาณสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ดังแสดงไว้ในภาพประกอบ 3.1 เป็นการต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณระดับต่ำ ๆ เข้าสู่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณขนาดใหญ่ โดยผ่านวงจรขยายผลต่างก่อน (Differential Amplifier) โดยอาจจะเป็นสัญญาณจากอุปกรณ์ตรวจจับความผิดพลาด เช่น วีทสโตนบริดจ์สเตรนเกจ (bridge strain gauge) หรือ การตรวจจับด้วยระบบลำแสง (electro-optical elector) หรือเครื่องมือตรวจจับคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ (ECG)



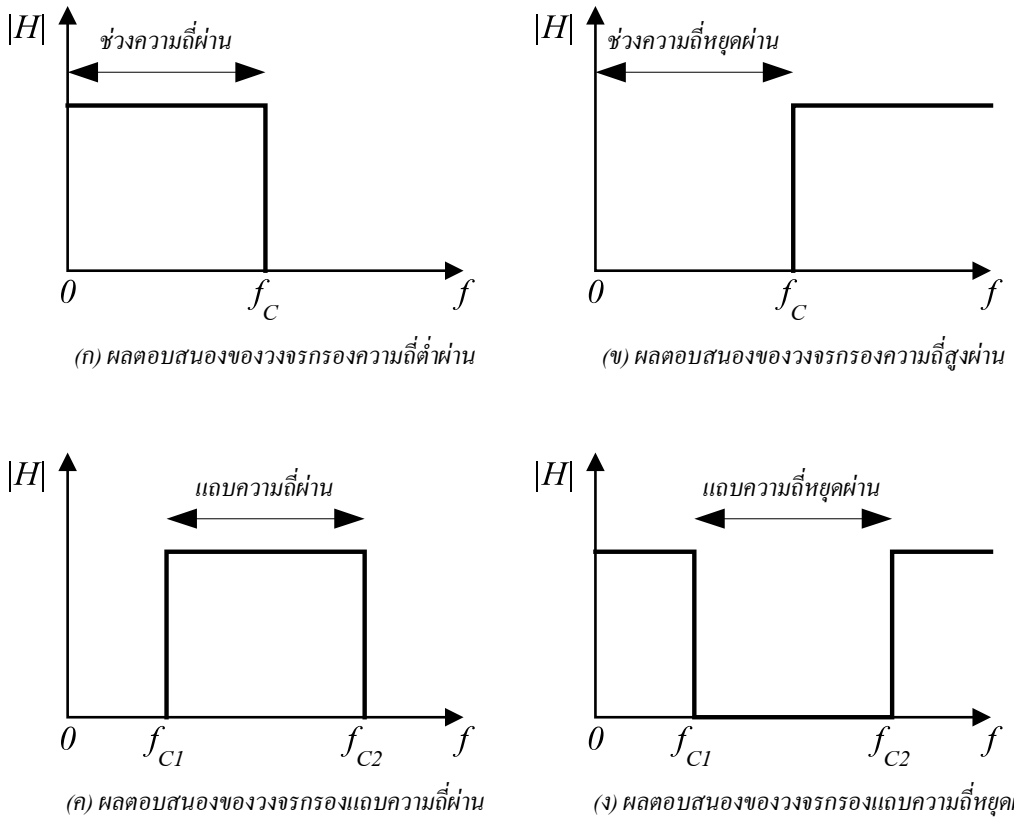
ภาพประกอบ 3.1 การแทรกแซงของสัญญาณรบกวน EMI ภายในอาคาร

การกำจัดสัญญาณรบกวนนี้ทำได้โดยการใช้หลักการของวงจรกรองความถี่ และหลักการของอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม (CMRR) ซึ่งวงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นสองรูปแบบคือ วงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก (analog filter) กับวงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล (digital filter)

3.1.1 วงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก (Analog Filter)

วงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก จะทำหน้าที่จำแนกความถี่ออกตามความต้องการของการใช้งาน ซึ่งแบ่งตามคุณลักษณะของผลตอบสนองความถี่ (Frequency response) ดังภาพประกอบ 3.2 ได้ 4 ชนิด คือ

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter ; LPF)
- วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass filter ; HPF)
- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter ; BPF)
- วงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน (Band-stop filter ; BSF)



(ก) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

(ข) ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

(ค) ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

(ง) ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่หยุดผ่าน

ภาพประกอบ 3.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองอุดมคติ

เมื่อ $|H|$ คือ ขนาดของแรงดันทางด้านเอาต์พุต

f_C คือ ความถี่ตัด (Cutoff Frequency)

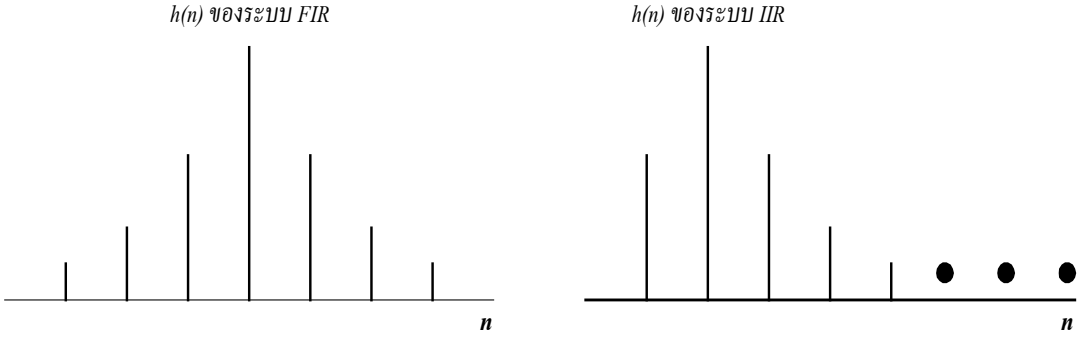
ข้อดีของวงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก คือ ออกแบบได้ง่าย ราคาถูก ซึ่งประกอบไปด้วยตัวความต้านทาน , ตัวเก็บประจุ , ตัวเหนี่ยวนำ และอุปกรณ์กึ่งตัวนำ เช่น ออปแอมป์

ข้อเสียของวงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก คือ วงจรขาดเสถียรภาพ (stability) มีความคลาดเคลื่อนของความถี่ที่ต้องการสูง และจะกำจัดหรือกรองเฉพาะความถี่ที่กำหนดเท่านั้น

3.1.2 วงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล (Digital Filter)

ประเภทของวงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล จะแบ่งตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบตามภาพประกอบ 3.3 ได้ 2 แบบ คือ

- แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนจำกัด (Finite Impulse Response; FIR)
- แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนไม่จำกัด (Infinite Impulse Response; IIR)



ภาพประกอบ 3.3 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของวงจรกรอง FIR และ IIR

ข้อดีของวงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล มีเสถียรภาพที่ดีกว่า ความถี่ที่ต้องการมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า มีผลตอบสนองทางเฟสแบบเชิงเส้น (linear phase)

ข้อเสียของวงจรกรองความถี่แบบดิจิตอล คือ การออกแบบทำได้ยาก และมีราคาสูงกว่า

ดังนั้นการกำจัดสัญญาณรกวนโดยใช้วงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก และดิจิตอลนั้นจะต้องออกแบบวงจรให้มีความสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนทุกความถี่ ซึ่งทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ใช้อุปกรณ์มาก งานวิจัยนี้จึงพิจารณาวิธีการกำจัดสัญญาณรบกวนโดยการเพิ่มค่า CMRR

3.1.3 อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม (Common Mode Rejection Ratio: CMRR) [R. P. Areny, John G. Webster, 1991]

อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม นับเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ซึ่งวงจรที่มีค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมสูงจะเป็นวงจรขยายที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแบบโหมดร่วมได้ดี ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ที่มีอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมสูง โดยการวิเคราะห์จาก วงจรขยายพื้นฐานเพื่อให้วงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียลมีอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมสูง

อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมหาได้จากสมการ 3.1(a,b)

$$CMRR = \frac{G_D}{G_C} \qquad (3.1a)$$

หรือเขียนอยู่ในรูปของเดซิเบล

$$\text{CMRR} = 20\log_{10}(G_D/G_C) \quad \text{dB} \qquad (3.1b)$$

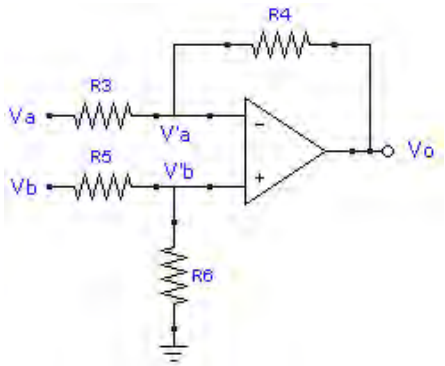
เมื่อ G_D คืออัตราการขยายผลต่าง (Differential Mode Gain)

G_C คืออัตราการขยายโหมดร่วม (Common Mode Gain)

จากสมการที่ 3.1 การจะเพิ่มค่า CMRR นั้นเราสามารถเพิ่มค่าได้โดยการเพิ่มอัตราการขยายผลต่าง หรือลดค่าอัตราการขยายโหมดร่วม

3.2 วงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) [R. P. Areny, John G. Webster, 1991]

เป็นวงจรขยายสัญญาณที่ใช้การเปรียบเทียบสัญญาณอินพุทที่เข้ามาที่ขาอินพุททั้งสองของออปแอมป์ โดยที่ผลลัพธ์ที่ได้ทางเอาท์พุตเป็นผลของการลบของสัญญาณอินพุตทั้งสองแล้วคูณด้วยอัตราการขยายวงจร ดังแสดงในภาพประกอบ 3.4



ภาพประกอบ 3.4 วงจรขยายความแตกต่าง

จากวงจรในภาพประกอบ 3.4 สามารถหาค่าอัตราการขจัดสัญญาณแบบโหมดร่วมได้ดังนี้

พิจารณาด้านแรงดันเอาท์พุท (Output Voltage : *Vo*)

$$V_o = A_d\left(v_b' - v_a'\right) + A_c\left(v_b' + v_a'\right)/2 \tag{3.2}$$

$$V_o = G_d\left(v_b - v_a\right) + G_c\left(v_b + v_a\right)/2 \tag{3.3}$$

พิจารณาโดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ หาค่า v_a', v_b', v_a, v_b จะได้

$$\frac{v_a - v_a'}{R_3} = \frac{v_a' - v_o}{R_4}$$

$$v_a' = \frac{v_a R_4}{R_3 + R_4} + \frac{v_o R_3}{R_4 + R_5}$$

$$v_b' = \frac{v_b R_6}{R_5 + R_6}$$

$$v_b' - v_a' = \frac{v_b R_6}{R_5 + R_6} - \frac{v_a R_4}{R_3 + R_4} - \frac{v_o R_3}{R_3 + R_4} \tag{3.4}$$

$$v_b' + v_a' = \frac{v_b R_6}{R_5 + R_6} + \frac{v_a R_4}{R_3 + R_4} + \frac{v_o R_3}{R_3 + R_4} \tag{3.5}$$

แทนค่าใน (3.2)

$$v_o = v_b A_d \frac{R_6}{R_5 + R_6} - v_a A_d \frac{R_4}{R_3 + R_4} - v_o A_d \frac{R_3}{R_3 + R_4} + v_b \frac{A_c}{2}\frac{R_6}{R_5 + R_6} + v_a \frac{A_c}{2}\frac{R_4}{R_3 + R_4} + v_o \frac{A_c}{2}\frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$v_o + v_o A_d \frac{R_3}{R_3 + R_4} - v_o \frac{A_c}{2}\frac{R_3}{R_3 + R_4} = v_o\left(1 + \left(A_d - \frac{A_c}{2}\right)\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) = v_o M$$

$$v_o M = \left(A_d + \frac{A_c}{2}\right)\frac{R_6}{R_5 + R_6} v_b - \left(A_d - \frac{A_c}{2}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4} v_a \tag{3.6}$$

จัดสมการ (3.3) ใหม่

$$v_o = \left(G_d + \frac{G_c}{2}\right)v_b - \left(G_d - \frac{G_c}{2}\right)v_a \tag{3.7}$$

เทียบสัมประสิทธิ์ จะได้ว่า

$$G_d + \frac{G_c}{2} = \frac{1}{M}\left(A_d + \frac{A_c}{2}\right)\frac{R_6}{R_5 + R_6} \tag{3.8}$$

$$G_d - \frac{G_c}{2} = \frac{1}{M}\left(A_d - \frac{A_c}{2}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4} \tag{3.9}$$

$$\therefore \quad G_d = \frac{1}{2}\left[\frac{\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(A_d-\frac{A_c}{2}\right)+\frac{R_6}{R_5+R_6}\left(A_d+\frac{A_c}{2}\right)}{1+\left(A_d-\frac{A_c}{2}\right)\frac{R_3}{R_3+R_4}}\right] \tag{3.10}$$

$$\therefore \quad G_c = \left[\frac{\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(-A_d+\frac{A_c}{2}\right)+\frac{R_6}{R_5+R_6}\left(A_d+\frac{A_c}{2}\right)}{1+\left(A_d-\frac{A_c}{2}\right)\frac{R_3}{R_3+R_4}}\right] \tag{3.11}$$

$$\therefore \quad CMRR_D = \frac{G_d}{G_c} = \frac{1}{2}\left[\frac{A_d\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}+\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)+\frac{A_c}{2}\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)}{A_d\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)+\frac{A_c}{2}\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}+\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)}\right] \tag{3.12}$$

ในกรณีออปแอมป์อุดมคติ CMRR จะมีค่าเป็นอนันต์ (infinity,∞) $\lim\limits_{A_c\to 0} \frac{A_d}{A_c}$

$$\therefore \quad \lim_{A_c\to 0}\{CMRR_D\} = \frac{1}{2}\left[\frac{A_d\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}+\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)}{A_d\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}-\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)}\right] \tag{3.13}$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{R_3R_6+R_4R_5+2R_4R_6}{R_3R_6-R_4R_5}\right]$$

นิยามให้ $\lim\limits_{A_C\to 0}\{CMRR_D\} = CMRR_R$

เนื่องจากวงจรประกอบด้วย Opamp และ Resistor (R) และให้ Opamp มี $CMRR_{opamp}$ $\Rightarrow \infty$ ดังนั้นองค์ประกอบที่เหลือจึงเป็น CMRR ของตัวต้านทาน ($CMRR_R$) ที่ประกอบเป็นวงจร

จาก (3.12) เขียนสมการใหม่จะได้

$$CMRR_D = \frac{(CMRR_R)(CMRR_{opamp})+1/4}{(CMRR_R)+(CMRR_{opamp})} \tag{3.14}$$

จาก (3.14) พบว่า $CMRR_R$ มีค่าสูง ประกอบกับ $CMRR_{opamp}$ มีค่ามากกว่า 100 เท่า

$$CMRR_D \cong \frac{(CMRR_R)(CMRR_{opamp})}{(CMRR_R)+(CMRR_{opamp})} \tag{3.15}$$

เมื่อ $(CMRR_R)(CMRR_{opamp}) >> ¼$ ดังนั้น

$$\frac{1}{CMRR_D} = \frac{1}{(CMRR_R)} + \frac{1}{(CMRR_{opamp})} \quad (3.16)$$

3.2.1 การเพิ่ม CMRR ด้วยการลดค่า $CMRR_R$

จากสมการที่ 11 ถ้าอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของความต้านทาน ($CMRR_R$) เป็นลบค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม ($CMRR_T$) จะเพิ่มขึ้น พิจารณา
สมการที่ (3.13) $CMRR_R$ จะเป็นลบก็ต่อเมื่อ $R_3R_6 < R_4R_5$
ดังนั้น

$$R_6 \langle \frac{R_4 \cdot R_5}{R_3}$$

เพราะฉะนั้น การปรับค่า R_6 จะช่วยเพิ่ม $CMRR_T$ แต่ต้องระวังอัตราการขยายของวงจรซึ่งอาจจะไม่ Symmetry ในด้านบวกและลบ

3.2.1 การเพิ่ม CMRR ด้วยการเพิ่มอัตราการขยายผลต่าง จากวงจรอัตราการขยายผลต่างหาได้จาก

$$k = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_6}{R_5} \quad (3.17)$$

ถ้าให้ ตัวตานทานคลาดเคลื่อน t% (0.01t)

โดยที่

$$R_3 = R_3'(1+0.01t); \quad R_4 = R_4'(1-0.01t)$$
$$R_5 = R_5'(1-0.01t); \quad R_6 = R_6'(1+0.01t)$$

$$\therefore \quad CMRR_R = \frac{k\left(1-(0.01t)^2\right)+1+(0.01t)^2}{0.04t} \cong \frac{k+1}{0.04t} \quad (3.18)$$

ถ้า $k >> 1$

$$CMRR_R \cong \frac{25k}{t} \quad (3.19)$$

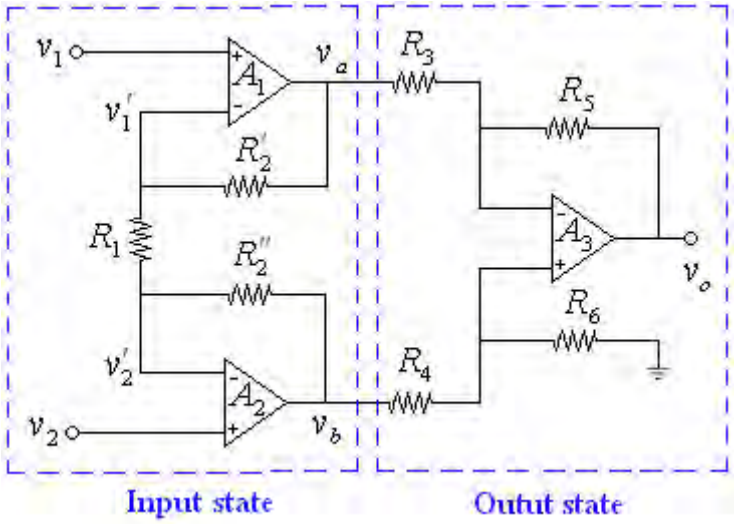
3.3 วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (Instrumentation Amplifier ; I.A.) [R. P. Areny, John G. Webster, 1991]

รูปที่ 3.5(a) แสดงโครงสร้างของวงจร I.A. ประกอบไปด้วย 2 ภาค คือ ภาคแรกเป็นภาคอินพุท ประกอบด้วยออปแอมป์ 2 ตัว (A_1 และ A_2) และภาคที่สองเป็นภาคเอาท์พุท (A_3) ซึ่งก็คือวงจรขยายผลต่างนั่นเอง รูปที่ 3.5(b) เป็นวงจรสมมูลของวงจร I.A. โดยจะเห็นว่าวงจรจะเป็นการต่อกันแบบคาสเคสระหว่างภาคแรกที่เป็นภาคอินพุท กับภาคที่สองที่เป็นภาคเอาท์พุท ซึ่งภาคแรกแทนด้วยค่า $CMRR_F$ และภาคที่สองเป็นภาคเอาท์พุทแทนด้วย $CMRR_S$ ดังนั้นค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมรวม ($CMRR_T$) ของวงจรจะขึ้นอยู่กับ CMRR ของภาคอินพุทและภาคเอาท์พุทของวงจร ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่า CMRR ดังสมการต่อไปนี้

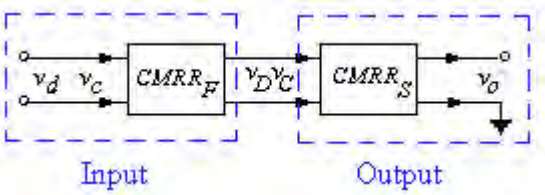
$$v_o = G_d v_D + G_c v_C \tag{3.20}$$

เมื่อ G_d คือ อัตราการขยายความแตกต่างของภาคที่สอง

G_c คือ อัตราการขยายโหมดร่วมของภาคที่สอง



(a)



(b)

ภาพประกอบ 3.5 (a) วงจรขยายอินสตรูเมนเตชัน (b) วงจรสมมูลของ (a)

CMRR รวมของวงจรคือ $CMRR_T$ หาได้จากอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาท์พุทกับแรงดันอินพุทดังสมการ

$$CMRR_T = \frac{v_o / v_d \mid v_c = 0}{v_o / v_c \mid v_d = 0} \tag{3.21}$$

หรือ

$$\frac{1}{CMRR_T} \approx \frac{1}{CMRR_F} + \frac{1}{CMRR_S} \tag{3.22}$$

จากสมการจะเห็นว่า $CMRR_T$ ของวงจรจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับ $CMRR_F$ และ $CMRR_S$ ซึ่งค่า $CMRR_F$ หาได้จากสมการ

$$CMRR_1 = A_{d1} / A_{c1} \qquad CMRR_2 = A_{d2} / A_{c2} \tag{3.23}$$

$$\frac{1}{CMRR_F} \approx \frac{1}{A_{d1}} - \frac{1}{A_{d2}} + \frac{1}{CMRR_2} - \frac{1}{CMRR_1} \tag{3.24}$$

เมื่อ A_{d1} คือ อัตราการขยายผลต่างของ A_1

A_{c1} คือ อัตราการขยายโหมดร่วมของ A_1

A_{d2} คือ อัตราการขยายผลต่างของ A_2

A_{c2} คือ อัตราการขยายโหมดร่วมของ A_2

$CMRR_1$ คือ อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของ A_1

$CMRR_2$ คือ อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของ A_2

$CMRR_T$ คือ อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของวงจร

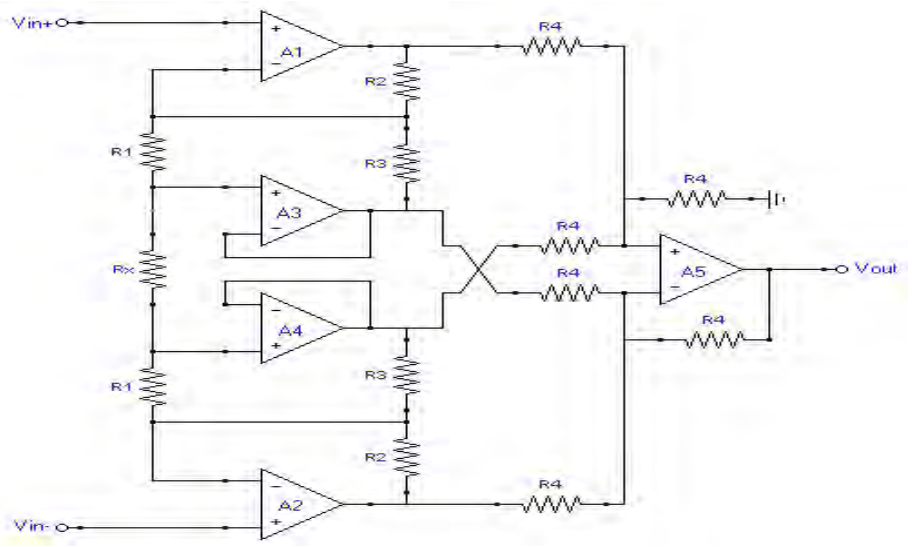
$CMRR_F$ คือ อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของภาคอินพุท(A_1, A_2)

$CMRR_S$ คือ อัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วมของภาคเอาท์พุท (A_3)

3.4 วงจรเพิ่มอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม (CMRR enhancement Circuit)

จากวงจรขยายอินสตรูเมนพื้นฐานได้ปรับปรุงวงจรเพื่อให้สามารถเพิ่มค่าอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม ให้สูงขึ้น ดังแสดงในภาพประกอบ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่เป็นภาคอินพุทและส่วนที่เป็นภาคเอาท์พุท โดยภาคอินพุทประกอบด้วยออปแอมป์จำนวน 4 ตัวคือ A_1,A_2,A_3 และ A_4 ซึ่ง A_1 และ A_2 เป็นตัวขยายหลักของวงจรภาคอินพุท A_3,A_4 เป็นวงจรขยายบัฟเฟอร์ (buffer amplifier) อัตราขยายเท่ากับ 1 แรงดันที่ขานอนอินเวอร์ติงของ A_3,A_4 จะเท่ากับแรงดัน ที่ R_1,R_3 ที่

ต่อกันแบบขนาน ดังนั้นอัตราส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน R_1 และ R3 จะได้ดังสมการที่ (3.25)



ภาพประกอบ 3.6 วงจรเพิ่มอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม

$$\frac{I_{R3}}{I_{R1}} = \frac{R_1}{R_3} \tag{3.25}$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน R_2 คือผลรวมของกระแสที่ไหลผ่าน R_1 และR_3 ดังสมการที่ (3.26)

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{R3} = \left(1 + R_1 / R_3\right) I_{R1} \tag{3.26}$$

ภาคเอาท์พุทของวงจรคือวงจรขยายผลต่างที่มีอัตราการขยายเท่ากับ 1 (unity gain) โดยมีสัญญาณอินพุท 4 อินพุท เราสามารถคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท (Output Voltage; V_o) และอัตราการขยายผลต่าง (differential gain, G_D) ได้ดังสมการ

$$V_o = G_D\left(V_{in+} - V_{in-}\right) \tag{3.27}$$

$$G_D = \frac{2R_2R_3 + 2R_1R_2 + 2R_1R_3}{R_3R_x + 2R_1R_3} \tag{3.28}$$

ถ้าให้ $R_1 >> R_2 >> R_x$,

$$G_D = 1 + \frac{R_2}{R_3}. \tag{3.29}$$

ถ้าให้อัตราขยายแรงดันโหมดร่วม (common mode voltage gain) และอัตราขยายแรงดันความแตกต่าง (differential mode voltage gain) เท่ากับ 1 สามารถคำนวณหา CMRR น้อยที่สุดของวงจรได้จากสมการที่ (3.31)

$$CMRR = \frac{A_{(D1-4)}}{A_{(C1-4)}} \times \frac{A_{D5}}{A_{C5}} = A_D \times \frac{1}{4\delta/(1+R_4/2R_4)} = A_D \times \frac{1.5}{4\delta} \qquad (3.30)$$

$$CMRR = 0.375 \cdot \frac{A_D}{\delta} \qquad (3.31)$$

เมื่อ δ คือค่าผิดพลาดที่ยอมรับได้ของ R_4 (คิดเป็น %) $A_{(D1-4)}$ คืออัตราขยายความแตกต่างของ A_1 ถึง A_4 $A_{(CM1-4)}$ คืออัตราขยายโหมดร่วมของ A_1 ถึง A_4 A_{D5} คืออัตราขยายความแตกต่างของ A_5 A_{CM5} คืออัตราขยายโหมดร่วมของ A5

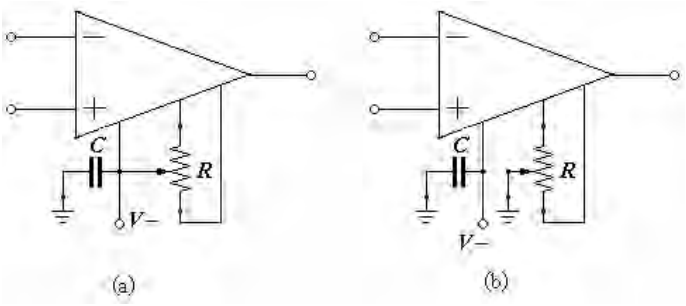
ถ้ากำหนดให้ $A_D = 1000$, $\delta = 1\ \%$ จากสมการที่ (3.28) จะได้ค่า CMRR น้อยที่สุดเท่ากับ 91.5 dB (คิดที่ออปแอมป์อุดมคติ)

3.5 การกำจัดแรงดันไฟตรง (DC Suppression)

สัญญาณแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นในวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ประกอบด้วยสัญญาณแรงดันออฟเซ็ตที่เกิดขึ้นเนื่องจากออปแอมป์ และแรงดันไฟตรงครึ่งเซล (Half – Cell Potential) ที่เกิดจากจุดที่วัดระหว่างอิเล็กโทรดกับผิวหนังของคนไข้ ซึ่งแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายให้มีค่ามากขึ้นที่เอาท์พุท ถ้าแรงดันไฟตรงมีค่ามากจะทำให้วงจรขยายไบโอโพเทนเชียลอิ่มตัว เกิดมีแรงดันเอาท์พุทค้างอยู่ที่ค่าเกือบเท่าแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟด้านใดด้านหนึ่ง (บวกหรือลบ) และวงจรไม่สามารถทำงานได้

3.5.1 การกำจัดแรงดันออฟเซ็ตของออปแอมป์

แรงดันออฟเซ็ตเอาท์พุตของออปแอมป์ (Output Offset Voltage, V_{0f}) เป็นปรากฏการณ์ที่แรงดันที่เอาท์พุตมีค่าไม่เป็นศูนย์เมื่อให้อินพุตเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติในทางปฏิบัติของออปแอมป์ เนื่องจากคุณสมบัติภายในวงจรที่เกิดจากกระแสไบอัสของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเป็นหลัก จึงทำให้ปรากฏแรงดันขึ้นที่เอาท์พุตของออปแอมป์ เราสามารถแก้ปัญหาแรงดันออฟเซ็ตโดยการต่อแรงดันชดเชยที่ขา Offset -null ของไอซี ดังภาพประกอบที่ 3.7

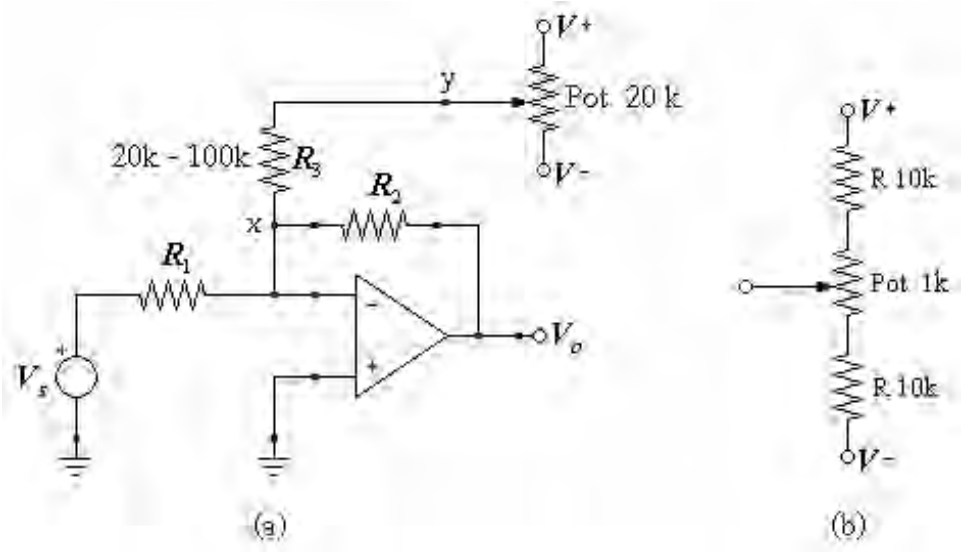


ภาพประกอบ 3.7 การชดเชยแรงดันเอาท์พุทออฟเซ็ต โดยใช้ขา Offset null ของไอซี

ในกรณีที่ออปแอมป์ไม่มีขาปรับออฟเซ็ตศูนย์ การปรับแก้แรงดันออฟเซ็ตนั้นต้องต่อวงจรเพิ่มเติม ดังแสดงในภาพประกอบ 3.8 โดยการต่อวงจรเพิ่มเติมแบบนี้จะทำให้การปรับแก้แรงดันออฟเซ็ตสามารถปรับได้ทั้งทางบวกและทางลบ ซึ่งสามารถใช้ได้กับทั้งวงจรขยายแบบกลับเฟสและวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

แรงดันเอาท์พุตที่ชดเชย จะมีค่าเป็นไปตามเงื่อนไข

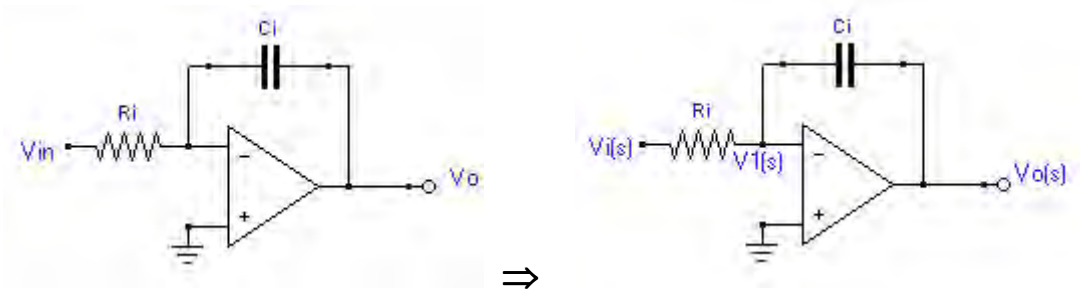
$$V_o' = -V_y\left(\frac{R_2}{R_3}\right) \tag{3.32}$$



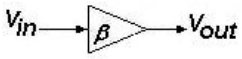
ภาพประกอบ 3.8 (a) การชดเชยแรงดันเอาท์พุทออฟเซ็ตโดยวงจรภายนอก
(b) การเพิ่มความละเอียดในการปรับแรงดันชดเชย

3.5.2 การกำจัดแรงดันไฟตรงด้วยวงจรอินทิเกรต (Integrator) [John G. Webster, 1995]

สัญญาณเอาท์พุตของวงจรอินทิเกรต (Integrator) จะขึ้นอยู่กับการอินทิเกรต (Integral) บนเวลาของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะมีค่าคงตัวเวลาของอาร์ซี (RC Time Constant) ของวงจรเป็นค่ากำหนดฟังก์ชั่นถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรอินทิเกรต ดังในภาพประกอบ 3.9(a, b) และรูปจำลองของวงจรอินทิเกรต ดังแสดงในภาพประกอบ 3.9(c)โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function; β) ดังสมการ 3.34



(a)



(b)

ภาพประกอบ 3.9 (a) วงจรอินทิเกรต (b) รูปจำลองของวงจรอินทิเกรต

$$\frac{V_1(s)-V_i(s)}{R_i}+Cs(V_1(s)-V_o(s)) = 0 \qquad (3.33)$$

$$V_1(s) = 0$$

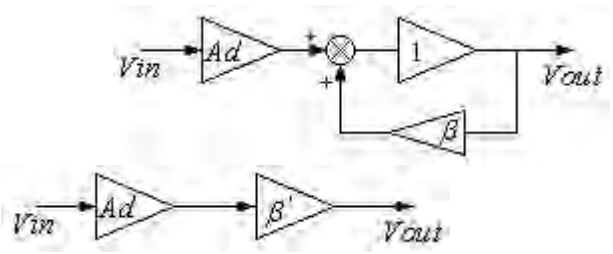
ดังนั้น

$$\frac{-V_i(s)}{R_i}-CsV_o(s) = 0 \;, \quad \frac{-V_i(s)}{R_i} = CsV_o(s)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sC_iR_i}$$

$$\beta = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sC_iR_i} \qquad (3.34)$$

จากภาพประกอบ 3.6 ถ้าให้ภาคอินพุทแทนอัตราการขยายด้วย A_D และภาคเอาท์พุทมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง แทนด้วย 1 และจากวงจรอินทิเกรตแทนด้วย β นำทั้งหมดมาเขียนรวมกันในรูปการป้อนกลับแบบลบ จะได้ดังภาพประกอบ 3.10



(a) (b)

ภาพประกอบ 3.10 (a) รูปจำลองการต่อวงจรป้อนกลับแบบลบ ของวงจรขยายสัญญาณ

(b) การลดรูปจำลองของวงจรขยายสัญญาณ

ฟังก์ชันถ่ายโอน β' หาได้จากสมการ

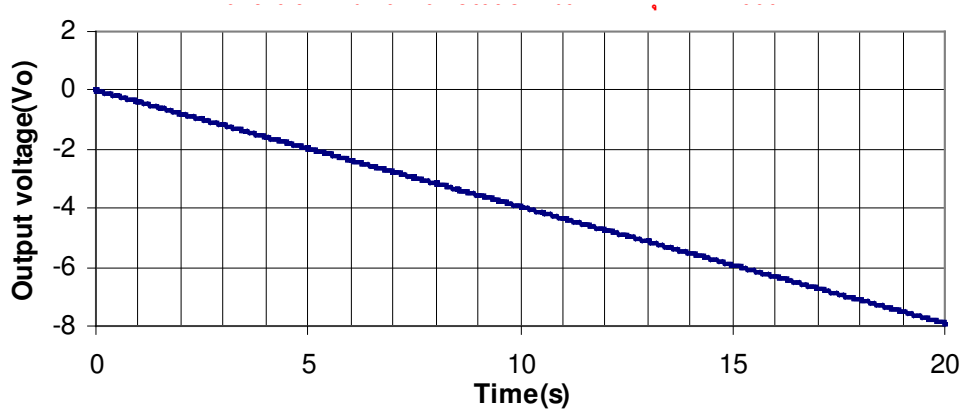
$$\beta' = \frac{1}{1-\beta} \tag{3.35}$$

อัตราการขยายของวงจร(Gain; G) ของวงจรหาได้ดังสมการ

$$G = A_d \cdot \frac{sC_iR_i}{1+sC_iR_i} \tag{3.36}$$

ความถี่คัดออฟ (cut off frequency) ของวงจรหาได้ดังสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_iR_i} \tag{3.37}$$

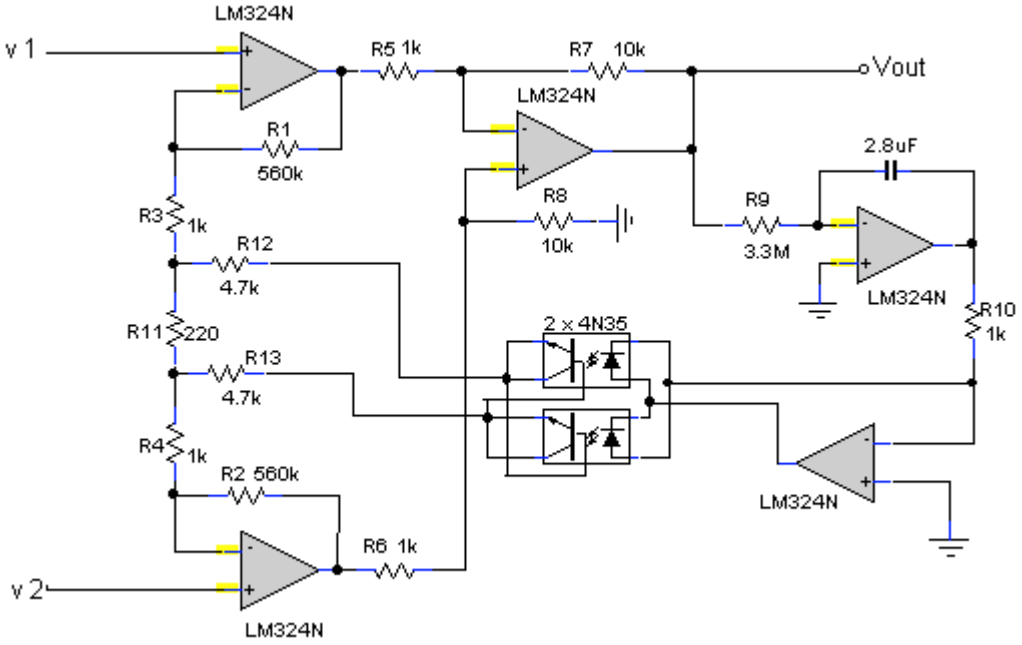


ภาพประกอบ 3.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาท์พุทกับเวลาการตอบสนองของวงจรอินทิเกรต โดย R_i = 3.3 MΩ, C_i = 2.8 uF

3.5.3 การกำจัดแรงดันไฟตรงด้วยการเชื่อมโยงทางแสง (Optocoupler DC Suppression)

[Enrique M. Spinelli and Miguel Angel Mayosky, 2000]

ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล วงจรอินทิเกรต และวงจรออฟโตคอปเปอร์ (Optocoupler) ดังแสดงในภาพประกอบ 3.12 มีหลักการทำงานคือ นำสัญญาณที่ออกจากเอาท์พุตของวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล เข้าวงจรอินทิเกรต โดยที่วงจร อินทิเกรตจะทำหน้าที่กลับเฟสของสัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ป้อนกลับเข้าอินพุตโดยใช้วงจรการเชื่อมโยงทางแสง ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ที่ด้านอินพุตจ่ายกระแสเข้าอินพุตเพื่อขจัดแรงดันดีซีออฟเซ็ตจากอินพุทให้น้อยลงเรื่อย ๆ จนหายไปในที่สุด และสามารถคำนวณอัตราขยายของวงจรจากสมการ 3.39



ภาพประกอบ 3.12 วงจรกำจัดแรงดันไฟตรงด้วยการเชื่อมโยงทางแสง (Optocouple DC Suppression Circuit)

$$V_o = \left(V_{in} - K_f \cdot \frac{V_o}{s}\right) \cdot A_{DO} \qquad (3.38)$$

$$A_D(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A_{Do} \cdot s}{\left(s + K_f \cdot A_{Do}\right)} \qquad (3.39)$$

$$f_C = \frac{K_f \cdot A_{Do}}{2\pi} \quad (3.40)$$

$$K_f = K_i \cdot K_{OP} \quad (3.41)$$

$$K_i = \frac{1}{R_i C_i} \quad (3.42)$$

เมื่อ

$A_D(s)$ คืออัตราการขยายความแตกต่างของทั้งวงจร

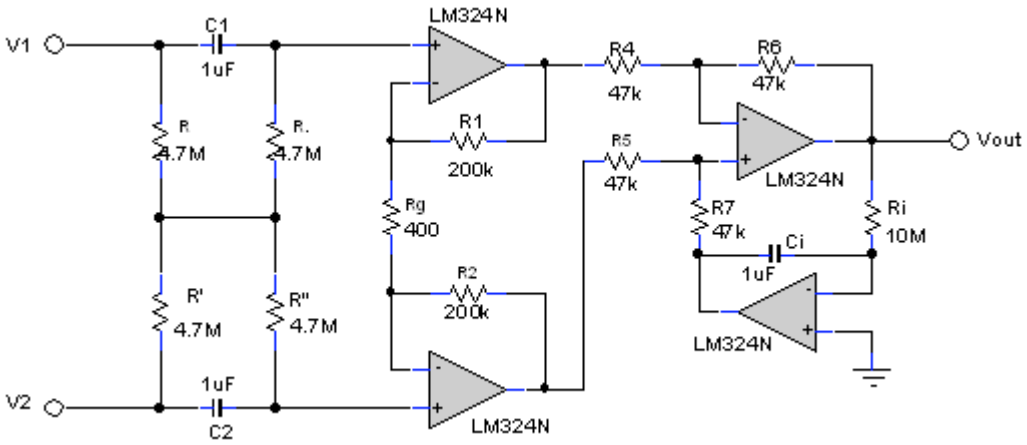
A_{DO} คืออัตราการขยายของ instrumentation amplifier

K_{OP} คืออัตราการขยายของออฟโตคอปเปอร์ (Optocoupler)

K_i คืออัตราการขยายของวงจร integrator

3.5.4 การกำจัดแรงดันไฟตรงโดยการต่อคาปาซิเตอร์เป็นภาคหน้า [Enrique M. Spinelli , Ramon Pallas – Areny and Miguel Angel Mayosky, 2003]

ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล และวงจรอาร์-ซี ที่เป็นภาคหน้า ดังแสดงในภาพประกอบ 3.13



ภาพประกอบ 3.13 วงจรกำจัดแรงดันไฟตรงโดยการต่อคาปาซิเตอร์เป็นภาคหน้า

โดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ได้จากสมการที่ 3.46

$$T_1(s) = \frac{s\tau}{1+s\tau} \quad (3.43)$$

เมื่อ $RC = R'C' = \tau$

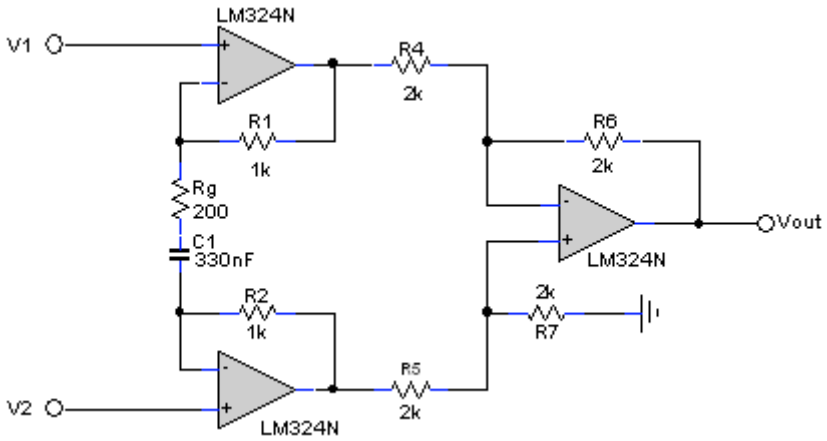
$$T_2(s) = \frac{s\tau_i A_{V0}}{1+s\tau_i} \quad (3.44)$$

$$\tau_i = R_i C_i \quad and \quad A_{V0} = \frac{1+2R_1}{R_g} \quad (3.45)$$

$$T(s) = \frac{s\tau}{(1+s\tau)} \cdot \frac{s\tau_i A_{V0}}{(1+s\tau_i)} \quad (3.46)$$

3.5.5 การกำจัดแรงดันไฟตรงโดยการต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมกับ Rg [Ramon Pallas – Areny, John G. Webster, 1993]

ภาพประกอบ 3.14 วงจรกำจัดแรงดันไฟตรงโดยการต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมกับ Rg มีหลักการทำงานเหมือนวงจรอินสตูรเมนเตชัน โดยคาปาซิเตอร์ (C) ที่ต่ออนุกรมอยู่กลับตัวต้านทานปรับค่าอัตราการขยาย (Rg) เป็นตัวคัปปลิ้งสัญญาณ



ภาพประกอบ 3.14 วงจรกำจัดแรงดันไฟตรงโดยการต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมกับ Rg

ซึ่งสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังสมการ

$$H_1(s) = \frac{A_D}{1+A_D\beta_D} \quad (3.47)$$

$$A_D = \frac{A_0\omega_{0a}}{s+\omega_{0a}} = \frac{\omega_{c0}}{s+\omega_{0a}} \quad (3.48)$$

$$\beta_D = \frac{1+R_g Cs}{1+(R_g+2R_1)} = \frac{\omega_1(s+\omega_2)}{\omega_2(s+\omega_1)} \quad (3.49)$$

$$A_0\omega_{0a} = \omega_{c0} \quad (3.50)$$

$$\omega 1 = \frac{1}{(R_g+2R_1)C} \quad (3.51)$$

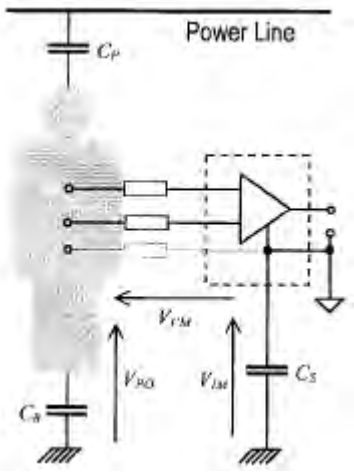
$$\omega 2 = \frac{1}{R_g C} \tag{3.52}$$

$$G_D = \frac{R_g + 2R_1}{R_g} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \tag{3.53}$$

$$H1(s) = \frac{\omega_{c0}(s+\omega_1)}{s^2 + s\omega_{c0}/G + \omega_1\omega_{c0}} \approx \frac{\omega_{c0}(s+\omega_1)}{(s+\omega_2)(s+\omega_{c0}/G)} \tag{3.54}$$

3.6 Driven Right Leg Circuit (DRL) [Enrique Mario Spinlli, Nolberto H. Martinez, Miguel Angel Mayosky, 1999]

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference, EMI) จะแทรกแซงเข้าไปกับระบบการวัดของเครื่องวัดสัญญาณไบโอโพเทนเชียลได้หลายทาง และจะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าโหมดร่วม (Common mode potential) ได้ระหว่างร่างกายของคนไข้กับกราวด์ของวงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล ในการป้องกันและแก้ไขสัญญาณรบกวนจาก EMI ทำได้โดยใช้วงจร DRL (Driven-Right-Leg Circuit) ลักษณะการเกิดสัญญาณรบกวนจาก EMI แล้วทำให้เกิดแรงดันโหมดร่วมแสดงดังภาพประกอบ 3.15



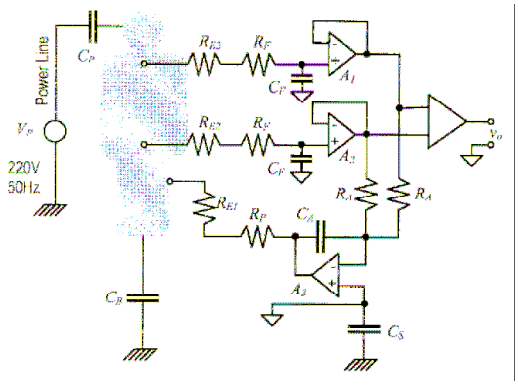
ภาพประกอบ 3.15 แบบจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนจาก EMI

เมื่อ C_p คือ ค่าความจุระหว่างร่างกายกับ Power line

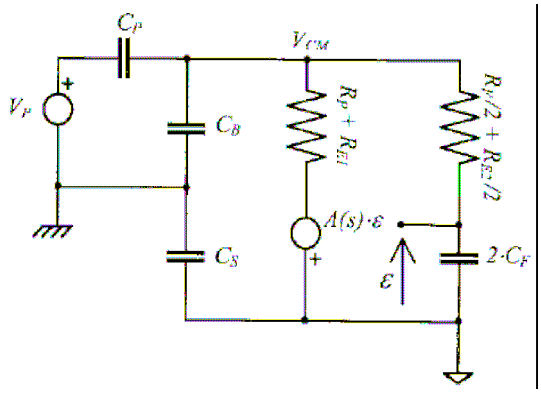
C_B คือค่าความจุระหว่างร่างกายกับกราวด์ (Ground)

V_{CM} คือแรงดันโหมดร่วม

V_{IM} คือแรงดันระหว่างวงจรขยายกับกราวด์



ภาพประกอบ 3.16 รายละเอียดของวงจร DRL



ภาพประกอบ 3.17 วงจรเทียบเคียงของแรงดันคอมมอนโหมด

จากวงจรในภาพประกอบ 3.17 มีฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง V_{CM} กับ V_P ดังสมการข้างล่าง

$$\frac{V_{CM}}{V_P} = KCs\frac{\dfrac{(1+s\cdot\tau_0)Rs}{(1+s\cdot\tau_0)(1+s\cdot\tau_1)+s\tau_2}}{1+\dfrac{A(s)}{(1+s\cdot\tau_0)(1+s\cdot\tau_1)+s\tau_2}} \qquad (3.55)$$

เมื่อ

$$R_0=(R_F+R_{E2})/2; \qquad R_S=R_P+R_{E1}; \qquad C_0=2C_F;$$

$$C_N=\frac{C_S(C_P+C_B)}{C_S+C_P+C_B}; \qquad K_C=\frac{C_P\cdot C_S}{C_S+C_P+C_B}$$

$$\tau_0 = R_0 C_0 ; \qquad \tau_1 = R_S C_N ; \qquad \tau_2 = R_S C_0$$

ซึ่งเราไม่สามารถหาค่าที่แน่นอนได้ทุกค่า เช่น ตัวเก็บประจุ ความต้านทานของอิเล็กโทรด และอัตราขยายแบบวงรอบเปิด (Open loop gain) หาได้จาก

$$GH(s) = \frac{A(s)}{(1+s\cdot\tau_0)(1+s\cdot\tau_1)+s\cdot\tau_2} \tag{3.56}$$

โดยมีค่าเวลาคงที่ (time constant) ของ A3 ซึ่งเป็นวงจร integrate เท่ากับ

$$\tau_{A0} = \frac{R_A}{2}\cdot C_A R_{V0} \tag{3.57}$$

และมีอัตราการขยายแบบเปิดลูป คือ

$$GH(s) = \frac{A_0}{(1+s\cdot\tau_{A0})(s^2\tau_0\tau_1+(\tau_0+\tau_1+\tau_2)s+1)} \tag{3.58}$$

ซึ่งวงจรนี้เราสามารถชดเชยค่าที่เราไม่ทราบโดยการปรับ R_A และ C_A โดยทั่วไปเรายอมรับค่าต่าง ๆ คือ

C_S = 200 pF, C_P = 2 pF, C_B = 200 pF, C_F = 200 pF,

R_F = 10 kΩ, R_{E1} = R_{E2} = 100 kΩ, R_P = 100 kΩ, A_{V0} = 110 dB

จะได้ผลลัพธ์ คือ

C_0 = 400 pF, C_N = 100 pF, K_C $\cong$= 200 pF, R_0 = 55 kΩ,

R_S = 200 kΩ τ_0 = 22 us, τ_1 = 20 us, τ_2 = 80 us, $R_A/2C_A$ = 100 us,

จะได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ชดเชยแล้วคือ

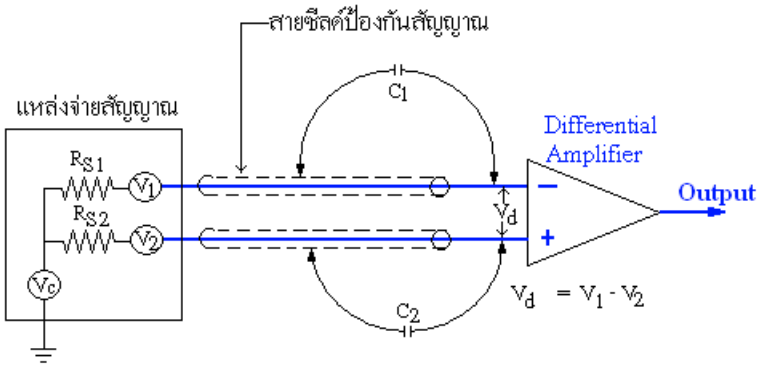
$$\frac{V_{CM}}{V_P} = \frac{1pF\cdot 200k\Omega\cdot(1+s\cdot 22\mu s)(1+s\cdot 33.5\mu s)}{(1+s\cdot 122\mu s+s^2\cdot 440\mu s^2)(1+s\cdot 33.5)+10^{5.5}} \tag{3.59}$$

3.7 การชีลด์ป้องกันสัญญาณรบกวน [สุรภัทร วงษ์เวียงจันทร์, 2537]

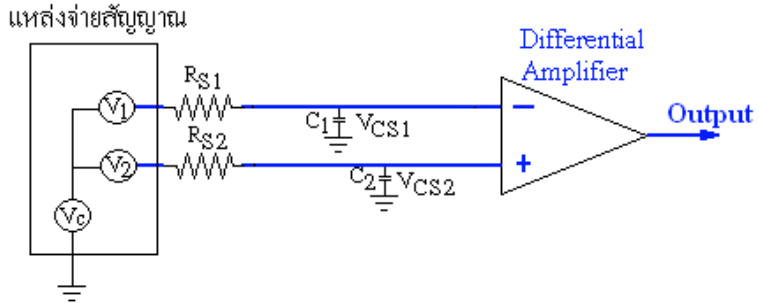
การใช้หลักการแบบ CMRR อาจจะได้ผลดีมาก แต่ในทางปฏิบัติจะมีความยุ่งยากมากคือ สัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างจะไม่เป็นศูนย์จริง ๆ สำหรับสัญญาณรบกวนเนื่องจากความไม่สมดุลกันของสัญญาณทางอินพุต ดังแสดงความสัมพันธ์ไว้ในภาพประกอบ 3.18 (ก) แสดงรายละเอียด และส่วนประกอบภายในของวงจรในภาพประกอบ 3.1 จะพบว่าแหล่ง กำเนิด

สัญญาณนั้นไม่สมดุลกันทั้งหมด รวมไปถึงการใช้สายนำสัญญาณที่มีชีลด์ด้วยสองเส้น ซึ่งอาจจะไม่เท่ากันทั้งสองเส้น

ภาพประกอบ 3.18 (ข) จะแสดงถึงวงจรสมบูรณ์ของภาพประกอบ 3.16 (ก) ซึ่งมีค่าความจุแฝง (C_1, C_2) ที่เกิดขึ้นมาจากสายนำสัญญาณกับกราวด์ หรือชีลด์ ตัวต้านทาน R_{S1} และ R_{S2}ในภาพประกอบ 3.18 (ก) เป็นค่าความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิดสัญญาณ ปกติจะมีค่าน้อยมาก แต่บางกรณี เช่น อุปกรณ์ตรวจจับทางแสงจะมีค่าความต้านทาน R_{S1} และ R_{S1} ที่สูงมาก รวมทั้งแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_{CS1} และ V_{CS1} มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะมีผลต่อสัญญาณที่จะถูกทำการขยายด้วย



(ก)

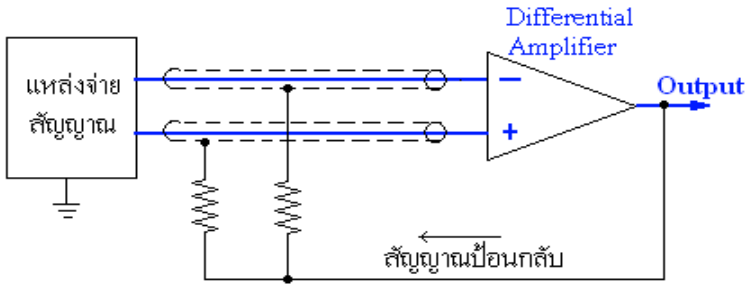


(ข)

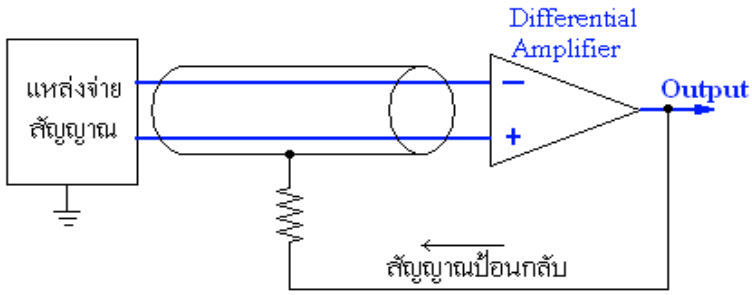
ภาพประกอบ 3.18 (ก) การเกิดค่าประจุแฝงในสายนำสัญญาณกับกราวด์หรือชีลด์
(ข) วงจรสมบูรณ์ของภาพประกอบ 3.18 (ก)

การแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในวงจรภาพประกอบ 3.18 สามารถแก้ไขได้โดยการป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตมายังชีลด์ของสายนำสัญญาณทางอินพุต แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.19 ซึ่งก็

สามารถทำได้สองลักษณะด้วยกัน ข้อสำคัญของการป้อนกลับแบบนี้ก็คือซีลด์ของสายนำสัญญาณจะต้องไม่ต่อลงกราวด์และเรียกวงจรชนิดนี้ว่าการ์ดซีลด์ (guard shielding)



(ก)



(ข)

ภาพประกอบ 3.19 (ก) การป้อนกลับมายังซีลด์แยกชุด
(ข) การป้อนกลับมายังซีลด์ร่วมชุดเดียว

3.8 สรุปท้ายบท

เนื้อหาโดยรวมของบทนี้ได้กล่าวถึง การออกแบบและวิเคราะห์วงจรขยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล โดยการเพิ่มอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม ด้วยวงจรขยายผลต่าง (Differential Amplifier) และวงจรเพิ่มอัตราการขจัดสัญญาณโหมดร่วม (CMRR enhancement Circuit) การกำจัดแรงดันไฟตรงที่เกิดขึ้นเนื่องจากตัวออปแอมป์ จากแรงดันครึ่งเซลล์ (Half–Cell Potential) และการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic interference, EMI) ด้วย DRL สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ การชีลด์ป้องกันสัญญาณรบกวน ส่วนในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงการจำลองสัญญาณ และการทดลองวงจรยายสัญญาณไบโอโพเทนเชียล