

สัญญาณรบกวนในวงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพ

Noise of ECG Front-End Amplifier Circuit

พัลลภ พันธุ์ปรีชารัตน์

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันวิศวกรรมมหานคร
คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
140 ถนนเชื่อมสัมพันธ์ แขวงกระทุ่มราย เขตหนองจอก กรุงเทพฯ 10530

Manuscript received December 1, 2020
Revised December 16, 2020

บทคัดย่อ

ความก้าวหน้าของเทคโนโลยีไมโครอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เกิดความสนใจในการตรวจวัดบันทึกสัญญาณชีวภาพซึ่งเป็นสัญญาณที่มีแอมพลิจูดและความถี่ต่ำ สำหรับการใช้งานด้านการศึกษาชีวภาพ ระบบบันทึกสัญญาณชีวภาพในปัจจุบันจะประกอบด้วยอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถบันทึกสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจประกอบด้วยสัญญาณแอมพลิจูดที่เล็กมาก จำเป็นต้องได้รับการประมวลผลโดย วงจรขยายชีวภาพที่มีอัตราขยายสัญญาณสูงและมีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่ดี สัญญาณรบกวนที่อ้างถึงในอดีตต้องต่ำมาก เพื่อการบันทึกสัญญาณประสาทที่ชัดเจนนอกเหนือจากนี้ ตามแนวโน้มปัจจุบันการออกแบบที่ใช้พลังงานต่ำเป็นสิ่งจำเป็นเช่นกัน ตัวชี้วัดประสิทธิภาพที่สำคัญของ วงจรขยายชีวภาพ ได้แก่ ปัจจัยด้านประสิทธิภาพของเสียงรบกวน

คำสำคัญ: สัญญาณชีวภาพ วงจรขยายส่วนหน้า สัญญาณรบกวน สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ABSTRACT

Advancement in microelectronics technology has been a rise in the interest for recording low amplitude, low frequency signals for neuroscience applications. For the use of biological system, the recording

biological system consists of large number of electrodes called 'micro-electrode arrays (MEA)' capable of recording signals from neural sites. The neural site consists of weak amplitude signals arising from nervous system. Because of their weak amplitude, they are first required to be processed by a neural amplifier with a high mid-band gain before further conditioning of the signals. One of the prime requisite for a neural amplifier is having good noise efficiency mainly because of the presence of background noise during recording. The input referred noise has to be very low for clear recording of neural signal. Based on the current trend, low power design is also a must. An important performance metric of a Neural Amplifier is the noise efficiency factor.

Keyword: Biological signal, Front end amplifier, noise signal, Electrocardiogram.

1. บทนำ

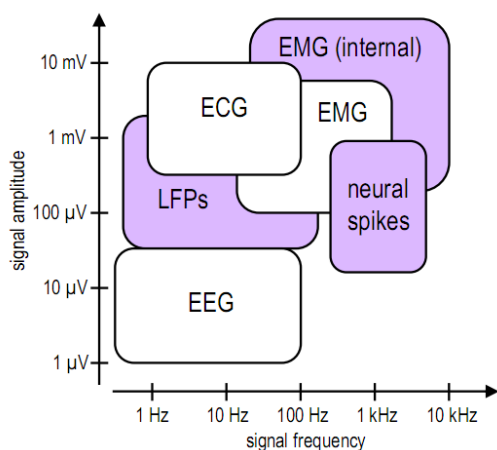
สัญญาณชีวภาพ คือ ศักย์ไฟฟ้าที่สร้างจากสมองเส้นประสาทและกล้ามเนื้อ ซึ่งเกิดขึ้นเองหรือจากการกระตุ้นก็ได้ โดยได้มีการศึกษาเพื่อตรวจวัดสัญญาณชีวภาพเหล่านี้ จนสามารถแบ่งแยกและแสดงคุณลักษณะของแอมพลิจูดต่อแบนด์วิดท์ ของสัญญาณชีวภาพ ดังรูปที่ 1 โดยสัญญาณชีวภาพในที่นี้แบ่งได้ ลักษณะคือ การวัดแบบสัมผัสกับร่างกายภายนอก (สื่อนอน) และ แบบสัมผัสภายในร่างกาย (สีกัม) ดังรูปที่ 1 ได้แก่ 1) การวัดแบบสัมผัสภายนอก เช่น คลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram: ECG) คลื่นไฟฟ้ากล้ามเนื้อ

(Electromyography : EMG) มีทั้งแบบภายในและภายนอก คลื่นไฟฟ้าสมอง (Electroencephalogram : EEG) 2) การวัดแบบสัมผัสภายใน เช่น คลื่นไฟฟ้าสมอง (Electroencephalogram: EEG) และเนื้อเยื่อประสาทเซลล์ประสาท (Neural spikes)

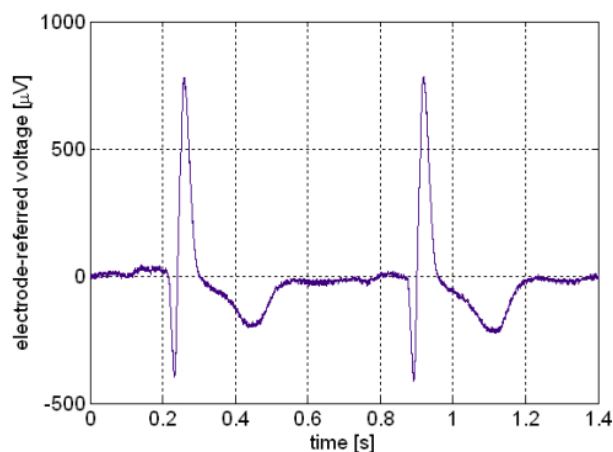
จากรูปที่ 2 แสดงคุณลักษณะทางแบนด์วิดท์และแอมพลิจูดของสัญญาณชีวภาพของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ECG) ความถี่ 0.05-250 เฮิร์ต /ขนาดแอมพลิจูด 0.5 - 4 mV รูปที่ 3 แสดงลักษณะคลื่นไฟฟ้ากล้ามเนื้อ (EMG) ความถี่ 20 - 1,000 เฮิร์ต /แอมพลิจูด 0.1 - 5 mV รูปที่ 4 แสดงลักษณะคลื่นไฟฟ้าสมอง (EEG) 0.5 - 150Hz /แอมพลิจูด 5-300 μ V ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณชีวภาพที่เกิดขึ้นนั้นมีขนาดเล็กมาก ทำให้การที่จะวัดสัญญาณเหล่านี้ออกมาประมวลผล จำเป็นต้องใช้วงจรที่จะตรวจจับและขยายสัญญาณให้ใหญ่พอที่จะนำมาวิเคราะห์ลักษณะของสัญญาณนั้นได้ ซึ่งจะต้องมีปัญหาอีกหลายประการเช่น การตรวจจับแบบสัมผัสโดยอิเล็กโทรด(Electrode) และ สัญญาณรบกวน

2 ชนิดของสัญญาณรบกวนในวงจรขยายส่วนหน้าชีวภาพ

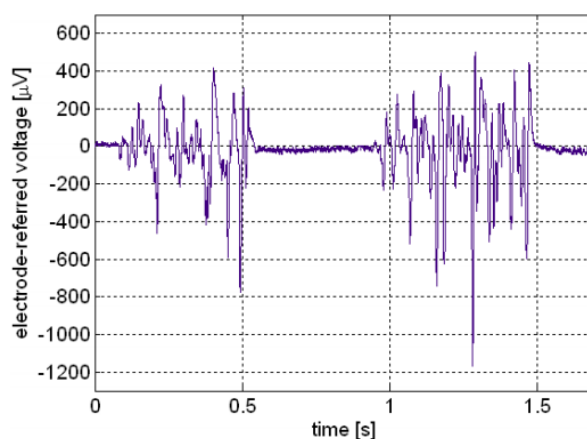
การประมวลผลสัญญาณอะนาล็อกในวงจรรวมจะถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน 2 ประเภท ได้แก่ สัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และสัญญาณรบกวนแวดล้อมแบบสุ่ม เช่น วงจรจะเกิดขึ้นผ่านสายกราวด์หรือผ่านสายของวงจร



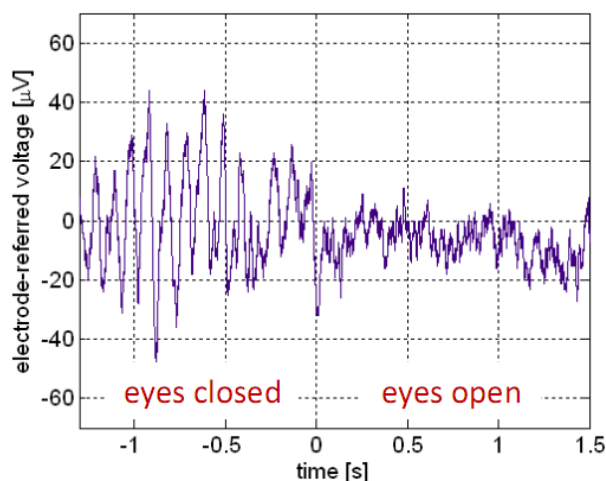
รูปที่ 1 คุณลักษณะทางแบนด์วิดท์และแอมพลิจูดของสัญญาณชีวภาพแบบต่าง [12]



รูปที่ 2 ลักษณะของสัญญาณ ECG [12]

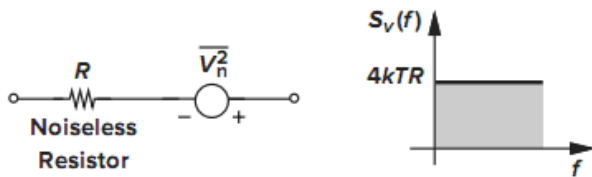


รูปที่ 3 ลักษณะของสัญญาณ EMG (Bicep contraction) [12]

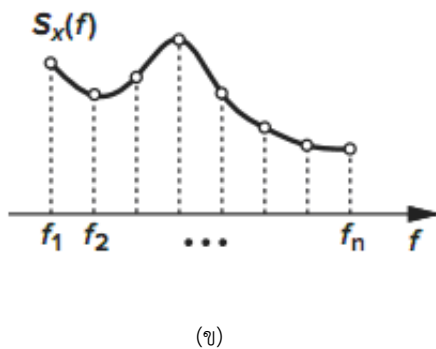
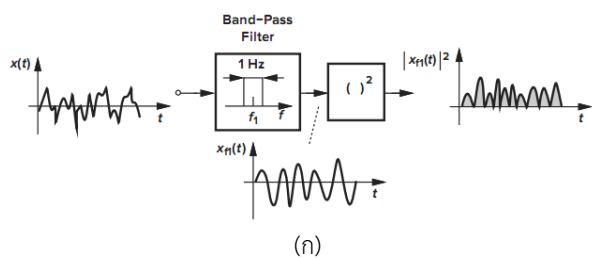


รูปที่ 4 ลักษณะของสัญญาณ EEG [12]

การหาค่าสัญญาณรบกวนมีวิธีการหาตามรูปที่ 6 โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านเท่ากับ 1 เฮิร์ตซ์ ทำการกรองปริมาณ สัญญาณรบกวนออกมา แล้วจึงกำลังสองเพื่อหาปริมาณของสัญญาณรบกวนได้ ค่าที่ได้เรียกว่าความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลัง เขียนแทนด้วย $S_v(f)$ และมีหน่วยเป็น V^2/Hz หรือถ้าต้องการเป็นแรงดันก็จะอยู่ในรูป $V/\sqrt{Hz}$



รูปที่ 5 สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal noise) [13]



รูปที่ 6 วิธีการหาค่าความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน [13]

3 สัญญาณรบกวนความร้อน

สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal Noise) ของตัวต้านทานเกิดจากการเคลื่อนที่แบบสุ่มของอิเล็กตรอนในตัวนำทำให้เกิดความผันผวนของแรงดันไฟฟ้าที่วัดผ่านตัวนำ แม้ว่ากระแสไฟฟ้า

เฉลี่ยจะเป็นศูนย์ก็ตาม ดังนั้นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนความร้อน จึงเป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิสัมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 5 สัญญาณรบกวนความร้อนของตัวต้านทาน R สามารถสร้างแบบจำลองโดยแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบอนุกรมโดยมีความหนาแน่นของสเปกตรัมด้านเดียว

$$S_v(f) = 4kTR, f \geq 0 \quad (1)$$

โดยที่ K คือค่าคงที่บอล์ซแมน (Boltzmann constant) มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}^{-1}$ และ T คืออุณหภูมิในหน่วยเคลวิน (Kelvin's) ซึ่งแสดงให้เห็นว่า "แรงดันไฟฟ้า" ของสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ $4kTR$ โดยที่ปริมาณนี้จะเป็นแรงดันสัญญาณรบกวนกำลังสอง บางตำราอาจเขียน $S_v(f)$ เป็น $\overline{V_n^2} = 4kTR$ โดยเขียนขีดทับบนแสดงเป็นค่าเฉลี่ย กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือใช้ $S_v(f)$ และ $\overline{V_n^2}$ สามารถใช้แทนกันได้

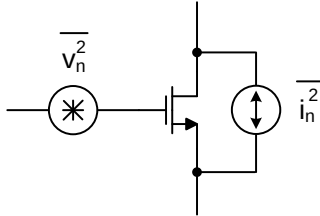
4 สัญญาณรบกวนกระพริบ

สัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker noise) ที่มีมากกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยสัญญาณรบกวนชนิดนี้ มีสาเหตุเกิดมาจากประจุพาหะบางส่วนในช่องทางเดินกระแสระหว่างชาซอร์ส (source gate) และชาเดรน (drain gate) ถูกยึดตัวไว้ และบางส่วนถูกปล่อยตัวออกมา ลักษณะทางความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลัง (Power spectrum density: PSD) มีรูปแบบที่แปรผกผันกับความถี่

ดังนั้นในช่วงย่านความถี่ต่ำ สัญญาณรบกวนชนิดนี้จึงมีผลค่อนข้างมากซึ่งถ้านำไปใช้ขยายสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำ สัญญาณที่ได้อาจมีความผิดเพี้ยน จนไม่สามารถนำไปใช้งานได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณในการแพทย์ ที่ส่วนใหญ่แล้วมีช่วงความถี่และขนาดที่ค่อนข้างต่ำ เช่น สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ECG)

วงจรรวมส่วนใหญ่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET transistor) ซึ่งทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต เป็นอุปกรณ์ที่สร้างสัญญาณรบกวนขึ้นมาจากตัวมันเองด้วย ทำให้จำเป็นศึกษาสัญญาณรบกวนที่เกิดจากทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ จากรูปที่ 7 แสดงสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์มอสเฟต ซึ่งมีอยู่สองแหล่งที่สำคัญคือ สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal noise) $\overline{I_n^2}$ และสัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker noise) $\overline{V_n^2}$ สัญญาณรบกวน

ความร้อน $\overline{I_n^2}$ เกิดจากการเคลื่อนที่ของประจุที่ได้รับพลังงานจากอุณหภูมิรอบข้าง



รูปที่ 7 สัญญาณรบกวนของมอสเฟต

สัญญาณรบกวนชนิดนี้มักเป็นสาเหตุหลักของสัญญาณรบกวนที่ส่งผลกระทบต่อวงจร สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal noise) $\overline{I_n^2}$ โดยปกติแล้วมักถูกเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสและมีค่าเท่ากับ

$$\overline{I_n^2} = 4kT \gamma g_m \quad (2)$$

โดยที่ K คือค่าคงที่บอล์ซแมน (Boltzmann constant) มีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$ และ T คืออุณหภูมิในหน่วยเคลวิน (Kelvin's coefficient) ส่วน γ (ในที่นี้ไม่ใช่ body effect coefficient) มีค่าเท่ากับ $2/3$ สำหรับทรานซิสเตอร์แบบช่องสัญญาณยาว (channel length) นอกจากนี้ยังแตกต่างกันไปบ้างตามแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกตและขาซอร์ส ตามหลักการทั่วไปเราถือว่า $\gamma = 1$

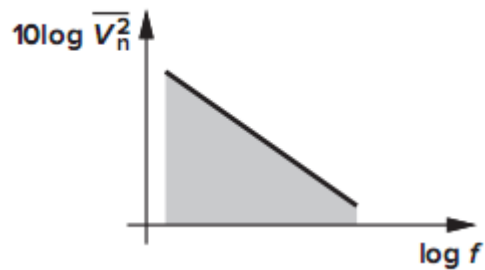
สัญญาณรบกวนกระพริบเป็นสัญญาณรบกวนอีกชนิดหนึ่งที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตสัญญาณรบกวนชนิดนี้เกิดจากประจุพาหะบางส่วน (ที่ระหว่างขาซอร์สและขาเกต) ถูกยึดตัวไว้ (Trapped) และบางส่วนถูกปล่อยตัวออกมา (Released) จากพันธะที่ไม่สมบูรณ์บริเวณรอยต่อของชั้นซิลิคอนและชั้นซิลิคอนไดออกไซด์บริเวณใต้เกต การยึดตัวไว้และปล่อยตัวประจุพาหะแบบสุ่มทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของประจุพาหะระหว่างขาซอร์สและขาเกตเป็นไปอย่างไม่ต่อเนื่องส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนกระพริบดังกล่าว

สัญญาณรบกวนกระพริบมักถูกแสดงในรูปของแรงดันที่ขาเกตและมีความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังเท่ากับ

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f} \quad (3)$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิต $10^{-25} \text{ V}^2 \text{ F}$

ด้วยวิธีการหาค่าความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน ในรูปที่ 6 จะได้ความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนนั้นแปรผกผันกับความถี่ดังแสดงในรูป 8 ซึ่งจะเห็นว่า ปรากฏการณ์ดังกล่าวและพล็อตที่เกี่ยวข้องกับพันธะเกิดขึ้นบ่อยกว่าที่ความถี่ต่ำ ด้วยเหตุนี้ flicker noise จึงเรียกอีกอย่างว่า $\frac{1}{f}$ noise ดังสมการที่ (3)



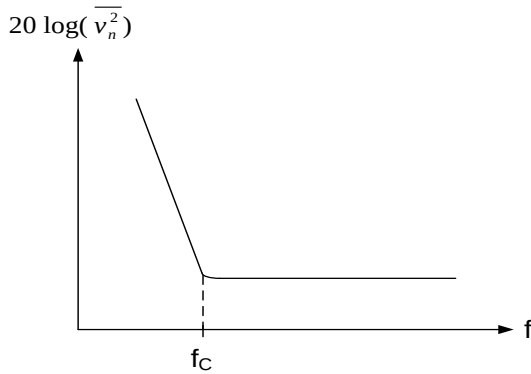
รูปที่ 8 สัญญาณรบกวนกระพริบ (Flicker noise spectrum) [12]

ในการหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน $\frac{1}{f}$ โดยวางเทียบกับสัญญาณรบกวนจากความร้อน บนแกนเดียวกัน เพื่อให้เห็นความหนาแน่นของสเปกตรัมทั้งสองบนแกนเดียวกัน (รูปที่ 9) จุดตัดความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนทั้งสอง f_c (Corner frequency) ทำหน้าที่เป็นตัววัดว่าส่วนใดของแถบสัญญาณที่ใช้ จะได้รับความเสียหายจากสัญญาณรบกวน flicker ในตัวอย่างข้างต้นมุมสัญญาณรบกวน $\frac{1}{f}$, f_c ของกระแสเอาต์พุตถูกกำหนดเป็น

$$4kT\gamma g_m = \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f_c} g_m^2$$

$$f_c = \frac{K}{\gamma C_{ox} W L} \cdot g_m \frac{1}{4kT} \quad (4)$$

จากรูปที่ 9 นี้ยังแสดงให้เห็นถึงความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนของมอสเฟต โดยเมื่อความถี่มีค่าน้อยกว่าความถี่มุม สัญญาณรบกวนกระพริบจะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนความร้อน อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่มีค่าสูงกว่าความถี่มุม สัญญาณรบกวนความร้อนจะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนกระพริบ



รูปที่ 9 ความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังสัญญาณรบกวนในมอสเฟต

โดยทั่วไปการตรวจจับคลื่นไฟฟ้าหัวใจจะดำเนินการโดยวงจรอะนาล็อกที่มีความแม่นยำ ซึ่งจะขยายสัญญาณชีวภาพที่ขนาดเล็กมาก และมีแบนด์วิดท์ต่ำในขณะที่มีสัญญาณรบกวน ในวงจรน้อยที่สุด ด้วยการใช้พลังงานที่จำกัด เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพที่จะกำจัดสัญญาณรบกวน จึงเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณชีวภาพสำหรับการตรวจจับสัญญาณชีวภาพ

5 สัญญาณรบกวนที่อินพุต

สัญญาณรบกวนที่อ้างอิงอินพุต IRN (Input Referred Noise) คือสัญญาณรบกวนที่เกิดที่อินพุตของวงจรขยายซึ่งควรที่จะต้องน้อยกว่าสัญญาณอินพุตมาก ๆ โดยปกติจะไม่สามารถหาค่าออกมาตรง ๆ ได้แต่จะใช้วิธีหาสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตก่อนจากนั้นทำการถ่ายโอนกลับมาที่อินพุตอีกครั้งจึงจะสามารถหาสัญญาณรบกวนที่อินพุตได้ สมการที่ (5)

$$\overline{V_{n_in}^2} = \frac{\overline{V_{n_out}^2}}{A_v^2} \quad (5)$$

ปัจจัยด้านประสิทธิภาพของสัญญาณรบกวน (Noise Efficiency Factor (NEF)) ตามที่กำหนดไว้ใน สมการที่ (6) เป็นการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่สร้างขึ้น เทียบกับวงจรที่มีมาก่อนหน้านี้ โดยเปรียบเทียบทั้งปริมาณสัญญาณรบกวน การใช้กระแสไฟฟ้าของวงจร(กระแสไบแอสทั้งหมดของวงจร) ในช่วงการทำงานแบบดีวิดท์เดียวกัน

นอกจากนี้ยังเป็นการแสดงลักษณะของการเทรโดฟของกำลังงานต่อสัญญาณรบกวนในระบบอีกด้วย (NEF ที่ทำได้ดีที่สุด = 1) นอกจากนี้ ปัจจัยด้านประสิทธิภาพของกำลังงาน Power Efficiency Factor (PEF) ก็เป็นปัจจัยที่ถูกใช้ ในการหาปริมาณประสิทธิภาพของ วงจรขยายชีวภาพเหล่านี้ด้วย

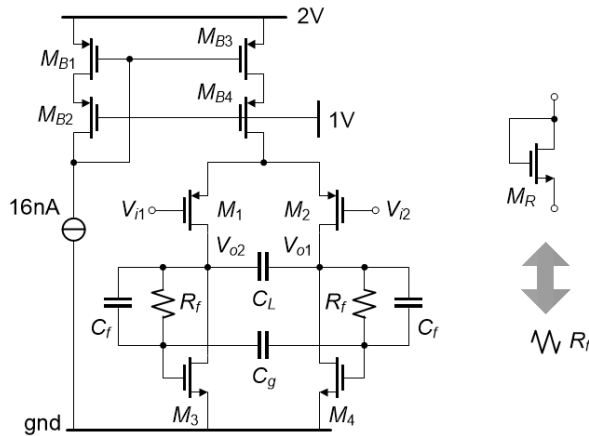
$$NEF = v_{rms_ni} \sqrt{\frac{2I_{total}}{\pi \cdot V_T \cdot k \cdot BW}} \quad (6)$$

$$PEF = NEF^2 V_{DD} \quad (7)$$

โดยที่ V_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal Voltage) , K คือ ค่าคงที่บอิลซ์แมน (Boltzmann constant) ($1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$) และ T คืออุณหภูมิสัมบูรณ์ ในหน่วยเคลวิน (Kelvins), I_{tot} คือ กระแสไบแอสทั้งหมดของวงจรขยาย, BW คือ ช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อวงจร V_{DD} คือ ไฟเลี้ยงวงจร และ v_{rms_in} คือสัญญาณรบกวนที่อ้างอิงอินพุต

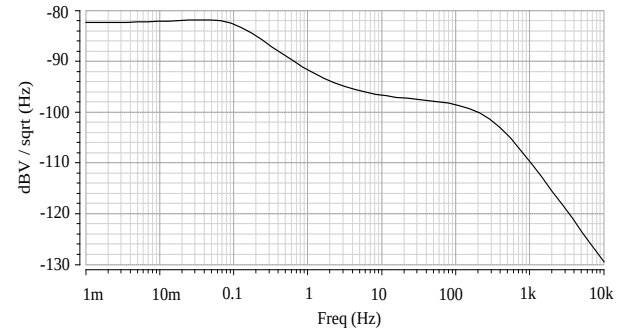
6 วงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพ

จากงานวิจัย [14] ได้ทำการวิจัยและทดลองสร้างวงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพเพื่อใช้วัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ECG) โดยใช้โครงสร้างวงจรแบบ differential-difference amplifier (DDA) ดังวงจรรูปที่ 10 วงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจ แบบ differential-difference amplifier DDA ที่สร้างขึ้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ MOS ที่มีค่าทรานคอนดักแตนซ์เป็น g_m และมีชุดป้อนกลับที่ใช้ตัวเก็บประจุ C_f กับ C_g แบบ on-chip poly-capacitors ส่วน ตัวต้านทาน R_f ที่สร้างจาก off-state PMOS หรือตัวต้านทานหลอก (Pseudo-resistor) และทรานซิสเตอร์ MB1 ถึง MB4 ทำหน้าที่เป็นวงจรจ่ายกระแส



รูปที่ 10 วงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพแบบ differential-difference amplifier (DDA) ที่สร้างขึ้นโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ MOS [14]

CMOS โดยกำหนดแรงดันไฟเลี้ยง V_{DD} ให้มีค่าเท่ากับ 2 V แรงดันอินพุตโหนดรวมมีค่าเท่ากับ 0.9 V แรงดันอินพุตโหนดผลต่างมีค่าเท่ากับ 1 mV



รูปที่ 11 ความหนาแน่นของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนเอาต์พุต [14]

7 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวนที่อินพุต (Input Referend Noise) จากวงจรขยายสามารถหา IRN (Input Referend Noise) (thermal) จากค่า g_m ซึ่งเป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ ของทรานซิสเตอร์ M1-M4

$$\overline{V_{n_{in}}^2} \cong 32n_p kT / 3g_m \quad (8)$$

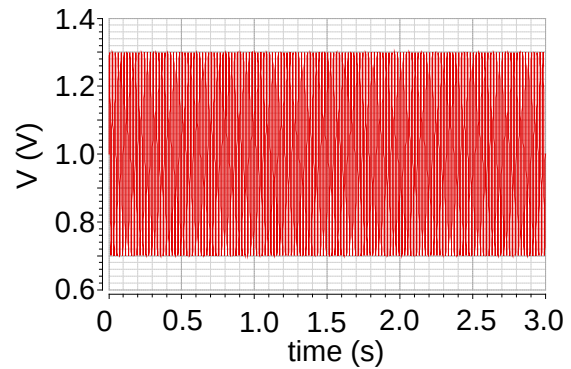
เมื่อ k คือ the Boltzman constant, T คือ the absolute temperature, and g_m คือ the transconductance of M_1 - M_4 .

เมื่อพิจารณา noise efficiency factor (NEF) ที่ช่วงแถบความถี่ (BW) $\omega_H \cong g_m / 2C_L$ จะได้

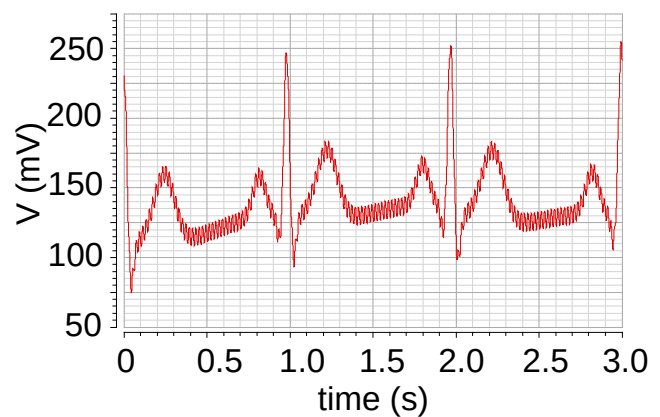
$$NEF = v_{rms_ni} \sqrt{\frac{2I_{total}}{\pi \cdot V_T \cdot 4kT \cdot BW}} \cong n_p \sqrt{\frac{16}{3}} \cdot 1.05 \approx 3$$

8 ผลจำลองการทำงานของวงจร

ทำการจำลองการทำงานของวงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพที่สร้างขึ้นโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ MOS ตามรูปที่ 10 เมื่อทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence 0.35 μm



(ก) อินพุตสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจถูกสัญญาณรบกวน



(ข) สัญญาณเอาต์พุต

รูปที่ 12 ผลการจำลองผลการตอบสนองชั่วขณะ [14]

ทำการคำนวณหาความหนาแน่นของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรที่แสดงในรูปที่ 11 ในช่วงความถี่ 0.1-279 Hz. จะหาสัญญาณรบกวนอ้างอิงอินพุต(input referred noise) ได้ค่าเป็น 2 μVrms และเมื่อนำค่านี้ไปคำนวณหาประสิทธิภาพ noise efficiency factor (NEF) และ power efficiency factors (PEF) ได้ค่าเป็น ที่ 2.71 และ 13.2 ตามลำดับ

รูปที่ 12 แสดงการตอบสนองชั่วคราวของวงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่มีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 12 (ก) และ 12 (ข) ตามลำดับ โดยแสดงให้เห็นว่าที่อินพุตสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจถูกสัญญาณรบกวนครอบคลุมอย่างสมบูรณ์ จากการเหนี่ยวนำไฟฟ้าในสภาวะแวดล้อม 300mV/50Hz, จากแรงดันออฟเซตที่อิเล็กโทรด (The Electrode-tissue Interfaces) 0.1V offset แต่สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจยังคงปรากฏได้ที่เอาต์พุต จากผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจสามารถทำงานได้ดี

ตารางที่ 1 ผลเปรียบเทียบคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรขยายคลื่นไฟฟ้าหัวใจ [14]

	งานวิจัย [2]	งานวิจัย [4]	งานวิจัย [10]	งานวิจัย [11]	งานวิจัย [13]
I_{total} [μA]	15	485	10.08	8.5	0.336
V_{DD} [V]	1.2	3	0.5	3.3	2
Power [μW]	18	1455	5.04	28.05	0.672
Gain [dB]	52	80	49.2	32	40
BW [Hz]	1k	150	300	10.3k	279
IRN [μVrms]	4.2	0.86	4.9	1.94	2
NEF	7	NA	5.99	2.1	2.71
PEF	58.8	NA	17.96	14.6	13.2

9 สรุป

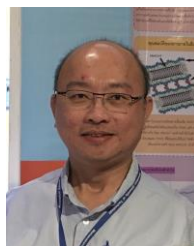
บทความนี้ได้นำเสนอการเกิดขึ้นของสัญญาณรบกวนของวงจรขยายส่วนหน้าสำหรับสัญญาณชีวภาพและได้ใช้ วงจรขยายสำหรับการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจเป็นตัวอย่างในการแสดงให้เห็นถึงการ

มีอยู่ของสัญญาณรบกวน 2 ประเภท ได้แก่ สัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ได้แก่ สัญญาณรบกวนความร้อน กับสัญญาณรบกวนกระพริบ และ สัญญาณรบกวนแวดล้อม (50Hz) รวมทั้งวิธีการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่สร้างขึ้น เทียบกับวงจรที่มีมาก่อนหน้านี้ โดยเปรียบเทียบทั้งปริมาณสัญญาณรบกวน การใช้กระแสไฟฟ้าของวงจร (กระแสไบแอสทั้งหมดของวงจร) ในช่วงการทำงานแบบดีวีดีเดียวกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Yan and J. Bae, "Challenges of Physiological Signal Measurements Using Electrodes: Fundamentals to Understand the Instrumentation," IEEE Solid-State Circuits Magazine, vol. 9, no. 4, pp. 90-97, Fall 2017.
- [2] A. Bagheri, M. T. Salam, J. L. Perez Velazquez, and R. Genov, "Low-Frequency Noise and Offset Rejection in DC-Coupled Neural Amplifiers: A Review and Digitally-Assisted Design Tutorial," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 11, no. 1, pp. 161-176, Feb. 2017.
- [3] R. F. Yazicioglu, P. Merken, R. Puers and C. Van Hoof, "A 6uW 60 nV/sqrtHz Readout Front-End for Portable Biopotential Acquisition Systems," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 5, pp. 1100-1110, May 2007.
- [4] K. A. Ng and P. Chan, "A CMOS analog front-end IC for portable EEG/ECG monitoring applications," IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers, vol. 52 no. 11 pp. 2335-2347 Nov. 2005.
- [5] R. R. Harrison and C. Charles, "A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38 no. 6 pp. 958-965 Jun. 2003.
- [6] S. Thanapitak and C. Sawigun, "A Subthreshold Buffer-Based Bi-quadratic Cell and its Application to Biopotential Filter Design," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 65, no. 9, pp. 2774-2783, Sept. 2018.
- [7] C. Sawigun and S. Thanapitak, "A 0.9-nW, 101-Hz, and 46.3- μVrms IRN Low-Pass Filter for ECG Acquisition Using FVF Bi-quads," IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, (in press). doi: 10.1109/TVLSI.2018.2863706
- [8] Y. Chen et al., "An Injectable 64 nW ECG Mixed-Signal SoC in 65 nm for Arrhythmia Monitoring," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 50, no. 1, pp. 375-390, Jan. 2015.
- [9] M. S. J. Steyaert, W. M. C. Sansen, and C. Zhongyuan, "A micropower low-noise monolithic instrumentation amplifier for medical purposes," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. sc-22, no. 6, pp. 1163-1168, Dec. 1987.

- [10] R. Muller, S. Gambini, and J. M. Rabaey, "A 0.013 mm², 5uW, DC-Coupled Neural Signal Acquisition IC With 0.5 V Supply," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 47, no. 1, pp. 232-243, Jan. 2012.
- [11] J. Oreggioni, A. A. Caputi, and F. Silveira, "Current-Efficient Preamplifier Architecture for CMRR Sensitive Neural Recording Applications," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 12, no. 3, pp. 689-699, June 2018.
- [12] R.R. Harrison, "A versatile integrated circuit for the acquisition of biopotentials," In: IEEE 2007 CICC Digest Tech.Papers, San Jose, CA, pp. 115-122, 2007.
- [13] Razavi, Behzad. Design of Analog CMOS Integrated Circuits Second Edition
- [14] Panlop Pantuprecharat, Suphawut Masaree, Prajuab Pawarangkoon, and Chutham Sawigun "A 0.672 μ W, 2 μ Vrms CMOS Current-Feedback ECG Pre-amplifier With 77 dB CMRR," IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems 15th, pp 393-396, 2019.



พัลลภ พันธุ์ปรีชารัตน์ จบการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต มหาวิทยาลัย
เทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันเป็นเป็นอาจารย์
ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันวิศวกรรม
มหานคร (MIU) คณะวิศวกรรมศาสตร์และ
เทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ดำรง
ตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

หัวข้องานวิจัยที่สนใจ ECG and bio-potential amplifier, micro-power
Analogue IC Design, Audio Electronics and Digital Audio Electronic