

การประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด
ในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

SpO₂ ESTIMATION BASED ON AMPLITUDE MODULATION INDEX IN
TIME AND FREQUENCY DOMAINS

พัฒนะ คัยนันท์

PATTANA KAINAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2566

KMITL-2023-EN-D-018-021

SpO₂ ESTIMATION BASED ON AMPLITUDE MODULATION INDEX IN
TIME AND FREQUENCY DOMAINS

PATTANA KAINAN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2023
KMITL-2023-EN-D-018-021

COPYRIGHT 2023

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ใบรับรองการสอบวิทยานิพนธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่
Thesis Title	SpO2 ESTIMATION BASED ON AMPLITUDE MODULATION INDEX IN TIME AND FREQUENCY DOMAINS
นักศึกษา	นายพัฒนะ คัยนันท์
รหัสประจำตัว	60601155
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน
หมายเลขวิทยานิพนธ์	KMITL-2023-EN-D- 018-021
วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ	วันศุกร์ที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2566 เวลา 10.00 – 12.00 น.
สถานที่สอบ	ณ ทางออนไลน์แบบ Video Call

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองการสอบในวันและเวลาดังกล่าว

(รองศาสตราจารย์ ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2566



คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
แบบรับรองความถูกต้องของวิทยานิพนธ์

ชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

ชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

ชื่อนักศึกษา นายพัฒนะ คัยนันท์

รหัสนักศึกษา 60601155

หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

วิทยานิพนธ์เรื่อง

(ภาษาไทย) การประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดใน
โดเมนเวลา และโดเมนความถี่

(ภาษาอังกฤษ) SpO₂ Estimation Based On Amplitude Modulation Index In Time and
Frequency Domains

ข้าพเจ้าในฐานะอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ขอรับรองความถูกต้องของวิทยานิพนธ์ตามข้อบังคับ
สถาบันว่าด้วย การศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา ปี พ.ศ. ๒๕๕๙

ปราโมทย์ วาดเขียน

(ปราโมทย์ วาดเขียน)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์



คำสั่งคณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ที่ ๐๖๓/๒๕๖๖
เรื่อง แต่งตั้งกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ นายพัฒน ภัยนันท์

ตามที่ นายพัฒน ภัยนันท์ รหัสประจำตัว 60601155 หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ได้ทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง “การตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ (PULSE OXIMETRY DETECTOR BASED ON AM MODULATION INDEX WITH TIME AND FREQUENCY DOMAIN)” โดยมี รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ทั้งนี้ตามที่ประชุมคณะกรรมการประจำส่วนงานวิชาการ โดยผ่านการเวียนตามบันทึกข้อความ ที่ อว 7002(4)/e 0116 ในวันที่ 31 มกราคม 2566 มีมติแต่งตั้งกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ดังนี้

1. ศ.ดร. วุฒิพงศ์	อารีกุล	ประธานกรรมการ	(ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอกสถาบัน)
2. รศ.ดร. มนต์รี	ศิริปรัชญานันท์	กรรมการ	(ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอกสถาบัน)
3. รศ.ดร. พิสิฐ	บุญศรีเมือง	กรรมการ	
4. ผศ.ดร. ตฤยา	ลิมปิติ	กรรมการ	
5. รศ.ดร. จีรสุดา	โกษิยาภรณ์	กรรมการ	
6. รศ.ดร. ปราโมทย์	วาดเขียน	กรรมการและเลขานุการ	

ทั้งนี้ ให้ดำเนินการจัดสอบในวันศุกร์ที่ 24 มีนาคม พ.ศ. 2566 เวลา 10.00 – 12.00 น.
ทางออนไลน์แบบ Video Call

สั่ง ณ วันที่ ๕ กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2566

(รองศาสตราจารย์ ดร.สมยศ เกียรติวนิชวิไล)
คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่
นักศึกษา	พัฒนะ คัยนันท์
รหัสประจำตัว	60601155
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพีพจรที่ระบบมีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงภายในหัววัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดเป็นสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน จากค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่คำนวณมาจากค่าดัชนีการมอดูเลตแบบเอเอ็มทั้งหมด 3 วิธี ซึ่งประกอบไปด้วย 1) การประมาณค่าจากค่าดัชนีการมอดูเลตในโดเมนเวลา 2) การประมาณค่าจากค่าดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ร่วมกับตัวกรองความถี่แถบผ่าน และ 3) การประมาณค่าจากค่าดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ที่ไม่มีตัวกรองความถี่แถบผ่าน โดยจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรมแมทแลบร่วมกับเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด พบว่าระบบที่ออกแบบจะมีประสิทธิภาพความแม่นยำอยู่ที่ $97.9493\% \pm 0.8995$, $98.3361\% \pm 1.2363$ และ $98.6902\% \pm 1.3223$ สำหรับการทดสอบทั้ง 3 ตามลำดับ และเพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบที่ออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการสร้างตัวต้นแบบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดที่มีพื้นฐานการวัดจากวิธีที่ 3 ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ และทำการทดสอบวัดค่าจากกลุ่มอาสาสมัครจำนวน 50 คน โดยมีท่าทางการวัด และสภาพแวดล้อมทั้งหมด 4 รูปแบบ พบว่าเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นให้ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ในแต่ละรูปแบบการวัดเป็น 1.91, 2.13, 2.72 และ 2.85 ตามลำดับ

Thesis	SpO ₂ Estimation Based On Amplitude Modulation Index In Time and Frequency Domains
Student	Pattana Kainan
Student ID	60601155
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Prof. Dr. Paramote Wardkein

Abstract

This thesis proposed the pulse oxygen saturation estimation based on controlling two light sources by using 2 different frequency cosine signals. For calculating the pulse oxygen saturation, the light absorbance ratio which is used as the dominant component to calculate the pulse oxygen saturation is determined by using AM modulation index for 3 methods. The first one 1) AM modulation index for the conventional AM method in the time-domain, the second one 2) AM modulation index is found by using 2 AM spectrums in the frequency-domain which are separated with 2 band-pass filters, and the last one 3) the AM modulation index is determined in the frequency-domain without separated 2 AM signals each other. In this thesis all of the methods for determining the light absorbance ratio are performed on MATLAB program and are tested by the pulse oximeter tester which gives the accuracy for the first method 1), the second method 2) and the third method 3) are $97.9493\% \pm 0.8995$, $98.3361\% \pm 1.2363$ and $98.6902\% \pm 1.3223$ respectively. To confirm the real implementation of the proposed method, the embedded pulse oximeter is made by using the third algorithm for measuring the pulse oxygen saturation it is tested in 4 real scenarios with 50 subjects and it gives the relative error of 4 real scenarios are 1.91, 2.13, 2.72 and 2.85 respectively.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้เกิดจากการสนับสนุนจาก ศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของข้าพเจ้า ทั้งเรื่องแนวความคิด อุปกรณ์ และอื่นๆ อีกทั้งยังคอยผลักดันข้าพเจ้าให้มีความมุ่งมั่นและกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

นอกจากนี้ขอขอบคุณ บริษัท ทริท เมด จำกัด ที่ให้ความอนุเคราะห์เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester สำหรับทดสอบระบบวิธีการที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณบิดา มารดา ครอบครัวของข้าพเจ้า คุณเชียรรัตน์ หลีวิจิตร และคุณปฎิมา เนตรล้อมวงศ์ ผู้ซึ่งให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ขอขอบคุณ คุณสุภัสสรา วิริยธนชิต และคุณมนัสวี รุ่งแกร สำหรับการเป็นที่ปรึกษาคุณภาพ และทำให้งานวิจัยชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอขอบคุณมิตรสหายทุกท่าน ที่เอื้อ และไม่ได้เอื้อชื่อ

ประโยชน์ใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พัฒนะ คัยนันท์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	I
Abstract.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มา และความสำคัญ.....	1
1.2 จุดมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 การวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด.....	4
2.2.1 กฎของเบียร์ และแลมเบิร์ต (Beer-Lambert’s Law).....	4
2.2.2 ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด (Blood Oxygen Saturation).....	6
2.2.3 การวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร (Pulse Oximetry).....	8

2.2.4 การหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนเวลา (วิธีการดั้งเดิม 1).....	13
2.2.5 การหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนความถี่ (วิธีการดั้งเดิม 2)	17
2.3 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation: AM)	19
2.3.1 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation).....	19
2.3.2 การดีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด (AM Demodulation).....	23
2.3.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency-Division Multiplexing: FDM).....	24
2.4 ตัวกรองความถี่ (Filter)	26
2.4.1 ระบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด	27
2.4.2 ระบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด.....	28
2.4.3 ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	30
2.4.4 ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่แถบผ่าน	31
2.5 อนุกรมฟูรีเยร์ (Fourier Series).....	32
2.6 ไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 (ESP32 Microcontroller)	33
2.7 เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด	34
2.8 ตัวแปรที่ใช้เปรียบเทียบ	35
2.8.1 ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (Relative Error).....	35
2.8.2 ค่าความเที่ยงตรงสัมพัทธ์ (Relative Accuracy).....	36
2.8.3 ค่าความแม่นยำ (Precision)	36
2.9 งานที่เกี่ยวข้อง.....	37
บทที่ 3 การตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด ในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่.....	40
3.1 กล่าวนำ.....	40

3.2 การตรวจสอบค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดใน โดเมนเวลา และโดเมนความถี่.....	40
3.2.1 กล่าวนำ.....	40
3.2.2 การตรวจสอบค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด ในโดเมนเวลา.....	43
3.2.3 การตรวจสอบค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด ในโดเมนความถี่.....	46
3.2.4 การออกแบบระบบ.....	51
3.3 เครื่องวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่นำเสนอ	55
3.3.1 กล่าวนำ.....	55
3.4 การทดลอง	57
3.4.1 การตรวจสอบค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต เชิงขนาด	58
3.4.2 การทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์	58
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	60
4.1 กล่าวนำ.....	60
4.2 การตรวจสอบค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการ มอดูเลตเชิงขนาดใน โดเมนเวลา และโดเมนความถี่.....	60
4.2.1 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 70% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	63
4.2.2 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 85% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	69
4.2.3 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	72
4.2.4 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที.....	75
4.2.5 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที.....	78

4.3 การทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์	83
4.3.1 สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง	83
4.3.2 การบันทึกสัญญาณพีพีจีเอพีดีเอ็ม	84
4.3.3 เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง	87
4.3.4 การทดสอบใช้งานจริง	89
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ	92
5.1 สรุปผลการทดลอง	92
5.2 ข้อเสนอแนะ	92
เอกสารอ้างอิง	93
ภาคผนวก.....	98

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงรายละเอียดของวิธีการที่นำเสนอ และวิธีการดั้งเดิม.....	50
4.1 ค่าความแม่นยำ และค่าความเที่ยงตรง	82
4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์เฉลี่ยของการทดสอบใช้งานจริง	90

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างการดูดซับแสงของเบียร์ และแลมเบิร์ตของตัวกลางเนื้อเดียว	5
2.2 ตัวอย่างการดูดซับแสงของเบียร์ และแลมเบิร์ตของตัวกลางไม่เป็นเนื้อเดียว	6
2.3 ฮีโมโกลบินภายในเลือด	7
2.4 การใช้งานเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจร	8
2.5 ตัวอย่างสัญญาณพีพีจีที่วัดได้จากตัวรับแสงในโพรบ	14
2.6 วงจรขยายทรานซิมพีแดนซ์	17
2.7 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจี	18
2.8 โครงสร้างของการมอดูเลตเชิงขนาด	20
2.9 ตัวอย่างสัญญาณ	21
2.10 องค์ประกอบทางความถี่	22
2.11 โครงสร้างของตัวตรวจจับแบบซิงโครนัส	23
2.12 โครงสร้างของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	24
2.13 โครงสร้างการกู้สัญญาณข่าวสารในสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	25
2.14 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	26
2.15 ผลตอบสนองทางความถี่	27
2.16 โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด	28
2.17 โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด	29
2.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน	30
2.19 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน	31
2.20 บอร์ดอีเอสพี 32	34
2.21 เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด	35
3.1 โครงสร้างของการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดที่นำเสนอใน [4]	41
3.2 ตัวอย่างสัญญาณ	44

3.3 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพีพจรด้วยค่าดัชนีการ มอดูเลตเชิง ขนาดในโดเมนเวลา	46
3.4 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอเอ็ม	47
3.5 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพีพจรด้วยค่าดัชนีการ มอดูเลตเชิง ขนาดในโดเมนความถี่	48
3.6 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพีพจรด้วยค่าดัชนีการ มอดูเลตเชิง ขนาดในโดเมนความถี่แบบไม่มีตัวกรองความถี่แถบผ่าน	49
3.7 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็ม	49
3.8 ภาพรวมของระบบที่นำเสนอ	51
3.9 หัววัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด	52
3.10 วงจรขยายแบบทรานอิมพีแดนซ์	53
3.11 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	54
3.12 การทำงานของไอเอสพี 32	56
4.1 การทดลอง	61
4.2 สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง	62
4.3 สัญญาณที่ตัวรับแสงวัดได้เมื่อผ่านวงจรขยาย	63
4.4 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็ม	64
4.5 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงสีแดง	64
4.6 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงอินฟราเรด	65
4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน	66
4.8 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที ของแสงสีแดง	67
4.9 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที ของแสงอินฟราเรด	67
4.10 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มของแสงสีแดงที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตรา การเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	68
4.11 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มของแสงอินฟราเรดที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	68

4.12 สัญญาณพีพีจี	69
4.13 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อ นาที.....	70
4.14 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	70
4.15 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที ในโดเมนเวลา.....	71
4.16 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที.....	71
4.17 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อ นาที.....	72
4.18 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของ หัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	73
4.19 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที ในโดเมนเวลาของ.....	74
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของ หัวใจ 60 ครั้งต่อนาที	74
4.21 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อ นาที.....	75
4.22 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของ หัวใจ 100 ครั้งต่อนาที	76
4.23 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อ นาทีในโดเมนเวลา.....	77
4.24 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที.....	77
4.25 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อ นาที.....	78

4.26	สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความถี่ตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที	79
4.27	สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความถี่ตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาทีในโดเมนเวลา	80
4.28	สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความถี่ตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที	80
4.29	เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve)	81
4.30	ความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์	82
4.31	สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง	84
4.32	สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ถูกบันทึกโดยฮีสที 32	85
4.33	องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็ม	86
4.34	องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงสีแดง	86
4.35	องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงอินฟราเรด	87
4.36	เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve)	88
4.37	ความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์	89
4.38	เครื่องวัดความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดต้นแบบที่สร้างขึ้น	91

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มา และความสำคัญ

ในช่วงปลายปีพ.ศ. 2562 (2019) เป็นจุดเริ่มต้นของการระบาดของเชื้อไวรัสโคโรนาสายพันธุ์ 2019 และถูกเรียกภายหลังว่าโรคโควิด 19 (COVID-19) ผู้ป่วยบางรายจะไม่พบอาการร้ายแรง แต่จะมีสภาวะขาดออกซิเจน [1] สำหรับการเฝ้าระวังภาวะขาดออกซิเจนสามารถทำได้โดยการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือด (Blood Oxygen Saturation) ด้วยเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดปลายนิ้ว (Fingertip Pulse Oximeter) ซึ่งเครื่องวัดออกซิเจนในเลือดปลายนิ้วจะทำงานโดยการส่องแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ผ่านปลายนิ้วมือไปยังตัวรับแสง เพื่อวัดความเข้มแสงที่เดินทางผ่านนิ้วมือ จากนั้นคำนวณหาอัตราส่วนการดูดซับของแสง และประมาณค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากสัญญาณที่ตัวรับแสงวัดได้ [2]

สัญญาณที่ตัวรับแสงวัดได้จะมีชื่อเรียกเฉพาะว่าสัญญาณโฟโตเพลธิสมोगราฟี หรือสัญญาณพีพีจี (Photoplethysmography: PPG) ข้อจำกัดสำคัญของเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดปลายนิ้วคือ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหว (Motion Artifact: MA) สัญญาณรบกวนนี้จะไปทำให้ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณพีพีจีเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งส่งผลให้การประมาณค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดผิดเพี้ยนไปจากความเป็นจริง

จากการศึกษาค้นคว้าพบว่ามีความพยายามในการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหวอยู่หลากหลายวิธี วิธีการหนึ่งที่น่าสนใจคือ การคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่โดยปกติแล้วการคำนวณจะเกิดขึ้นในโดเมนเวลา เปลี่ยนไปเป็นคำนวณในโดเมนความถี่โดยใช้หลักของอนุกรมฟูเรียร์ [3] พบว่าในการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนความถี่จะให้ความสนใจเฉพาะฮาร์โมนิกที่ 1 ของสัญญาณ (ความถี่แรกที่มีขนาดมากที่สุดในช่วงความถี่ที่สอดคล้องกับอัตราการเต้นของหัวใจจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 – 2 เฮิร์ตซ์ สำหรับคนสุขภาพดี) และขนาดของสัญญาณที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์

อีกวิธีการหนึ่งที่น่าสนใจคือ การลดสัญญาณรบกวนโดยการเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณที่ตัวรับแสงวัดได้ในช่วงความถี่ต่ำ [4] โดยการควบคุมการทำงานของแหล่งกำเนิดแสงสีแดง และอินฟราเรดในหัววัดด้วยสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่แตกต่างกัน 2 สัญญาณ แทนสัญญาณสี่เหลี่ยม 2 สัญญาณที่มีเฟสแตกต่างกัน ผลลัพธ์ที่ได้ นอกจากสัญญาณรบกวนจะมีขนาดลดลงแล้ว ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณที่ตัวรับแสงรับได้ยังมีลักษณะ

เป็นสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบเอเอ็มจำนวน 2 สัญญาณที่รวมกันอยู่ในลักษณะที่มีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

สำหรับการประมาณค่าความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดจากวิธีการในเอกสารอ้างอิงที่ [4] ทำได้โดย แยกสัญญาณเอเอ็ม (AM) ทั้ง 2 ออกจากกันด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน 2 ตัวที่มีความถี่กึ่งกลางสอดคล้องกับความถี่ที่ใช้ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงทั้ง 2 จากนั้นทำการตีมอดูเลตสัญญาณ และนำสัญญาณที่ถูกล้อมาได้ไปประมาณค่าความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดได้ตามปกติ แต่วิธีการนี้เป็นวิธีการที่มีการเสนอแนวคิด และทดลองในห้องปฏิบัติการเพียงเท่านั้น ยังไม่ได้มีนำไปใช้ในทางปฏิบัติ รวมถึงพัฒนาเป็นอุปกรณ์

1.2 จุดมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1) นำเสนอระบบสำหรับประมาณค่าความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดโดยการคำนวณอัตราส่วนการดูดซับของแสงจากดัชนีการมอดูเลตเอเอ็มในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่
- 2) สร้างเครื่องวัดความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดจากระบบที่นำเสนอ

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

โดยทั่วไปแล้วค่าความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดที่วัดจากเครื่องวัดปลายนิ้วจะประมาณมาจากค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่ได้มาจากสัญญาณพีพีจีที่วัดได้ ซึ่งการลดผลกระทบจากการเคลื่อนไหวโดยการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน [4] [5] [6] ส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนที่มากขึ้น เพราะกระบวนการในการกู้กลับสัญญาณมีกระบวนการที่แตกต่างจากระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยม แต่จากหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นจะพบว่าค่าดัชนีการมอดูเลตคืออัตราส่วนระหว่างขนาดของข่าวสาร และขนาดของคลื่นพาห์ จึงมีความเป็นไปได้ว่าหากข่าวสารเป็นสัญญาณพีพีจี อัตราส่วนของค่าดัชนีการมอดูเลตระหว่างสัญญาณพีพีจีเอเอ็ม (PPG AM) ของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด จะมีค่าเท่ากับค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง

เช่นเดียวกันในทางโดเมนความถี่การประมาณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงจากสัญญาณพีพีจีสามารถทำได้โดยใช้องค์ประกอบทางความถี่อยู่ 2 องค์ประกอบ ได้แก่ องค์ประกอบที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ และองค์ประกอบที่เป็นฮาร์โมนิกที่ 1 ซึ่งในการทำการมอดูเลตเชิงขนาดเป็นการเลื่อนย่านความถี่ของสัญญาณข่าวสารที่อยู่ในช่วงความถี่ต่ำ ให้มาอยู่ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น จึงทำให้องค์ประกอบที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ ถูกเลื่อนมาอยู่ที่ย่านความถี่สูง และจะมีค่าเป็นขนาดของสัญญาณคลื่นพาห์ และองค์ประกอบที่เป็นฮาร์โมนิกที่ 1 จะถูกพิจารณาเป็นองค์ประกอบแรกที่มีขนาดมากที่สุดที่อยู่ภายในไซด์แบนด์ของสัญญาณเอเอ็ม และในการพิจารณาในโดเมนความถี่จะพบว่า ในการคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงจะสามารถทำได้โดยตรงจากสัญญาณที่รวมกันอยู่ใน

ลักษณะที่มีการมัลติเพิล็กซ์แบบแบ่งความถี่ โดยไม่จำเป็นจะต้องมีการใช้ตัวกรองความถี่แถบผ่าน ดังนั้นวิธีการที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอจะสามารถลดความซับซ้อนของระบบโดยรวมลงไปได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขอบเขตในการศึกษาคือ ออกแบบระบบในการวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรโดยอาศัยค่าดัชนีการมอดูเลตเอเอ็มในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการดูดซับของแสงของระบบที่นำเสนอ และค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด

สำหรับการหาความสัมพันธ์นั้นจะอาศัยเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดในการจำลองค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด

เมื่อเห็นว่าระบบสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบส่วนสุดท้ายจะเป็นการสร้างเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรที่มีพื้นฐานมาจากระบบที่นำเสนอด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32

1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วย

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงที่มา ความสำคัญ จุดมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ สมมติฐาน ขอบเขต และโครงประกอบของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงทฤษฎีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วย หลักการวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร การมอดูเลตเชิงขนาด ตัวกรองความถี่ อนุกรมฟูเรียร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด และหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 กล่าวถึง การประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร ด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด ในโดเมนเวลา และความถี่ การออกแบบระบบ การออกแบบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด และการออกแบบการทดลอง

บทที่ 4 ผลการทดลอง

บทที่ 5 บทสรุป และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แก่ การวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจร การมอดูเลตเชิงขนาด การมัลติเพล็กซ์ ตัวกรองความถี่ และอนุกรมฟูเรียร์ ตามลำดับ อีกทั้งในส่วนท้ายจะเป็นการทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

2.2 การวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด

ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด (Blood Oxygen Saturation: SaO_2) คือ ค่าที่บ่งบอกปริมาณออกซิเจนที่อิ่มตัวอยู่ในเลือด ค่านี้สามารถนำไปใช้วินิจฉัยโรค หรือใช้ในขณะที่มีการผ่าตัดผู้ป่วย

โดยทั่วไปแล้วค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดของคนที่มีสุขภาพดีจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 95 - 100% ซึ่งหากต่ำกว่า 95% จะถูกวินิจฉัยว่ามีภาวะเนื้อเยื่อพร่องออกซิเจน อาการบ่งชี้จะมีลักษณะเช่น ผิวหนังซีด หรือเป็นสีเขียว มึนงง หายใจถี่ หรือหัวใจเต้นเร็ว เป็นต้น

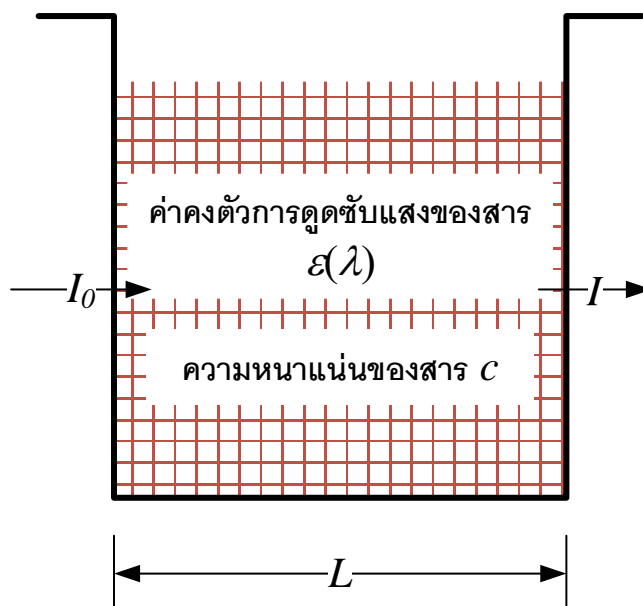
เดิมทีการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจะสามารถทำได้โดยเจาะเลือดของผู้ป่วยไปทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการ ส่งผลให้ผู้ป่วยได้รับความเจ็บปวด อีกทั้งระยะเวลาในการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดนั้นค่อนข้างสูง แต่ในปัจจุบันการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดสามารถทำได้ง่ายโดยการใช้เครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดแบบติดปลายนิ้ว (ในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียกว่าเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด (Pulse Oximeter))

เครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดนั้นเป็นอุปกรณ์ที่อาศัยกระบวนการทางแสงที่มีพื้นฐานสำคัญมาจากกฎของเบียร์ และแลมเบิร์ต โดยในหัวข้อนี้จะอธิบายพื้นฐานของกฎของเบียร์ และแลมเบิร์ต จากนั้นจะเป็นกระบวนการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจร โดยจะเริ่มตั้งแต่อธิบายถึงความหมายของค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด หลักการที่ใช้ในการวัดความอิ่มตัวออกซิเจน และการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจร

2.2.1 กฎของเบียร์ และแลมเบิร์ต (Beer-Lambert's Law)

กฎของเบียร์ และแลมเบิร์ตนั้นเป็นการอธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่างแสงที่ออกจากแหล่งกำเนิด I_0 ที่เดินทางผ่านตัวกลางดังตัวอย่างในรูปที่ 2.1 ตัวกลางดังกล่าวมีค่าคงตัวการดูดซับแสงของสาร (Extinction Coefficient) ที่ความยาวคลื่น λ นาโนเมตรเป็น $\epsilon(\lambda)$ และตัวกลางมีความเข้มข้นเป็น c ซึ่งแสงจะ

เดินทางผ่านตัวกลางเป็นระยะทาง L ไปยังตัวรับแสง โดยความเข้มแสงที่ตัวรับแสงวัดได้ (I) จะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ 2.1



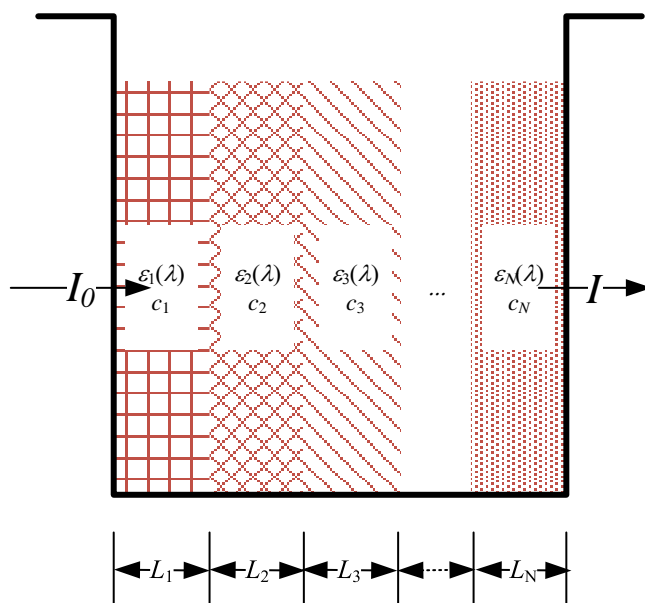
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการดูดซับแสงของเปียร์ และแลมเบิร์ตของตัวกลางเนื้อเดียว

$$I = I_0 e^{-\epsilon(\lambda)cL} \quad (2.1)$$

โดยที่ค่าการดูดซับแสงของตัวกลาง (Absorbance: A) มีค่าเป็นสมการที่ 2.2

$$A = -\ln \frac{I}{I_0} = \epsilon(\lambda)cL \quad (2.2)$$

หากแสงเดินทางผ่านตัวกลางที่ไม่ได้เป็นเนื้อเดียวดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการดูดซับแสงของเปียร์ และแลมเบิร์ตของตัวกลางไม่เป็นเนื้อเดียว

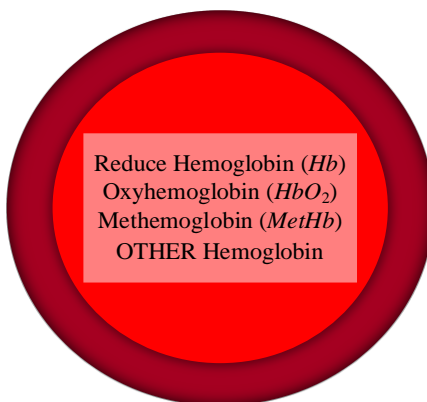
จากรูปที่ 2.2 สามารถเขียนสมการของเปียร์ และแลมเบิร์ต และค่าการดูดซับแสงรวมได้เป็นสมการที่ 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ

$$I_N = I_0 e^{-\sum_{n=0}^N \epsilon_n(\lambda) c_n L_n} \quad (2.3)$$

$$A_N = \sum_{n=0}^N \epsilon_n(\lambda) c_n L_n \quad (2.4)$$

2.2.2 ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด (Blood Oxygen Saturation)

โดยนิยามแล้วความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดคือ อัตราส่วนของความเข้มข้นของสารละลายฮีโมโกลบินที่อยู่ภายในเลือด ระหว่างฮีโมโกลบินชนิดที่จับกับออกซิเจน (Oxyhemoglobin: HbO_2) ต่อฮีโมโกลบินชนิดอื่นๆ ภายในเลือด โดยสามารถยกตัวอย่างองค์ประกอบของฮีโมโกลบินภายในเลือดได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ฮีโมโกลบินภายในเลือด

จากรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถเขียนสมการในการหาค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดได้เป็นสมการที่

2.5

$$SaO_2 = \frac{C_{HbO_2}}{C_{HbO_2} + C_{Hb} + C_{METHb} + C_{OTHERHb}} \quad (2.5)$$

ค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดนั้นสามารถคำนวณได้หลายวิธีไม่ว่าจะเป็น การใช้กระบวนการทางเคมี ซึ่งมีข้อดีคือ ให้ความแม่นยำในทุกช่วงของความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด การใช้เครื่องสเปกโตรโฟโตมิเตอร์ (Spectrophotometer) [7] ที่เป็นกระบวนการทางแสงอย่างหนึ่ง หรืออีกวิธีที่แพร่หลายมากขึ้นคือ เครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจร ข้อดีของเครื่องนี้คือ ไม่จำเป็นต้องเจาะเลือด หรือทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการ ซึ่งสาเหตุที่เครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดไม่มีความจำเป็นที่จะต้องเจาะเลือดไปทดสอบจะถูกอธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป

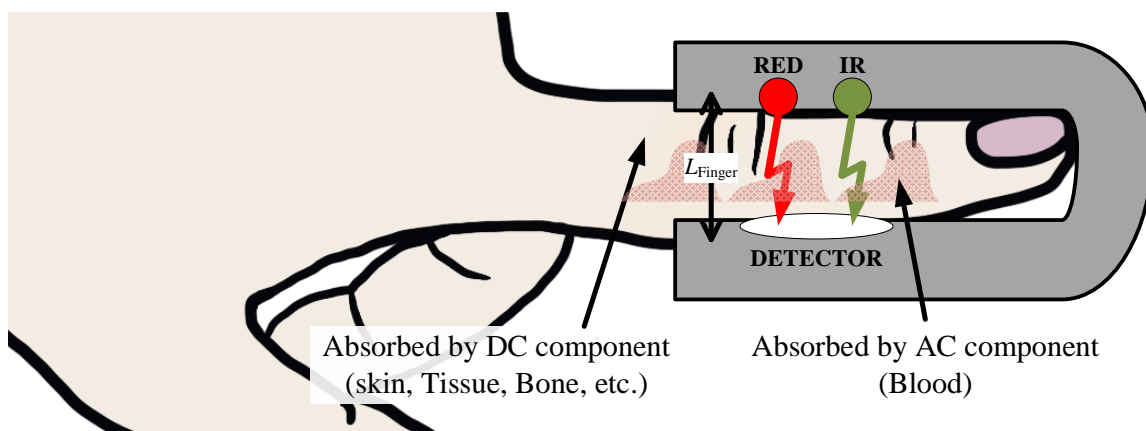
2.2.3 การวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร (Pulse Oximetry)

หัวข้อที่ผ่านมาได้อธิบายถึงคำนิยามของความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด และได้มีการกล่าวไว้ว่า เครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรสามารถวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดได้โดยไม่ต้องมีการเจาะเลือด ซึ่งหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายว่าทำไมถึงเป็นเช่นนั้น

สำหรับการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรนั้นค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่ได้จากชีพจร (SpO_2) จะเป็นการประมาณค่าจากฮีโมโกลบินเพียง 2 ชนิดที่มีอยู่ในเลือดนั้นคือ ฮีโมโกลบินที่จับกับออกซิเจน และฮีโมโกลบินที่ไม่จับกับออกซิเจน (Hb) เพียงเท่านั้น ดังนั้นความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจะสามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.6

$$SpO_2 = \frac{c_{HbO_2}}{c_{HbO_2} + c_{Hb}} \quad (2.6)$$

การทำงานของเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดนั้นจะเป็นการส่องแสง 2 ชนิดผ่านนิ้วมือไปยังตัวรับแสงที่อยู่ในอีกฝั่งของหัววัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด และคำนวณหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงและประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การใช้งานเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร

จากรูปที่ 2.4 ยกตัวอย่างแสงสีแดง เมื่อแสงเดินทางผ่านนิ้ว สามารถเขียนสมการของเบียร์ และ แลมเบิร์ตได้ดังสมการที่ 2.7 และค่าการดูดซับแสงของนิ้วมือได้ดังสมการที่ 2.8

$$I_{\text{Finger}} = I_0 e^{-\varepsilon_{\text{Finger}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Finger}}L_{\text{Finger}}} \quad (2.7)$$

$$A_{\text{Finger}} = \varepsilon_{\text{Finger}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Finger}}L_{\text{Finger}} \quad (2.8)$$

โดยที่

A_{Finger}	คือ	ค่าการดูดซับแสงของนิ้วมือ
$\varepsilon_{\text{Finger}}(\lambda_{\text{RED}})$	คือ	ค่าคงตัวการดูดซับแสงของนิ้วมือที่ความยาวคลื่น λ_{RED}
c_{Finger}	คือ	ความเข้มข้นของนิ้ว
L_{Finger}	คือ	ระยะทางที่แสงเดินทางผ่านนิ้ว

เมื่อพิจารณาองค์ประกอบที่อยู่ภายในนิ้วมือพบว่า ภายในนิ้วมือประกอบไปด้วยองค์ประกอบหลายๆ ส่วนที่ดูดซับแสง และองค์ประกอบเหล่านี้สามารถจำแนกได้ออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

2.2.3.1 องค์ประกอบดูดซับแสงคงที่ (Non-Pulsatile Component)

องค์ประกอบดูดซับแสงคงที่ หรือองค์ประกอบดีซี (DC Component) นั้นเป็นองค์ประกอบที่มีการดูดซับแสงคงที่ตลอดเวลา ตัวอย่างเช่น ผิวหนัง กล้ามเนื้อ เส้นเลือด เป็นต้น

2.2.3.2 องค์ประกอบดูดซับแสงไม่คงที่ (Pulsatile Component)

องค์ประกอบดูดซับแสงไม่คงที่ หรือองค์ประกอบเอซี (AC Component) นั้นเป็นองค์ประกอบที่มีการดูดซับแสงที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา สาเหตุที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงนั้นมาจากการเต้นของหัวใจ ซึ่งประกอบไปด้วยช่วงที่หัวใจบีบตัว (Systole) และช่วงที่หัวใจคลายตัว (Diastole) และส่งผลให้มีการสูบฉีดเลือด ดังนั้นองค์ประกอบส่วนนี้จะมีเฉพาะน้ำเลือดเพียงอย่างเดียว

ดังนั้นสมการที่ 2.8 จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.9

$$A_{\text{Finger}} = \varepsilon_{\text{DC}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{DC}}L_{\text{DC}} + \varepsilon_{\text{AC}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{AC}}L_{\text{AC}} \quad (2.9)$$

โดยที่

$\varepsilon_{\text{DC}}(\lambda_{\text{RED}})$ และ $\varepsilon_{\text{AC}}(\lambda_{\text{RED}})$ คือ ค่าคงตัวการดูดซับแสงของ
องค์ประกอบดีซี และเอซี ตามลำดับ

c_{DC} และ c_{AC} คือ ความเข้มข้นของขององค์ประกอบดีซี
และเอซี ตามลำดับ

L_{DC} และ L_{AC} คือ ระยะทางที่แสงเดินทางผ่าน
องค์ประกอบดีซี และเอซี ตามลำดับ

สำหรับแสงที่ถูกดูดซับโดยเลือดที่อยู่ในนิ้วมือนั้น เปรียบเสมือนถูกดูดซับโดยฮีโมโกลบิน 2 ชนิดหลักที่อยู่ในเลือด ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ 2.9 ใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.10

$$A_{\text{Finger}} = \varepsilon_{\text{DC}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{DC}}L_{\text{DC}} + (\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Hb}})L_{\text{AC}} \quad (2.10)$$

โดยที่

$\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}})$ และ $\varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}})$ คือ ค่าคงตัวการดูดซับแสงของฮีโมโกลบิน
ที่จับกับออกซิเจน และฮีโมโกลบินที่ไม่จับกับออกซิเจน ตามลำดับ

c_{HbO_2} และ c_{Hb} คือ ความเข้มข้นของขององค์ประกอบ
ฮีโมโกลบินที่จับกับออกซิเจน และฮีโมโกลบินที่ไม่จับกับออกซิเจน ตามลำดับ

จากสมการ 2.10 จะเห็นได้ว่าหากสามารถแก้สมการหาค่าความเข้มข้นของฮีโมโกลบินทั้ง 2 ชนิดได้ก็จะสามารถนำไปแทนค่าลงในสมการที่ 2.6 ได้โดยตรง แต่เมื่อพิจารณาสมการที่ 2.10 แล้วจะพบว่าไม่มีตัวแปรที่ไม่ทราบค่ามากกว่า 1 ตัว ดังนั้นทำให้ไม่สามารถแก้สมการได้โดยตรง

กระบวนการที่จะนำมาแก้ไขปัญหของสมการที่ 2.10 คือ การหาผลต่างระหว่างค่าการดูดซับแสงของนิ้วมือของช่วงที่หัวใจบีบตัว และช่วงที่หัวใจคลายตัว โดยช่วงที่หัวใจบีบตัวนั้นเป็นช่วงที่เลือดสูบฉีดมากที่สุด ทำให้ปริมาณน้ำเลือดมีมาก ส่งผลให้ระยะทางที่แสงเดินทางผ่านเลือดมากที่สุด ($L_{AC_{max}}$) ในทางกลับกันช่วงที่หัวใจคลายตัวเป็นช่วงที่เลือดสูบฉีดน้อย ทำให้ปริมาณน้ำเลือดมีน้อย ส่งผลให้ระยะทางที่แสงเดินทางผ่านเลือดน้อยที่สุด ($L_{AC_{min}}$) ดังนั้นผลต่างระหว่าง 2 ช่วงเวลาจะได้เป็นสมการที่ 2.11

$$A_{\text{Different}} = A_{\text{Blood}} = (\varepsilon_{HbO_2} (\lambda_{\text{RED}}) c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb} (\lambda_{\text{RED}}) c_{Hb}) \Delta L_{\text{Blood}} \quad (2.11)$$

โดยที่

A_{Blood} คือ ค่าการดูดซับแสงของเลือด

ΔL_{Blood} คือ ผลต่างของระยะทางที่แสงเดินทางผ่านเลือด หรือระยะทางสัมพัทธ์ของเลือด (Absolute optical Path length)

สมการที่ 2.11 แสดงให้เห็นว่าผลต่างของช่วงเวลาที่หัวใจบีบตัว และคลายตัวนั้นสามารถกำจัดอิทธิพลของการดูดซับแสงขององค์ประกอบดีซีในนิ้วมือได้ และยังให้ผลลัพธ์ออกมาเป็นการดูดซับแสงของเลือดหรือองค์ประกอบเอซีเพียงอย่างเดียว อีกทั้งระยะทางที่แสงเดินทางผ่านเลือดสัมพัทธ์นั้นยังเป็นค่าตัวแปรที่ไม่สามารถหาค่าคำตอบได้เนื่องจากปริมาณเลือดในแต่ละบุคคล หรือในแต่ละช่วงเวลาจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอด ดังนั้นกระบวนการในการหาค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจำเป็นจะต้องใช้แสง 2 ชนิด

แสงที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในทุกวันนี้คือแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ดังที่ได้แสดงไปแล้วในรูปที่ 2.4 การประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจะทำได้โดยการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงระหว่างแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดเพื่อนำไปใช้ในการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด อัตราส่วนการดูดซับของแสง (Light Absorbance Ratio: R) จะมีค่าดังสมการที่ 2.12

$$R = \frac{A_{\text{Blood,RED}}}{A_{\text{Blood,IR}}} = \frac{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Hb}})\Delta L_{\text{Blood,RED}}}{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{Hb}})\Delta L_{\text{Blood,IR}}} \quad (2.12)$$

โดยที่

$A_{\text{Blood,RED}}$ และ $A_{\text{Blood,IR}}$ คือ ค่าการดูดซับแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดของเลือด ตามลำดับ

$\Delta L_{\text{Blood,RED}}$ และ $\Delta L_{\text{Blood,IR}}$ คือ ระยะทางสัมพัทธ์ที่แสงสีแดง และแสงอินฟราเรดเดินทางผ่านเลือด ตามลำดับ

จากสมการที่ 2.12 และรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าระยะทางที่แสงเดินทางจะมีค่าเท่ากัน เนื่องจากแหล่งกำเนิดแสงทั้งสองมีระยะห่างจากตัวรับแสงเท่ากันดังนั้นทำให้ระยะทางที่แสงเดินทางเมื่อหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงจึงสามารถละทิ้งได้ ทำให้ได้เป็นสมการที่ 2.13

$$R = \frac{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Hb}})}{(\varepsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{HbO}_2} + \varepsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{Hb}})} \quad (2.13)$$

สำหรับการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรสามารถประมาณได้จากค่าอัตราส่วนการดูดซับแสงในสมการที่ 2.13 ซึ่งจากสมการที่ 2.13 และสมการที่ 2.6 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้โดย การจัดรูปสมการที่ 2.6 ให้ค่าความเข้มข้นของฮีโมโกลบินทั้ง 2 ชนิดเป็นฟังก์ชันของค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจะได้เป็นสมการที่ 2.14 และ 2.15

$$c_{\text{HbO}_2} = SpO_2 (c_{\text{Hb}} + c_{\text{HbO}_2}) \quad (2.14)$$

$$c_{\text{Hb}} = (1 - SpO_2)(c_{\text{Hb}} + c_{\text{HbO}_2}) \quad (2.15)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ 2.14 และ 2.15 ลงไปในสมการที่ 2.13 จะได้สมการที่ 2.16

$$R = \frac{\epsilon_{Hb}(\lambda_{RED}) + [\epsilon_{HbO_2}(\lambda_{RED}) - \epsilon_{Hb}(\lambda_{RED})]SpO_2}{\epsilon_{Hb}(\lambda_{IR}) + [\epsilon_{HbO_2}(\lambda_{IR}) - \epsilon_{Hb}(\lambda_{IR})]SpO_2} \quad (2.16)$$

จัดรูปสมการที่ 2.16 ให้ค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนการดูดซับของแสง จะได้สมการที่ 2.17

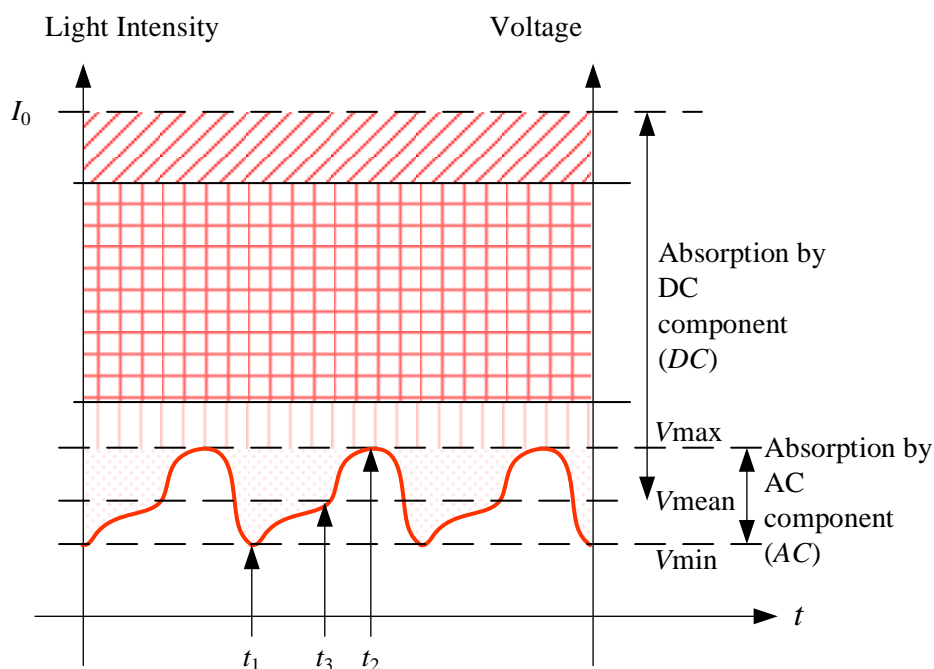
$$SpO_2 = \frac{\epsilon_{Hb} \lambda_{RED} - \epsilon_{Hb} \lambda_{IR} R}{\epsilon_{Hb} \lambda_{RED} - \epsilon_{HbO_2} \lambda_{RED} + [\epsilon_{HbO_2} \lambda_{IR} - \epsilon_{Hb} \lambda_{IR}] R} \quad (2.17)$$

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงกระบวนการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากซีพจร ซึ่งจะเห็นว่าการประมาณค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดนั้นทำได้โดยการคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่ตัวรับแสงวัดได้ในทางทฤษฎี ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการอธิบายวิธีการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงในทางปฏิบัติซึ่งจะประกอบไปด้วยการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

2.2.4 การหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนเวลา (วิธีการดั้งเดิม 1)

หัวข้อก่อนหน้านี้อธิบายพื้นฐานสำหรับการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากซีพจร ซึ่งกระบวนการวัดนั้นสิ่งที่สำคัญคือหัววัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือด หรือโพรบ (Oximeter Probe)

ลักษณะโดยทั่วไปภายในหัววัดจะประกอบไปด้วยแหล่งกำเนิดแสง 2 แหล่ง และตัวรับแสง 1 ตัว ซึ่งตัวรับแสงจะทำหน้าที่รับแสง และเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่มีชื่อเรียกเฉพาะว่าสัญญาณโฟโตเพลทิสโมกราฟี หรือสัญญาณพีพีจี (Photoplethysmography: PPG) ตัวอย่างสัญญาณพีพีจีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างสัญญาณพีพีจีที่วัดได้จากตัวรับแสงในโฟรบ

จากสัญญาณพีพีจีจะสามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ด้วยวิธีการทำอนุพันธ์ (Derivative Method)

จากกฎของเปียร์ และแลมเบิร์ต (สมการที่ 2.1) เมื่อแสงเดินทางผ่านนี้มีระยะทางที่แสงเดินทาง จะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.18

$$I(t) = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cL(t)} \quad (2.18)$$

หาอนุพันธ์สมการที่ 2.18 จะได้สมการที่ 2.19

$$\frac{dI(t)}{dt} = -\left(I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cL(t)}\right) (\varepsilon(\lambda)c) \left(\frac{dL(t)}{dt}\right) = -I(t) (\varepsilon(\lambda)c) \left(\frac{dL(t)}{dt}\right) \quad (2.19)$$

นำ $I(t)$ หารตลอดสมการที่ 2.19 จะได้สมการที่ 2.20

$$\frac{dI(t)}{I(t)} = -(\varepsilon(\lambda)c) \left(\frac{dL(t)}{dt} \right) \quad (2.20)$$

เมื่อให้ตัวกลางที่ทำหน้าที่ดูดซับแสงคือ ฮีโมโกลบินทั้ง 2 ชนิดที่อยู่ในเลือดภายในนิ้วมือจะทำให้
ได้สมการที่ 2.21

$$\frac{dI(t)}{I(t)} = -(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb}) \left(\frac{dL(t)}{dt} \right) = A_{\text{Blood}} \quad (2.21)$$

ซึ่งสมการที่ 2.21 มีค่าเท่าการดูดซับแสงของเลือด ดังนั้นเช่นเดียวกันกับที่ได้อธิบายไปก่อนหน้านี้
นี้ เมื่อใช้แสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ทำให้สามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้เป็นสมการที่ 2.22

$$R = \frac{\frac{dI_{\text{RED}}(t)}{I_{\text{RED}}(t)}}{\frac{dI_{\text{IR}}(t)}{I_{\text{IR}}(t)}} = \frac{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{\text{RED}})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{\text{RED}})c_{Hb})}{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{\text{IR}})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{\text{IR}})c_{Hb})} \quad (2.22)$$

ทำการประมาณค่าอนุพันธ์ในสมการที่ 2.22 โดยอาศัยรูปที่ 2.5 จะได้สมการที่ 2.23 และ 2.24

$$\frac{dI_{\text{RED}}(t)}{dt} \approx \frac{I_{\text{RED}}(t_2) - I_{\text{RED}}(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (2.23)$$

$$\frac{dI_{\text{IR}}(t)}{dt} \approx \frac{I_{\text{IR}}(t_2) - I_{\text{IR}}(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (2.24)$$

ประมาณค่า $I_{\text{RED}}(t)$ และ $I_{\text{IR}}(t)$ ให้มีค่าเป็นสมการที่ 2.25 และ 2.26

$$I_{\text{RED}}(t) = I_{\text{RED}}(t_3) \quad (2.25)$$

$$I_{\text{IR}}(t) = I_{\text{IR}}(t_3) \quad (2.26)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการที่ 2.23 – 2.26 ลงในสมการที่ 2.22 จะได้อัตราส่วนการดูดซับของแสงเป็นสมการที่ 2.27

$$R = \frac{\frac{I_{\text{RED}}(t_2) - I_{\text{RED}}(t_1)}{I_{\text{RED}}(t_3)}}{\frac{I_{\text{IR}}(t_2) - I_{\text{IR}}(t_1)}{I_{\text{IR}}(t_3)}} \quad (2.27)$$

สมการที่ 2.27 เป็นการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงในมิติของความเข้มแสง (Light Intensity) ซึ่งในทางปฏิบัติความเข้มแสงจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าด้วยวงจรมอดูเลชันแบบทรานซิมพีแดนซ์ จะทำให้ได้อัตราส่วนการดูดซับของแสงในมิติของแรงดันไฟฟ้าดังสมการที่ 2.28

$$R = \frac{\frac{V_{\text{max,RED}} - V_{\text{min,RED}}}{V_{\text{mean,RED}}}}{\frac{V_{\text{max,IR}} - V_{\text{min,IR}}}{V_{\text{mean,IR}}}} = \frac{\frac{AC_{\text{RED}}}{DC_{\text{RED}}}}{\frac{AC_{\text{IR}}}{DC_{\text{IR}}}} \quad (2.28)$$

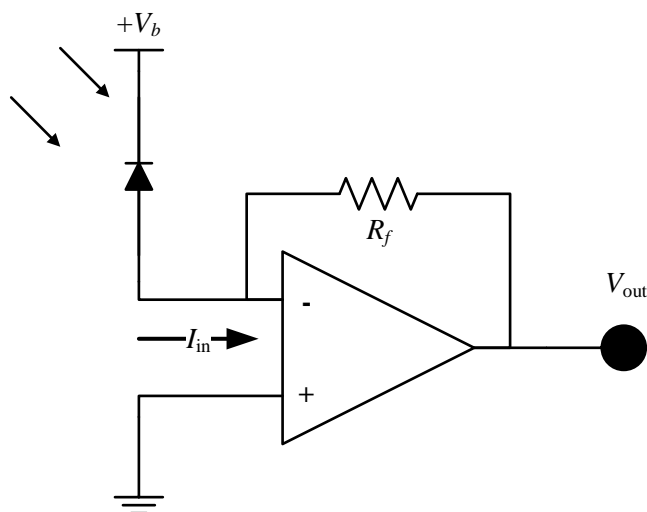
โดยที่

AC_{RED} และ AC_{IR} คือ ขนาดขององค์ประกอบเอซีของสัญญาณพีพีจี

DC_{RED} และ DC_{IR} คือ ขนาดขององค์ประกอบดีซีของสัญญาณพีพีจี

อัตราส่วนการดูดซับของแสงตามสมการที่ 2.28 นั้นสามารถนำไปประมาณค่าความเข้มตัวออกซิเจนในเลือดได้โดยตรง

ตามที่ได้อธิบายไว้ว่าความเข้มแสงที่ตัวรับแสงภายในหัววัด วัดได้จะต้องถูกแปลงให้อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าด้วยวงจรรขยายแบบทรานอิมพีแดนซ์ โครงสร้างของวงจรรขยายแบบทรานอิมพีแดนซ์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



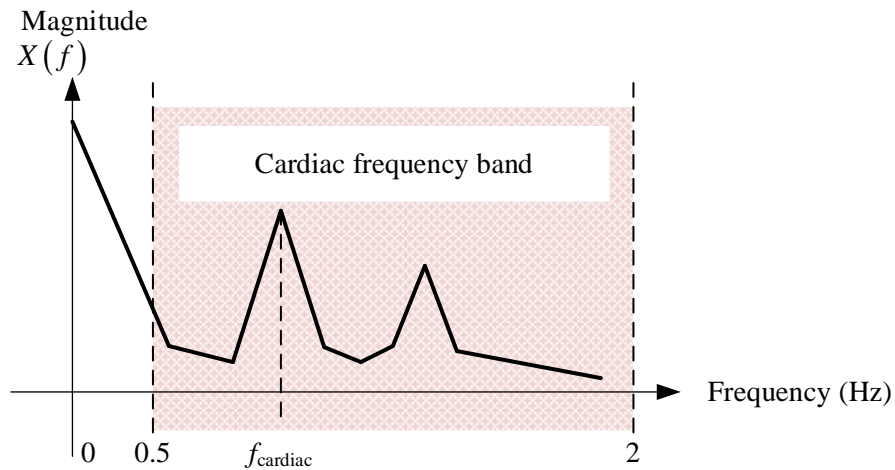
รูปที่ 2.6 วงจรรขยายทรานอิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 2.6 อัตราขยายจะมีค่าดังสมการที่ 2.29

$$V_{\text{out}} = -I_{\text{in}} R_f \quad (2.29)$$

2.2.5 การหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนความถี่ (วิธีการดั้งเดิม 2)

สำหรับการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงในโดเมนความถี่สามารถทำได้โดยการวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจี ยกตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจี

ในการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงจากองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีในรูปที่ 2.7 ทำได้โดยการนำขนาดขององค์ประกอบทางความถี่ที่มีขนาดมากที่สุดในช่วงความถี่ของการเต้นของหัวใจ ซึ่งในคนสุขภาพดีโดยทั่วไปจะมีความถี่อยู่ในช่วง 0.5 – 2 เฮิร์ตซ์ ไปหารกับขนาดขององค์ประกอบที่ความถี่ 0 เฮิร์ตซ์ และนำไปหาอัตราส่วนระหว่างแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ดังนั้นอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่หาในโดเมนความถี่ จะแสดงได้ดังสมการที่ 2.30

$$R_{\text{FREQ}} = \frac{\frac{|X(f_{\text{cardiac,RED}})|}{|X(f_{0,\text{RED}})|}}{\frac{|X(f_{\text{cardiac,IR}})|}{|X(f_{0,\text{IR}})|}} \quad (2.30)$$

โดยที่

$f_{\text{cardiac,RED}}$ และ $f_{\text{cardiac,IR}}$ คือ ขนาดขององค์ประกอบทางความถี่ ที่ความถี่ที่มีขนาดสูงสุดในย่านความถี่ของอัตราการเต้นของหัวใจ ของสัญญาณพีพีจี

$f_{0,RED}$ และ $f_{0,IR}$ คือ ขนาดขององค์ประกอบทางความถี่ ที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์

สิ่งที่น่าสนใจของการวัดความถี่ตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรคือ การควบคุมแหล่งกำเนิดแสง เนื่องจากภายในโพรบประกอบไปด้วยแหล่งกำเนิดแสง 2 แหล่ง และตัวรับแสง 1 ตัว โดยปกติแล้วการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงนั้นจะควบคุมด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยม 2 สัญญาณที่มีเฟสแตกต่างกัน แต่สิ่งที่ตามมาคือ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหว ดังนั้น [4] จึงทำการเปลี่ยนสัญญาณควบคุมไปเป็นสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน ผลที่ได้ ประการแรก คือ การรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหวลดลง และอีกประการหนึ่งคือ สัญญาณที่ตัวรับแสงรับได้จะมีลักษณะเป็นสัญญาณที่มีการมอดูเลตเชิงขนาด 2 สัญญาณผสมกันอยู่ในลักษณะของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ ในหัวข้อถัดไป จะเป็นการอธิบายรายละเอียดของการมอดูเลตเชิงขนาด และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

2.3 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation: AM)

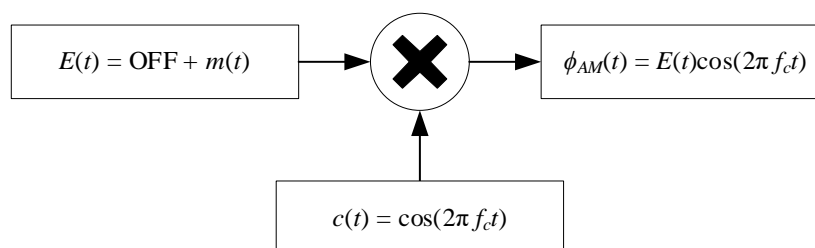
โดยทั่วไปช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารจะมีการกำหนด และแบ่งประเภทไว้ใช้ในเฉพาะงานในย่านต่างๆ แต่ส่วนใหญ่แล้ว องค์ประกอบทางความถี่ข้อมูลข่าวสาร (Message Signal) ที่ต้องการจะส่ง จะอยู่นอกเหนือจากช่องสัญญาณที่มีอยู่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องย้ายย่านความถี่ของสัญญาณข่าวสารให้ไปตรงกับย่านความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel) ด้วยการมอดูเลตในรูปแบบต่างๆ

การมอดูเลตสัญญาณเป็นการฝากสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปกับคลื่นพาห์ (Carrier) โดยพื้นฐานที่สุด คลื่นพาห์จะมีลักษณะเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ (Sinusoidal Wave) อีกทั้งการมอดูเลตจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ไม่ว่าจะเป็น ขนาด (Amplitude) ความถี่ (Frequency) หรือเฟส (Phase) เกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้น

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงการมอดูเลตที่มีค่าพารามิเตอร์ด้านขนาดเปลี่ยนไป หรือที่เรียกว่าการมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation)

2.3.1 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation)

โครงสร้างโดยทั่วไปของการมอดูเลตเชิงขนาดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของการมอดูเลตเชิงขนาด

จากรูปที่ 2.8 จะมีค่าเป็นสมการที่ 2.31

$$\phi_{AM}(t) = E(t)c(t) \quad (2.31)$$

โดยที่

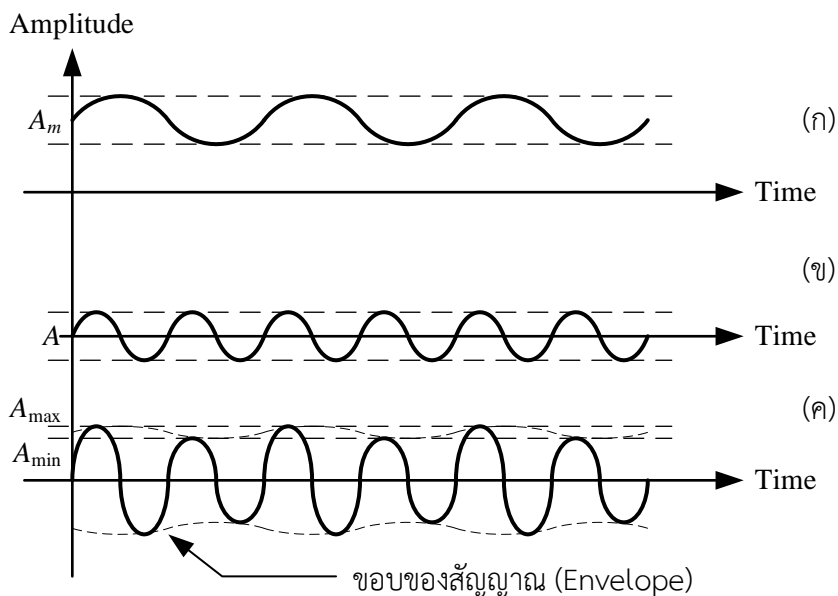
$\phi_{AM}(t)$ คือ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด หรือสัญญาณเอเอ็ม

$c(t)$ คือ สัญญาณคลื่นพาห์ มีค่าเป็น $c(t) = \cos(2\pi f_c t)$

$E(t)$ คือ สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่มีการยกระดับสัญญาณด้วยแรงดันที่มีค่าเป็น OFF โวลต์ ดังนั้นสมการที่ 2.31 จะมีค่าเป็นสมการที่ 2.32

$$\phi_{AM}(t) = [\text{OFF} + m(t)]\cos(2\pi f_c t) = \text{OFF}\cos(2\pi f_c t) + m(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (2.32)$$

โดยที่ตัวอย่างของสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ $c(t)$ และ $E(t)$ จะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างสัญญาณ

(ก) สัญญาณข่าวสารที่มีการยกกระดบแรงดัน $E(t)$

(ข) สัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$

(ค) สัญญาณเอเอ็ม $\phi_{AM}(t)$

ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการมอดูเลตแบบเอเอ็มตัวหนึ่งคือ ค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index: μ) ค่าดัชนีการมอดูเลตนั้นเปรียบเสมือนอัตราส่วนระหว่างข่าวสาร ต่อคลื่นพาห้ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.33

$$\mu = \frac{A_m}{A} = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} = \frac{|m(t)_{\min}|}{A} \quad (2.33)$$

โดยที่

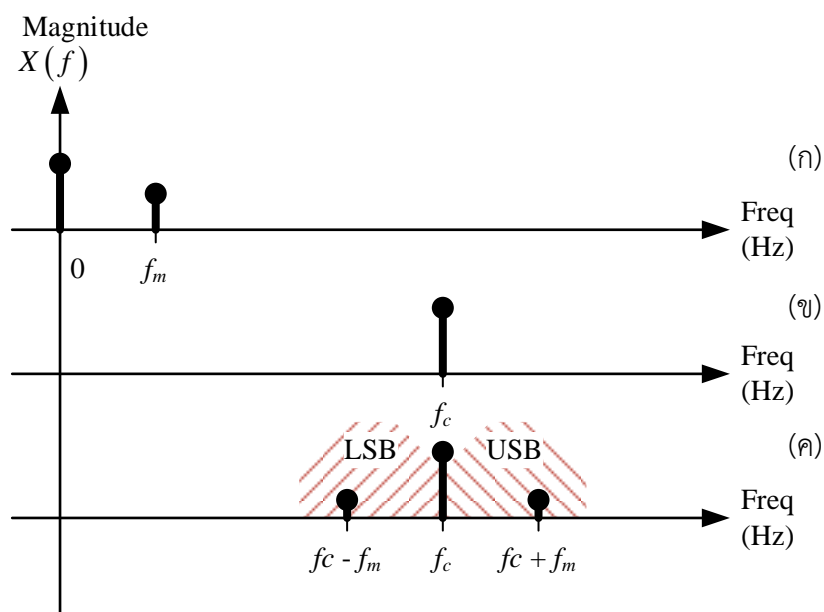
A_m คือ ขนาดของสัญญาณข่าวสาร

A คือ ขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้

A_{\max} คือ ขนาดของขอบของสัญญาณเอเอ็มที่มากที่สุด

A_{\min} คือ ขนาดของขอบของสัญญาณเอเอ็มที่น้อยที่สุด

จากรูปที่ 2.9 สามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 องค์ประกอบทางความถี่

(ก) สัญญาณข่าวสารที่มีการยกกระดบแรงดัน $E(t)$

(ข) สัญญาณคลื่นพาห์ $c(t)$

(ค) สัญญาณเอเอ็ม $\phi_{AM}(t)$

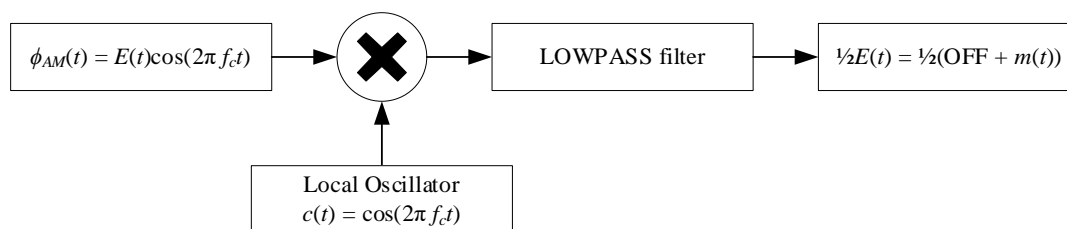
รูปที่ 2.10 เป็นการแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการมอดูเลตแบบเอเอ็มแล้ว ช่วงความถี่ของข่าวสาร (f_m) จะถูกเลื่อนมาอยู่ในแถบข้างทางด้านต่ำ (Lower sideband: LSB) และแถบข้างทางด้านสูง (Upper sideband: USB)

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอเอ็ม ซึ่งตามที่ได้อธิบายไว้ตอนต้นว่า โดยปกติแล้วข่าวสารที่ต้องการจะส่งนั้นจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำ ในการส่งข่าวสารออกไปจึงต้องทำการมอดูเลตเอเอ็มเสียก่อน จึงจะสามารถส่งออกไปในช่องสัญญาณใดๆ ได้

สำหรับการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้ตัวตรวจจับแบบซิงโครนัส (Synchronous Detector) ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อต่อไป

2.3.2 การตีมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด (AM Demodulation)

ตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้า ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ตัวตรวจจับแบบซิงโครนัสในการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม โดยโครงสร้างของตัวตรวจจับแบบซิงโครนัสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของตัวตรวจจับแบบซิงโครนัส

สิ่งสำคัญของตัวตรวจจับแบบซิงโครนัสคือ ตัวสร้างสัญญาณโลคอล (Local Oscillator) ที่มีคุณสมบัติคือ เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันกับความถี่ของคลื่นพาห์ และจากรูปที่ 2.11 ผลลัพธ์ของการคูณจะมีค่าเป็นสมการที่ 2.34

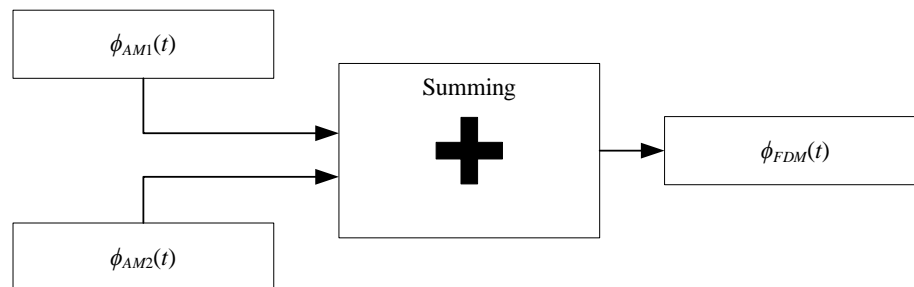
$$\begin{aligned}
 \phi_{AM}(t) \times \cos(2\pi f_c t) &= \{[\text{OFF} + m(t)] \cos(2\pi f_c t)\} \times \cos(2\pi f_c t) \\
 &= \frac{\text{OFF}}{2} + \frac{m(t)}{2} + \frac{\text{OFF}}{2} \cos(4\pi f_c t) + \frac{m(t)}{2} \cos(4\pi f_c t)
 \end{aligned}
 \tag{2.34}$$

จากสมการที่ 2.34 จะเห็นว่าข่าวสารอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ ดังนั้นกระบวนการในการกู้คืนข่าวสารกลับมามีค่าทำได้โดยใช้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งเมื่อผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแล้วผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าเป็น $\frac{\text{OFF}}{2} + \frac{m(t)}{2}$ หรือ $\frac{1}{2}E(t)$

สำหรับการมอดูเลตแบบเอเอ็ม 1 ความถี่ของคลื่นพาห้จะสามารถส่งข่าวสารไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้เพียง 1 ข่าวสาร หากต้องการส่งข่าวสารมากกว่า 1 ข้อมูลจำเป็นจะต้องเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่แตกต่างกัน ซึ่งกระบวนการนี้จะถูกเรียกว่าการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดไว้ในหัวข้อถัดไป

2.3.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency-Division Multiplexing: FDM)

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ เป็นการส่งสัญญาณแบบเอเอ็มหลายๆ สัญญาณไปในช่องสัญญาณเดียวกัน โดยที่สัญญาณเอเอ็มแต่ละสัญญาณจะมีความถี่ของคลื่นพาห้ที่แตกต่างกัน โดยโครงสร้างของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

กำหนดให้สัญญาณเอเอ็ม 2 สัญญาณมีค่าตามสมการที่ 2.35 และ 2.36

$$\phi_{AM_1}(t) = E_1(t) \cos(2\pi f_{c_1} t) \quad (2.35)$$

$$\phi_{AM_2}(t) = E_2(t) \cos(2\pi f_{c_2} t) \quad (2.36)$$

โดยที่

$\phi_{AM_1}(t)$ และ $\phi_{AM_2}(t)$ คือ สัญญาณเอเอ็ม

f_{c_1} และ f_{c_2} คือ ความถี่ของคลื่นพาห้

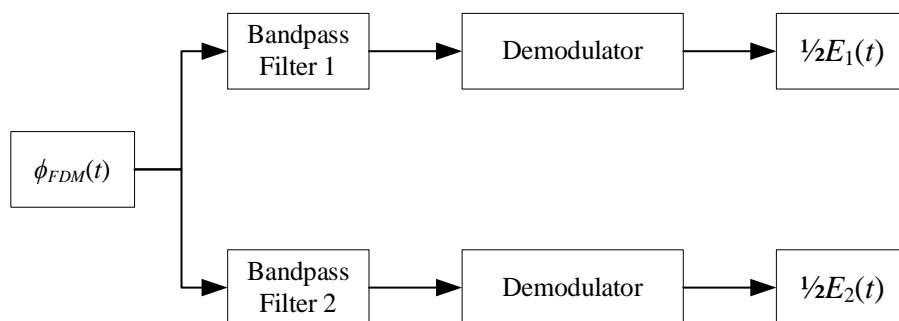
$E_1(t)$ และ $E_2(t)$ คือ ข่วสารที่มีการยกระดบแรงดัน

ดังนั้นสัญญาณการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่จะมีค่าเป็นสมการที่ 2.37

$$\phi_{FDM}(t) = \phi_{AM_1}(t) + \phi_{AM_2}(t) = E_1(t)\cos(2\pi f_{c_1}t) + E_2(t)\cos(2\pi f_{c_2}t) \quad (2.37)$$

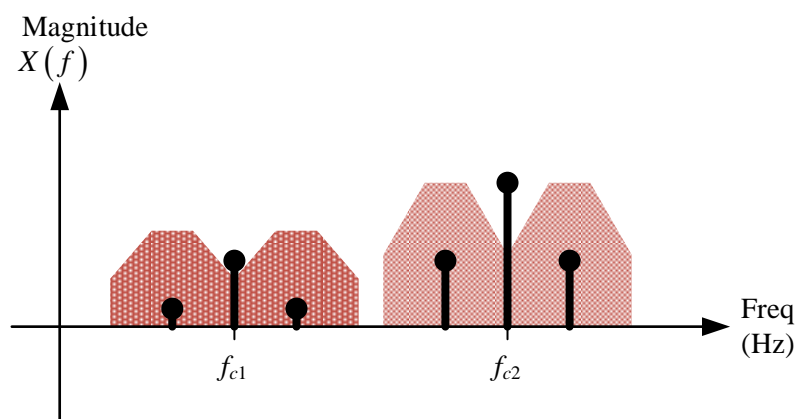
ในการกู้คืนสัญญาณข่วสารที่อยู่ในลักษณะการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่สามารถทำได้ดังรูป

ที่ 2.13



รูปที่ 2.13 โครงสร้างการกู้คืนสัญญาณข่วสารในสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

จากโครงสร้างในรูปที่ 2.13 ในการกู้คืนสัญญาณข่วสารจะทำได้โดยการนำสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่านที่มีความถี่กึ่งกลางสอดคล้องกับคลื่นพาห้ จากนั้นจึงสามารถหอดูเลตได้ตามปกติ โดยยกตัวอย่างองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณที่มีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14

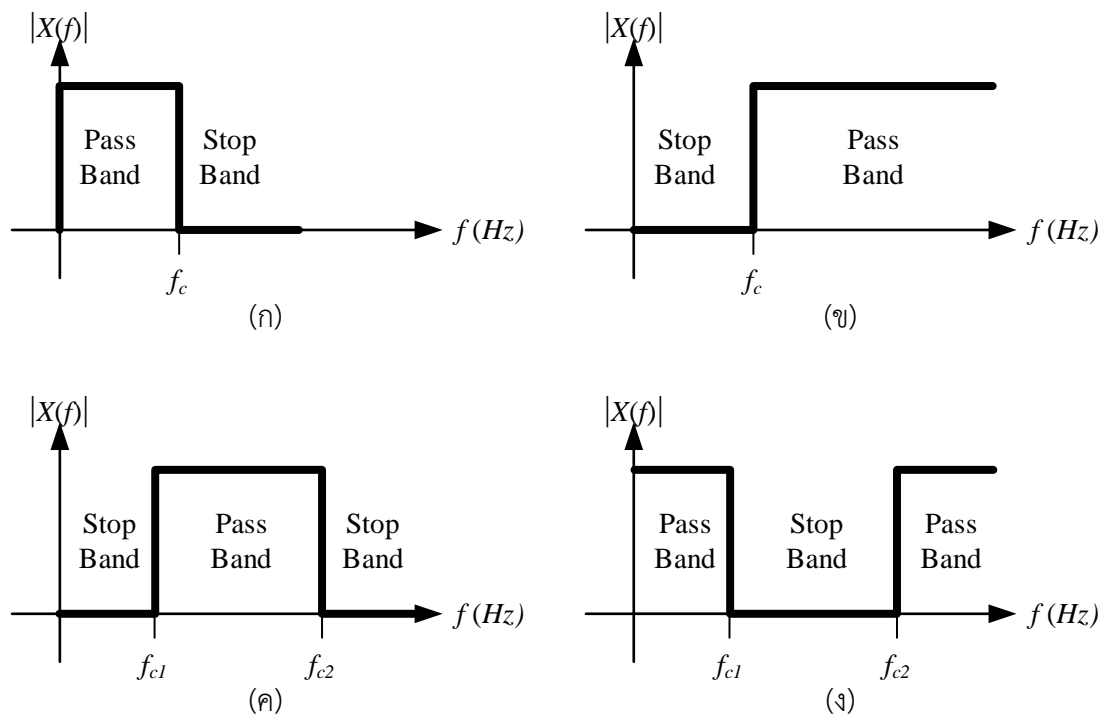


รูปที่ 2.14 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

หัวข้อนี้ได้อธิบายถึงความหมาย และกระบวนการของการมอดูเลตเชิงขนาด รวมไปถึงการกู้คืนสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลต และพบว่าการจะส่งข่าวสารหลายๆ ข่าวสารพร้อมกันนั้นมีความจำเป็นจะต้องมีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ ซึ่งการกู้คืนสัญญาณข่าวสารหลายๆ ข่าวสารที่อยู่ในรูปของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ไม่สามารถใช้ตัวดีมอดูเลตได้โดยตรง แต่พบว่าจะต้องมีการนำสัญญาณไปกรองด้วยตัวกรองแถบผ่านเพื่อให้ได้สัญญาณเอเอ็มย่อยของแต่ละข่าวสารถึงจะทำการดีมอดูเลตได้ โดยหัวข้อต่อไปจะเป็นการอธิบายถึงตัวกรองในลักษณะต่างๆ

2.4 ตัวกรองความถี่ (Filter)

ตัวกรองความถี่ในทางการสื่อสารมีหน้าที่ในการกรองสัญญาณความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้ และลดทอนขนาดของสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการ (Attenuate) โดยทั่วไปแล้วตัวกรองจะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตามลักษณะของสัญญาณได้แก่ (ก) ตัวกรองแบบอนาล็อก (Analog Filter) และ (ข) ตัวกรองแบบดิจิทัล (Digital Filter) ตัวกรองแบบอนาล็อกเป็นตัวกรองที่สร้างขึ้นโดยการอาศัยวงจรไฟฟ้า แต่ตัวกรองแบบดิจิทัลจะเป็นการอาศัยกระบวนการทางคณิตศาสตร์ ซึ่งลักษณะการกรองความถี่ของตัวกรองทั้ง 2 ชนิดจะมีอยู่ 4 ลักษณะ ได้แก่ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Filter) ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High-pass Filter) ตัวกรองความถี่แถบผ่าน (Band-pass Filter) และตัวกรองความถี่แถบไม่ผ่าน (Band-stop Filter) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสนใจเฉพาะตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และแถบผ่านแบบดิจิทัล 2 ชนิดเท่านั้น โดยตัวอย่างของผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองทั้ง 4 ชนิดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15



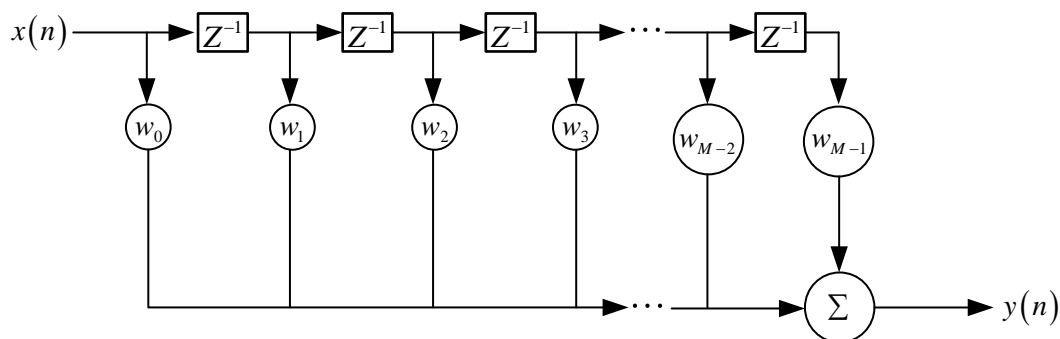
รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองทางความถี่

- (ก) ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน
- (ข) ตัวกรองความถี่สูงผ่าน
- (ค) ตัวกรองความถี่แถบผ่าน
- (ง) ตัวกรองความถี่แถบไม่ผ่าน

ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัลจะสามารถจำแนกได้ 2 ระบบตามลักษณะของผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรอง (Impulse response) ได้แก่ ตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response System: FIR) และตัวกรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response System: IIR)

2.4.1 ระบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 และสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้า $x(n)$ และสัญญาณขาออก $y(n)$ ได้เป็นสมการที่ 2.38



รูปที่ 2.16 โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i x(n-i) \quad (2.38)$$

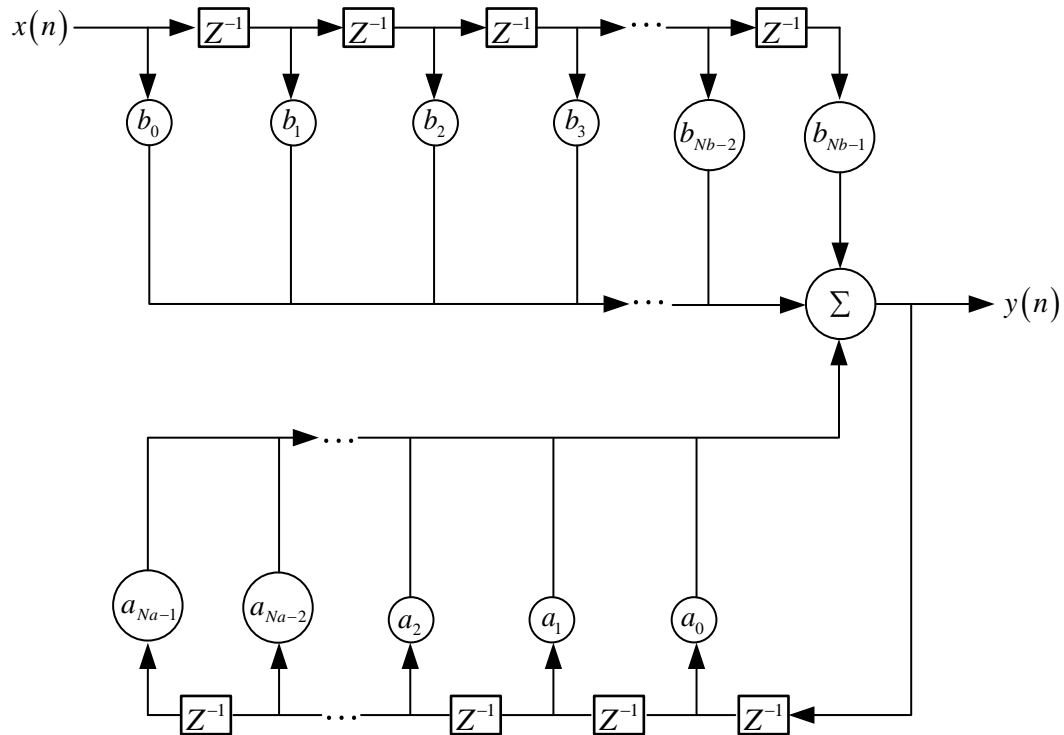
โดยที่

- $x(n)$ คือ สัญญาณขาเข้า
- $y(n)$ คือ สัญญาณขาออก
- w_i คือ สัมประสิทธิ์ของระบบ
- M คือ อันดับของระบบ

จากสมการที่ 2.38 สัญญาณขาออก $y(n)$ จะเกิดจากผลรวมที่ได้จากการคูณกันของข้อมูลขาเข้า ในสถานะก่อนหน้า กับค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ w_i โดย $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$ และโครงสร้างลักษณะนี้จะมี เฉพาะโครงสร้างป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward) เท่านั้น

2.4.2 ระบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด

โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 และสามารถ เที่ยนความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้า $x(n)$ และสัญญาณขาออก $y(n)$ ได้เป็นสมการที่ 2.39



รูปที่ 2.17 โครงสร้างของระบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด

$$y(n) = \sum_{i=0}^{Nb-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{Na-1} a_j y(n-j) \quad (2.39)$$

โดยที่

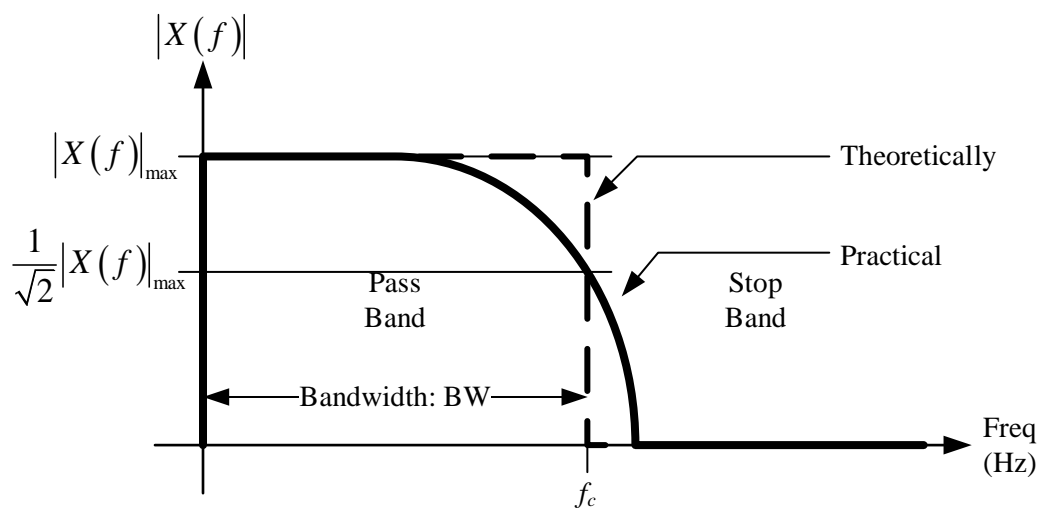
- $x(n)$ คือ สัญญาณขาเข้า
- $y(n)$ คือ สัญญาณขาออก
- a_i และ b_i คือ สัมประสิทธิ์ของระบบ
- Na_i และ Nb_i คือ อันดับของระบบ

จากสมการที่ 2.39 สัญญาณขาออก $y(n)$ จะเกิดจากผลรวมที่ได้จากการคูณกันของข้อมูลขาเข้า ในสถานะก่อนหน้า กับค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ b_i โดย $i = 0, \dots, Nb-1$ รวมกับผลคูณที่ได้จากข้อมูลขาออก

ในสถานะก่อนหน้า กับค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ a_j โดย $j=0, \dots, Na-1$ และโครงสร้างลักษณะนี้จะมีโครงสร้างแบบป้อนกลับ (Feedback)

2.4.3 ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ ตัวกรองที่ยอมให้ความถี่ที่อยู่ต่ำกว่าความถี่ตัด (Cutoff frequency: f_c) ผ่านไปได้ และลดทอนขนาดของความถี่ที่อยู่สูงกว่าความถี่ตัด ซึ่งจะมีผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังรูปที่ 2.18 และมีฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.40



รูปที่ 2.18 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_{LPF}(s) = \frac{H_0(2\pi f_c)^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + (2\pi f_c)^2} \quad (2.40)$$

โดยที่

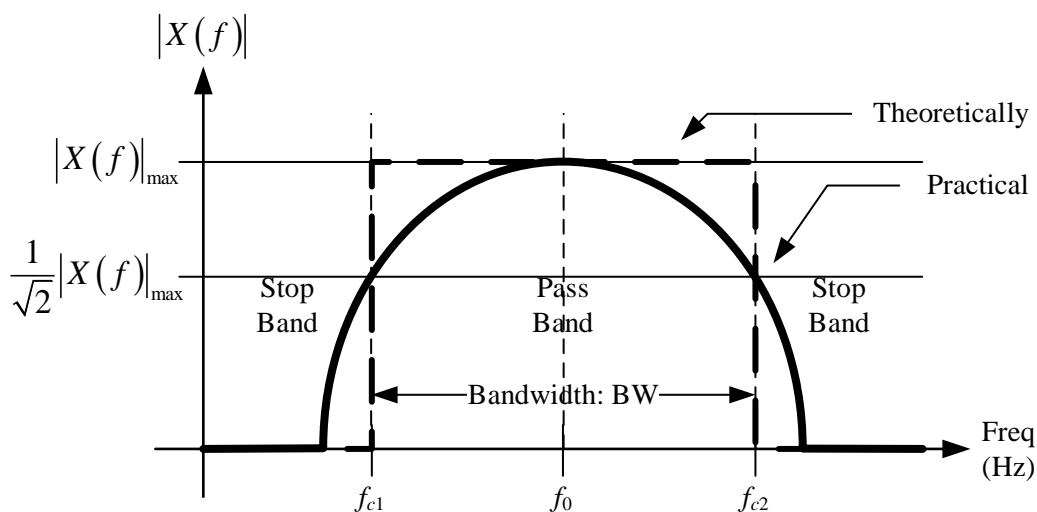
$H_{LPF}(s)$ คือ ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

f_c คือ ความถี่ตัด

Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor) มีค่าเป็น $\frac{2\pi f_c}{BW}$

2.4.4 ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่แถบผ่าน

ตัวกรองความถี่แถบผ่าน คือ ตัวกรองที่ยอมให้ความถี่ที่อยู่ในช่วงของความถี่ตัดทางด้านต่ำ และทางด้านสูง (Low Cutoff frequency: f_{c1} และ High Cutoff frequency: f_{c2}) ผ่านไปได้ และลดทอนขนาดของความถี่ที่อยู่นอกช่วงความถี่ดังกล่าว ซึ่งจะมีผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังรูปที่ 2.19 และมีฟังก์ชันส่งผ่านแสดงได้ตามสมการที่ 2.41



รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน

$$H_{BPF}(s) = \frac{H_0 \frac{2\pi f_0}{Q} s}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + (2\pi f_0)^2} \quad (2.41)$$

โดยที่

$H_{BPF}(s)$ คือ ฟังก์ชันส่งผ่านของตัวกรองความถี่แถบผ่าน

f_0 คือ ความถี่กึ่งกลาง

Q คือ ตัวประกอบคุณภาพมีค่าเป็น $\frac{2\pi f_0}{BW}$

ตามที่ได้อธิบายไว้ตอนต้น ตัวกรองความถี่มีหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ ให้ความถี่ในช่วงใดช่วงหนึ่งผ่านไป หรือลดทอนลงไป โดยทั่วไปแล้วการประเมินว่าตัวกรองความถี่สามารถทำงานได้ถูกต้องตามที่ต้องการหรือไม่ ในทางโดเมนเวลาจะสามารถทำได้ยาก แต่กลับกันในทางโดเมนความถี่จะทำได้ง่ายกว่า เนื่องจากในโดเมนความถี่จะเป็นการพล็อตขนาดเทียบกับความถี่ ซึ่งเครื่องมือที่จะนำมาวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบทางความถี่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้ซอฟต์แวร์ฟูเรียร์ ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป

2.5 อนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series)

สัญญาณถือได้ว่าเป็นปริมาณทางกายภาพที่มีผลต่อระบบประมวลผลซึ่งสัญญาณอาจจะหมายถึง อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาหนึ่งวัน แสงที่เกิดการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงในหนึ่งชั่วโมง ความเร็วของรถที่เปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับเวลา ซึ่งที่กล่าวมาล้วนแต่เป็นปริมาณทางกายภาพ โดยส่วนใหญ่ปริมาณทางกายภาพจะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าเพื่อให้ง่ายต่อการนำสัญญาณไปวิเคราะห์ซึ่งสัญญาณรูปแบบต่างๆ ล้วนแต่เกิดจากการผสมผสานจากสัญญาณพื้นฐานลักษณะเดียวกันนั้นคือ สัญญาณไซน์ซอยด์ (Sinusoids signal)

ปัจจุบันได้มีการแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ลักษณะ คือ สัญญาณมีคาบ (Periodic) และสัญญาณไร้คาบ (Nonperiodic) สัญญาณมีคาบนั้นมีลักษณะเด่น คือ มีการเกิดขึ้นของสัญญาณซ้ำกันทุกๆ ช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง โดยค่าเวลาดังกล่าวจะถูกเรียกว่าค่าคาบเวลา ในการวิเคราะห์สัญญาณได้มีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่าอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series)

ยกตัวอย่างสัญญาณ $f(t)$ เป็นสัญญาณมีคาบ อนุกรมฟูเรียร์ของ $f(t)$ จะเป็นดังสมการที่ 2.42

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos((2\pi f_0)t) + b_n \sin((2\pi f_0)t)\} \quad (2.42)$$

โดยที่

f_0 คือ ความถี่พื้นฐานของสัญญาณ (Fundamental Frequency)

a_0 , a_n และ b_n คือ สัมประสิทธิ์ของฟูเรียร์ (Fourier's coefficients)

สมการที่ 2.42 สามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณใดๆ ($f(t)$) เป็นสัญญาณที่เกิดจากผลรวมของสัญญาณโคไซน์ (Cosine signal) และ สัญญาณไซน์ (Sine signal) ที่มีความถี่เป็น n เท่าของความถี่พื้นฐานของสัญญาณ โดยที่สัญญาณโคไซน์ และ ไซน์แต่ละความถี่ก็จะมีขนาดของสัญญาณเป็นไปตามสัมประสิทธิ์ของฟูรีเยร์ (a_n และ b_n) ซึ่ง a_0 คือขนาดของสัญญาณที่ความถี่ 0 เฮิรตซ์ หรือเปรียบเสมือนเป็นไฟกระแสดตรงของสัญญาณ (DC Offset) โดยค่าสัมประสิทธิ์ของฟูรีเยร์ a_0 , a_n และ b_n สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.43 – 2.45 ตามลำดับ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (2.43)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \cos((2\pi f_0)tn) dt \quad (2.44)$$

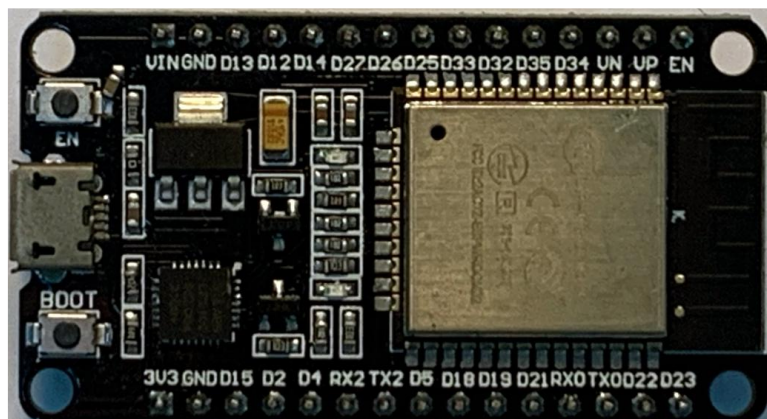
$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \sin((2\pi f_0)tn) dt \quad (2.45)$$

โดยที่

T คือ ค่าคาบเวลาของสัญญาณ

2.6 ไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 (ESP32 Microcontroller)

อีเอสพี 32 เป็นบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สำเร็จรูปที่พัฒนาโดยบริษัท Espressif ซึ่งอีเอสพี 32 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่รองรับการใช้งานร่วมกับโปรแกรมอาดูรีโน (Arduino) ซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนภาษาซี ข้อดีของอาดูรีโน คือ เป็นภาษาที่มีไลบรารี (Library) ให้ใช้งานหลากหลาย มีโมดูลบลูทูธ (Bluetooth) และไวไฟ (Wi-Fi) ภายใน ลักษณะของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 บอร์ดอีเอสพี 32

จุดเด่นอีกประการของไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 คือ ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ 1 ตัวมีตัวแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital converter: A2D) ขนาด 12 บิต ที่แรงดันไฟฟ้า 3.3 โวลต์ ใช้งานได้สูงสุด 18 ช่องสัญญาณ และมีตัวแปลงดิจิทัลเป็นอนาล็อก (Digital to Analog converter: D2A) ขนาด 8 บิต ที่แรงดันไฟฟ้า 3.3 โวลต์จำนวน 2 ช่องสัญญาณ รวมไปถึงไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 สามารถสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม (Serial Communication) ได้

2.7 เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด

เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรลักษณะของเครื่องทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.21

เครื่องทดสอบนี้สามารถจำลองสัญญาณที่มีค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดในช่วง 70% ถึง 100% ได้ อีกทั้งยังสามารถจำลองอัตราการเต้นของหัวใจได้ในช่วง 30 ถึง 245 ครั้งต่อนาที



รูปที่ 2.21 เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด

Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester

สำหรับการใช้งานเครื่องทดสอบสามารถทำได้ง่ายโดยการนำหัววัดความความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดไปวัดที่บริเวณนิ้วจำลอง (Artificial Finger) จากนั้นกำหนดค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด และอัตราการเต้นของหัวใจ เครื่องทดสอบจะทำหน้าที่รับแสงที่ออกจากแหล่งกำเนิดแสงภายในหัววัด จากนั้นเครื่องทดสอบจะทำการประมวลผลภายใน และจำลองแสงที่เสมือนว่าถูกดูดซับโดยนิ้วมือเพื่อส่งออกไปยังตัวรับแสงที่อยู่หัววัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่ต้องการทดสอบ สำหรับคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง และประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดต่อไป

2.8 ตัวแปรที่ใช้เปรียบเทียบ

สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพของระบบที่จะนำเสนอในหัวข้อถัดไป จะทำการเปรียบเทียบค่าดังต่อไปนี้

2.8.1 ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (Relative Error)

ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ แสดงถึงผลต่างระหว่างค่าที่วัดได้กับค่าที่แท้จริง โดยค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อย จะบ่งบอกว่าค่าที่วัดได้มีความถูกต้องมาก ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.46

$$\text{Error} = \frac{|\text{reference} - \text{measurement}|}{\text{reference}} \times 100\% \quad (2.46)$$

โดยที่

Error	คือ ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์
reference	คือ ค่าอ้างอิง
measurement	คือ ค่าที่วัดได้

2.8.2 ค่าความเที่ยงตรงสัมพัทธ์ (Relative Accuracy)

ค่าความเที่ยงตรงสัมพัทธ์เป็นค่าที่บอกความถูกต้องของข้อมูลซึ่งจะตรงข้ามกับค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ ซึ่งจะมีค่าดังสมการที่ 2.47

$$\text{Accuracy} = 100 - \text{Error} \quad (2.47)$$

โดยที่

Accuracy	คือ ค่าความเที่ยงตรงสัมพัทธ์
----------	------------------------------

2.8.3 ค่าความแม่นยำ (Precision)

ความแม่นยำเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความสามารถในการวัดของเครื่องมือวัดที่เกิดจากการวัดค่าในลักษณะเดียวกันหลายครั้งว่าได้ค่าใกล้เคียงกัน หรือไม่ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้ค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานดังสมการที่ 2.48

$$SD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N}} \quad (2.48)$$

โดยที่

SD	คือ ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน
x_i	คือ ค่าที่วัดได้
\bar{x}	คือ ค่าเฉลี่ยของค่าที่วัดได้
N	คือ จำนวนครั้งที่วัด

2.9 งานที่เกี่ยวข้อง

หากย้อนกลับไปในช่วงแรกของการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือด การวัดจะมีความซับซ้อน และยุ่งยากกว่าปัจจุบันนี้มาก เพราะในช่วงเริ่มต้นของการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจำเป็นที่จะต้องเจาะเลือดของผู้ป่วยเพื่อนำไปทดสอบในห้องปฏิบัติการ วิธีการลักษณะนี้นอกจากจะก่อให้เกิดความเจ็บปวดให้แก่ผู้ป่วยแล้ว ในด้านของผู้ปฏิบัติการก็ต้องมีความเชี่ยวชาญในด้านเคมีอีกด้วย เนื่องจากว่าในช่วงแรกวิธีการในการหาความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจะใช้วิธีการที่เรียกว่า การวิเคราะห์ก๊าซในเลือด (Blood Gas Analysis) เช่น วิธีการ Van Slyke วิธีการทำ Mixing Syringe หรือการใช้หลักของการออกซิเดชัน เช่นการใช้ คลาร์กอิเล็กโทรด (Clark Electrode) หรือกัลวานิกอิเล็กโทรด (Galvanic Electrode) [7] [8] [9] [10] และนอกจากวิธีการทางเคมีที่ยกตัวอย่างมาแล้วในการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดยังมีการใช้งานเครื่องสเปกโตรโฟโตมิเตอร์ ซึ่งจะทำการส่องแสงโดยใช้แสงที่มีความยาวคลื่นแสงที่ฮีโมโกลบินที่จับกับออกซิเจน และฮีโมโกลบินที่ไม่จับกับออกซิเจน มีค่าคงตัวการดูดซับแสงเท่ากัน (Isosbestic Point) หรือเครื่อง CO-Oximeter เครื่องมือนี้สามารถที่จะวัดค่าความเข้มข้นของสารละลายฮีโมโกลบินชนิดอื่นๆ ได้นอกเหนือจากฮีโมโกลบินที่จับกับออกซิเจน และฮีโมโกลบินที่ไม่จับกับออกซิเจน ผลที่ตามมาคือเครื่องเครื่องมือนี้จำเป็นต้องใช้แหล่งกำเนิดแสงถึง 4 ความยาวคลื่น [7]

อย่างไรก็ตามค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดที่วัดได้จากวิธีการที่ยกตัวอย่างมาข้างต้นถึงแม้จะให้ความแม่นยำที่สูง แต่สิ่งที่จะต้องแลกมาคือระยะเวลาในการทดสอบในห้องปฏิบัติการที่ใช้ระยะเวลานาน จนกระทั่งได้มีการคิดค้นเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดชนิดที่ไม่มีการรุกรานผู้ป่วยขึ้น

ในช่วงแรกของการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดแบบไม่รุกรานผู้ป่วยได้มีการออกแบบเครื่องมือวัดในหลายๆ ลักษณะ แต่โดยส่วนใหญ่จะใช้หลักการเดียวกันคือหลักการทางแสง เช่น เครื่องวัดออกซิเจนในเลือดของเครเมอร์ (Kremer's Oximeter) เครเมอร์ได้พบว่าการดูดซับแสงสีแดงของเลือดนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดเป็นหลักจึงทำให้เครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดของเครเมอร์ใช้แสงสีแดงเพียงอย่างเดียว

และในช่วงเวลาเดียวกันนั้นแมทเทส (Matthes) ออกแบบเครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดโดยการส่องแสงจากหลอดไฟผ่านใบหูไปยังตัวรับแสง (Photocell) โดยที่แมทเทสได้เลือกใช้แสงสีแดง และแสงสีเขียว และในช่วงสงครามโลกครั้งที่ 2 เครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดของมิลลิแกน (Miliken) มีลักษณะคล้ายกับเครื่องของแมทเทส แต่ว่าแสงที่ใช้นั้นได้ถูกเปลี่ยนจากแสงสีแดง และแสงสีเขียว เป็นแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด จนผ่านมาในช่วงปี 1971 ทาคูโอะยะ อะโอยากิ (Takuo Aoyaki) ได้คิดค้นเครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร โดยใช้แสงสีแดงความยาวคลื่น 630 นาโนเมตร แสงอินฟราเรดความยาวคลื่น 900 นาโนเมตร ผลที่ได้นี้นอกจากจะได้ค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดแล้วยังสามารถหาชีพจรได้อีกด้วย [7]

อย่างไรก็ตามค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดจากเครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดเป็นค่าที่ได้จากสมการอย่างง่าย (Empirical Equation) ซึ่งจะให้ความแม่นยำเทียบเท่ากับการวัดในลักษณะที่มีการรูกล้ำผู้ป่วยเฉพาะในช่วงความอิมตัวออกซิเจนในเลือดในช่วง 70 – 100% [11] [12] [13] [14]

ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อก่อนหน้าถึงหลักการของการวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดว่ากระบวนการวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดสามารถทำได้โดยการใช้เครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือด ซึ่งมีหลักการคือเครื่องวัดจะทำการส่องแสง 2 ชนิด ผ่านนิ้วมือ เพื่อให้แสงเดินทาง และถูกดูดซับโดยองค์ประกอบต่างๆ ที่มีอยู่ภายในนิ้วมือ ซึ่งองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญกับการวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดคือ เลือด ซึ่งเลือดนั้นเป็นตัวแทนของฮีโมโกลบินที่มีอยู่ภายในเลือด และท้ายที่สุดพบว่าการประมาณค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดไม่มีความจำเป็นจะต้องทำการหาค่าความเข้มข้นของฮีโมโกลบินในเลือดเลย เพียงแต่หาอัตราส่วนการดูดซับของแสงระหว่างแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดเพียงเท่านั้นก็สามารถที่จะนำไปประมาณค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดได้

ในการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงสามารถหาได้โดยตรงจากสัญญาณที่ตัวรับแสงที่อยู่ภายในหัววัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดวัดได้ อย่างไรก็ตามเครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดยังมีข้อจำกัดที่สำคัญอยู่ 1 ประการคือ การวัดที่ให้ผลแม่นยำจะต้องกระทำการวัดในสภาวะที่ผู้ถูกวัดมีการเคลื่อนไหวน้อยที่สุด มิเช่นนั้นสัญญาณที่วัดได้จะถูกปนเปื้อนไปด้วยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหว ในการลดผลกระทบที่เกิดจากการเคลื่อนไหวนั้นสามารถกระทำได้ในหลายลักษณะ ทั้งการเพิ่มอุปกรณ์จำพวก เซนเซอร์วัดความเข้มแสง [15] [16] หรือเซนเซอร์วัดความเร่ง [17] [18] [19] และใช้งานร่วมกับตัวกรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter) หรือในอีกลักษณะคือ การประมวลผลสัญญาณในเชิงดิจิทัล [3] [20] [21] [22] [23] [24] [25] [26] [27] [28] [29] [30] จนปี ค.ศ. 2018 [4] ได้มีการเสนอกระบวนการลดการปนเปื้อนจากการเคลื่อนไหวในอีกวิธีหนึ่ง คือ การควบคุมแหล่งกำเนิดแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดภายในหัววัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือด ซึ่งเดิมทีสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงนั้นจะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 2 สัญญาณที่มีเฟสแตกต่างกัน แต่ในงานวิจัยชิ้น

ดังกล่าวได้ใช้สัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันแทน ผลที่ได้ไม่เพียงแต่จะลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหวแล้วยังพบว่า สัญญาณที่ตัวรับแสงรับได้มีลักษณะเป็นสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบเอเอ็ม 2 สัญญาณผสมกันอยู่ในลักษณะที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ โดยที่ข่าวสารของสัญญาณเอเอ็มทั้ง 2 สัญญาณคือ สัญญาณพีพีจีของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดที่สามารถนำไปประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดได้

ถึงแม้ว่าวิธีการที่ [4] จะช่วยลดผลกระทบของการรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหว แต่สิ่งที่เกิดขึ้นตามมาคือ ความซับซ้อนในการประมวลผลสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณพีพีจีออกมาเพื่อนำไปหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่ใช้ในการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด อีกทั้งวิธีการนี้ยังเป็นวิธีการที่มีการทดลองเฉพาะในห้องปฏิบัติการยังไม่ได้มีการออกแบบ หรือนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่จากการศึกษาพบว่าได้มีความพยายามประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ในการวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรในลักษณะใกล้เคียงกัน เช่น การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์พีไอซี (PIC Microcontroller) ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล และส่งข้อมูลสัญญาณไปยังคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลผ่านสัญญาณวิทยุความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งงานวิจัยนี้ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่ได้มีการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลใดๆ [31] หรือในอีกลักษณะคือใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เอทีเมกะ 16 ในการบันทึก และคำนวณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด [32] และในอีกงานวิจัยที่มีการนำเสนอมาคือ ระบบออกซิเซนส์ (OxiSense) มีการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MSP430F5529 ในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล และประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด [33] แต่อย่างไรก็ดี การประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการออกแบบ และสร้างเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดนั้นยังเป็นแนวทางที่ใช้หลักของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา และยังทำให้การรบกวนที่เกิดจากการเคลื่อนไหวยังคงมีอยู่

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรในระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน เพื่อนำไปออกแบบ และสร้างเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรจากวิธีการที่นำเสนอด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32

บทที่ 3

การตรวจสอบค่าความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่า ดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด ในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

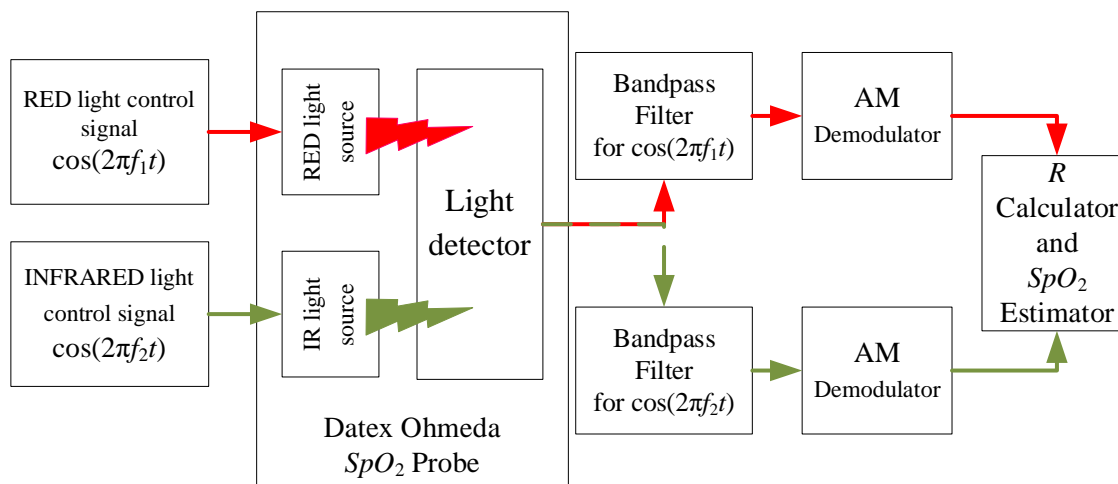
3.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 2 ที่ผ่านมาได้อธิบายทฤษฎีที่เกี่ยวข้องที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และในบทนี้จะเป็นการอธิบายวิธีการที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ คือ ระบบการตรวจสอบค่าความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ รวมไปถึงการออกแบบเครื่องวัดความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรที่ใช้หลักของวิธีการที่นำเสนอ โดยที่ในส่วนแรกจะเป็นการอธิบายแนวคิดสำหรับการตรวจสอบค่าความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด และในส่วนถัดไปจะเป็นรายละเอียดของการออกแบบระบบ รวมไปถึงการออกแบบการทดลอง และการบันทึกผลการทดลอง

3.2 การตรวจสอบค่าความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิง ขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

3.2.1 กล่าวนำ

โดยทั่วไปแล้วในการประมาณค่าความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรในระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน สามารถทำได้โดยประมาณจากค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R) ที่คำนวณจากสัญญาณพีพีจีในโดเมนเวลา [4] โดยสมการสำหรับคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ถูกแสดงไว้ในสมการที่ 2.28 ซึ่งกระบวนการที่จะได้มาซึ่งสัญญาณพีพีจีในระบบลักษณะนี้จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่นำเสนอนี้ [4]

สำหรับการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีฟรจากค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามโครงสร้างในรูปที่ 3.1 นั้น สิ่งที่มีความสำคัญที่สุดคือ ระบบจะต้องมีการติมอดูเลตสัญญาณพีพีจีเอเอ็ม เพื่อให้ได้สัญญาณพีพีจีเอเอ็มก่อน ซึ่งส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนสูง โดยสาเหตุที่ต้องมีการติมอดูเลตสัญญาณเนื่องมาจากการวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีฟรจำเป็นต้องใช้แหล่งกำเนิดแสง 2 แหล่งได้แก่แสงสีแดง และแสงอินฟราเรด แต่โดยทั่วไปหัววัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีฟรจะมีตัวรับแสงภายในหัววัดเพียงตัวเดียว ดังนั้นหากทำการส่งแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดผ่านนิ้วมือไปพร้อมกันความเข้มแสงที่ตัวรับแสงวัดได้จะสามารถเขียนเป็นสมการของเบียร์ และแลมเบิร์ตได้เป็นสมการที่ 3.1

$$I(t) = I_{0,RED} e^{-A_{Finger,RED}(t)} + I_{0,IR} e^{-A_{Finger,IR}(t)} \quad (3.1)$$

โดยที่

$I(t)$ คือ ความเข้มแสงที่ตัวรับแสงวัดได้

$I_{0,RED}$ และ $I_{0,IR}$ คือ ความเข้มแสงจากแหล่งกำเนิดแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ตามลำดับ

$A_{\text{Finger,RED}}(t)$ และ $A_{\text{Finger,IR}}(t)$ คือ ค่าการดูดซับแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดของนิ้วมือ ตามลำดับ

จากสมการที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ทำการส่องแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดไปพร้อมๆ กัน ความเข้มแสงที่ตัวรับแสงรับได้จะเป็นความเข้มแสงรวม และไม่สามารถแยกองค์ประกอบระหว่างแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดได้ ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมการทำงานของแหล่งกำเนิดแสงให้ทำงานแตกต่างกันโดยที่ [4] เลือกใช้งานสัญญาณควบคุมที่มีลักษณะเป็นสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่ความถี่แตกต่างกันโดยที่ความเข้มแสงที่แหล่งกำเนิดของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดจะเป็นสัญญาณโคไซน์สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ 3.2 และ 3.3 ตามลำดับ

$$I_{0,\text{RED}} = I_{\text{RED}} \cos(2\pi f_1 t) \quad (3.2)$$

$$I_{0,\text{IR}} = I_{\text{IR}} \cos(2\pi f_2 t) \quad (3.3)$$

โดยที่

I_{RED} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์ความถี่ f_1

I_{IR} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์ความถี่ f_2

f_1 คือ ความถี่ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงสีแดง

f_2 คือ ความถี่ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงอินฟราเรด

เมื่อนำสมการที่ 3.2 และ 3.3 แทนกลับไปในสมการที่ 3.1 จะได้เป็นสมการที่ 3.4

$$I(t) = I_{\text{RED}} \cos(2\pi f_1 t) e^{-A_{\text{Finger,RED}}(t)} + I_{\text{IR}} \cos(2\pi f_2 t) e^{-A_{\text{Finger,IR}}(t)} \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาองค์ประกอบของสมการที่ 3.4 เห็นได้ว่าความเข้มแสงที่ตัวรับแสงวัดได้จะประกอบไปด้วยองค์ประกอบของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดผสมกันอยู่ แต่เมื่อดูในรายละเอียดจะพบว่าความเข้มแสงที่แหล่งกำเนิดของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดนั้นจะมีความเข้มแสงที่ความถี่ไม่เท่ากัน ซึ่งการทำงานในลักษณะนี้ในทางโทรคมนาคมจะพิจารณาว่าเป็นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ และเมื่อทำการพิจารณาองค์ประกอบของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดแยกกันจะเห็นค่าความเข้มแสงที่แหล่งกำเนิดจะถูกดูดซับโดยนิ้วซึ่งจากบทที่ 2 ได้แสดงให้เห็นแล้วว่าการดูดซับแสงของนิ้วจะมีจังหวะการดูดซับแสงเปลี่ยนแปลงไปตามจังหวะการสูบฉีดเลือด และเกิดเป็นสัญญาณพีพีจี ซึ่งจากสมการ 3.4 พจน์ของการคูณกันของ $I_{RED} \cos(2\pi f_1 t) e^{-A_{Finger,RED}(t)}$ และ $I_{IR} \cos(2\pi f_2 t) e^{-A_{Finger,IR}(t)}$ เมื่อไปเทียบเคียงกับการมอดูเลตเชิงขนาด $m(t) \cos(2\pi f_c t)$ จะพบว่าสัญญาณ $I_{RED} \cos(2\pi f_1 t) e^{-A_{Finger,RED}(t)}$ และ $I_{IR} \cos(2\pi f_2 t) e^{-A_{Finger,IR}(t)}$ ถ้า $m(t) = e^{-A_{Finger,RED}(t)}$ พจน์ของ $I_{RED} \cos(2\pi f_1 t) e^{-A_{Finger,RED}(t)}$ และ $I_{IR} \cos(2\pi f_2 t) e^{-A_{Finger,IR}(t)}$ ก็คือการมอดูเลตเชิงขนาด

โดยเมื่อทำความเข้าใจเหตุผลว่าทำไมการประมาณค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดของระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่ความถี่แตกต่างกันเกิดการมอดูเลตเชิงขนาดขึ้น ในส่วนถัดไปจะอธิบายถึงการตรวจสอบค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

3.2.2 การตรวจสอบค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา

ตามที่ได้อธิบายเกี่ยวกับการมอดูเลตเอเอ็มไปแล้วในบทที่ 2 จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของการมอดูเลตแบบเอเอ็มตัวหนึ่งคือ ค่าดัชนีการมอดูเลตในสมการที่ 2.34 และรูปประกอบสัญญาณในรูปที่ 2.9 หากกำหนดให้ข่าวสารของสัญญาณเอเอ็มคือ สัญญาณพีพีจี ($PPG(t)$) และความถี่ของคลื่นพหุมีค่าเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง ($control(t)$) และกำหนดให้สมการของสัญญาณพีพีจี สัญญาณควบคุม และสัญญาณพีพีจีเอเอ็มมีค่าเป็นสมการที่ 3.5 ถึง 3.7 ตามลำดับ และลักษณะของสัญญาณดังกล่าวเป็นไปตามรูปที่ 3.7

$$PPG(t) = DC + AC(t) \quad (3.5)$$

$$control(t) = A \cos(2\pi f_c t) \quad (3.6)$$

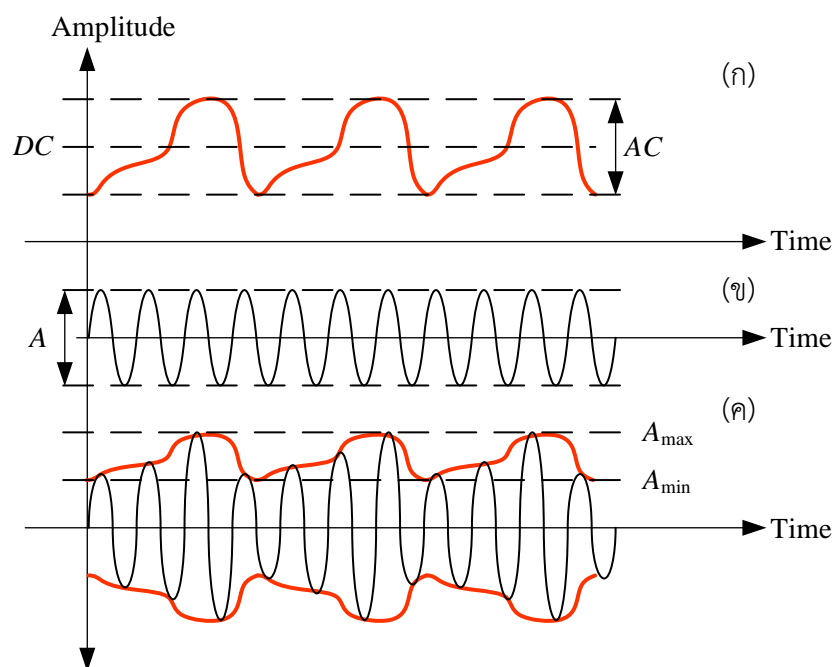
$$\phi_{PPGAM} = PPG(t) \cdot control(t) = DC \cos(2\pi f_c t) + AC \cos(2\pi f_c t) \quad (3.7)$$

โดยที่

DC คือ ขนาดขององค์ประกอบตรงของสัญญาณพีพีจี (ค่าคงที่)

AC คือ ขนาดขององค์ประกอบเอซีของสัญญาณพีพีจี

f_c คือ ความถี่ของสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง



รูปที่ 3.2 ตัวอย่างสัญญาณ

(ก) พีพีจี

(ข) ควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

(ค) พีพีจีเอเอ็ม

จากรูปที่ 3.2 ใช้สมการที่ 2.34 ในการหาค่าดัชนีการมอดูเลต จะได้สมการที่ 3.8

$$\mu_{PPGAM} = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ 3.8 โดยทั่วไปแล้ว $A_{\max} - A_{\min}$ จะมีค่าสอดคล้องกับขนาดขององค์ประกอบเอซีของสัญญาณพีพีจี (AC) ในขณะที่ $A_{\max} + A_{\min}$ จะมีค่าเป็น 2 เท่าของขนาดขององค์ประกอบดีซี (DC offset level) ของสัญญาณพีพีจี ($2DC$) ทำให้อัตราส่วนระหว่างองค์ประกอบเอซี และองค์ประกอบดีซีของสัญญาณพีพีจีที่หาจากค่าดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าเป็นดังสมการที่ 3.9

$$\frac{AC}{DC} = 2\mu_{PPGAM} \quad (3.9)$$

ดังนั้นสำหรับการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่คำนวณจากค่าดัชนีการมอดูเลตสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.10

$$R = \frac{2\mu_{REDPPGAM}}{2\mu_{IRPPGAM}} = \frac{\mu_{REDPPGAM}}{\mu_{IRPPGAM}} \quad (3.10)$$

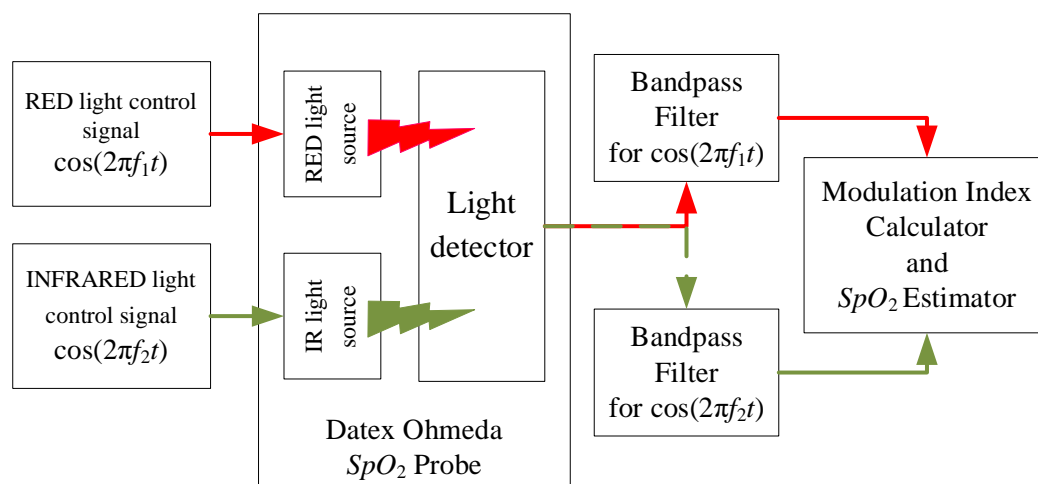
โดยที่

$\mu_{REDPPGAM}$ คือ ดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มของแสงสีแดง

$\mu_{IRPPGAM}$ คือ ดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มของแสง

อินฟราเรด

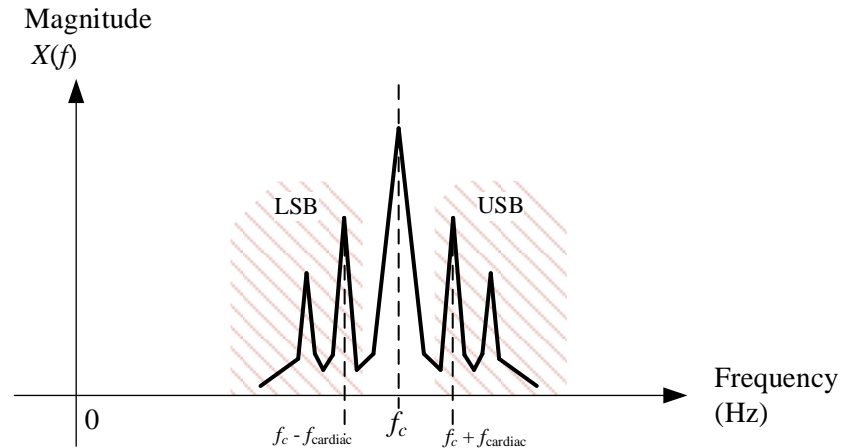
โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลาจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา

3.2.3 การตรวจสอบค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนความถี่

ในโดเมนความถี่จะมีความสอดคล้องกับหัวข้อที่ 2.5.5 ที่ได้อธิบายถึงการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงของสัญญาณพีพีจีในโดเมนความถี่ตามสมการที่ 2.31 อีกทั้งหัวข้อที่ 2.3.1 ได้มีการแสดงตัวอย่างขององค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณเอเอ็มว่า เมื่อทำการมอดูเลตแล้วสัญญาณข่าวสารที่เดิมที่อยู่ในช่วงองค์ประกอบความถี่ต่ำจะถูกเลื่อนไปอยู่ในความถี่แถบข้างของคลื่นพาห์ที่อยู่ในช่วงความถี่สูง ซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ได้แสดงไว้แล้วในรูปที่ 3.2(ค) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณดังรูปที่ 3.4

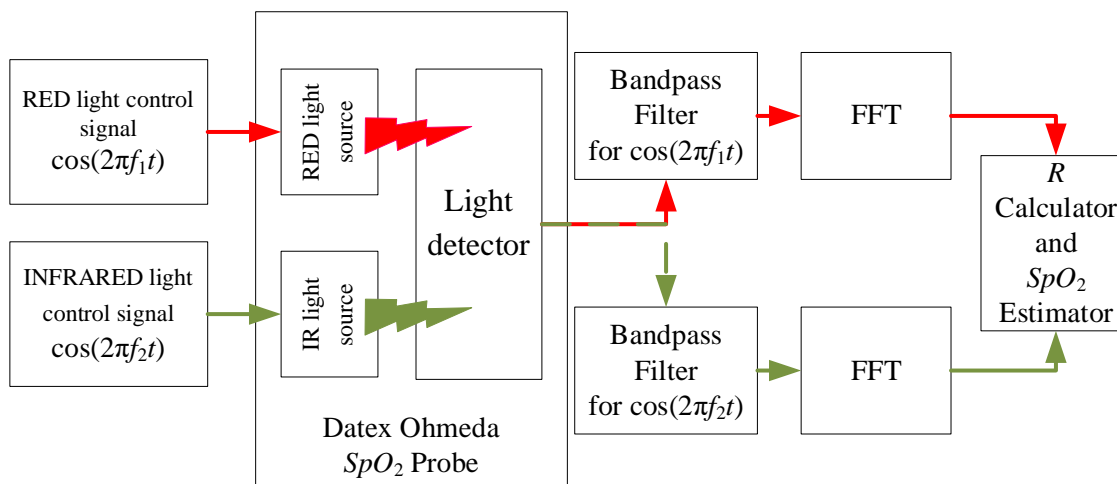


รูปที่ 3.4 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอเอ็ม

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าเมื่อผ่านการมอดูเลต องค์ประกอบของความถี่ที่ 0 เฮิรตซ์ หรือ องค์ประกอบดีซีของสัญญาณจะถูกเลื่อนมาที่ความถี่สูง และมีค่ากลายเป็นขนาดขององค์ประกอบของความถี่ของสัญญาณควมคุม (f_c) และเช่นเดียวกันกับองค์ประกอบเอซีจะถูกเลื่อนไปอยู่ในแถบข้างของสัญญาณควมคุม ดังนั้นในการคำนวณหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.11

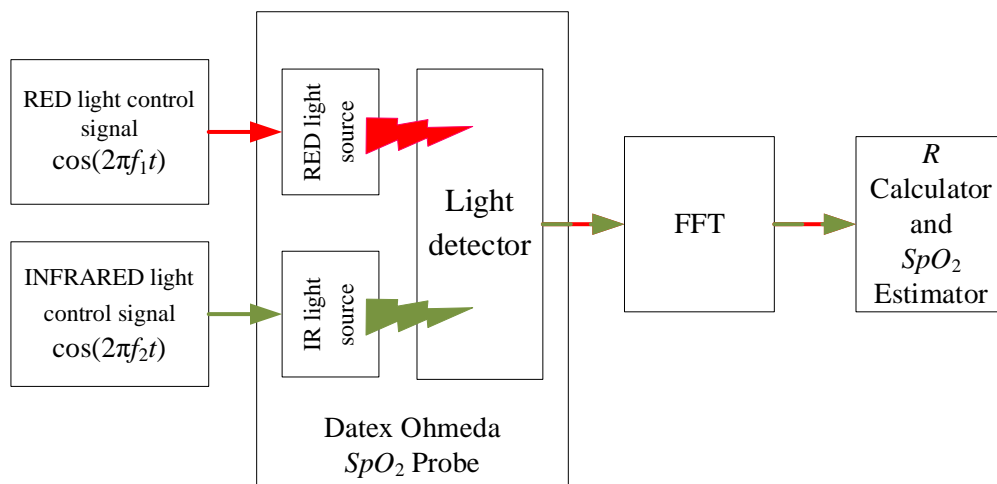
$$R = \frac{\frac{|X(f_{c,RED} + f_{cardiac,RED})|}{|X(f_{c,RED})|}}{\frac{|X(f_{c,IR} + f_{cardiac,IR})|}{|X(f_{c,IR})|}} \quad (3.11)$$

โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิมมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนความถี่จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



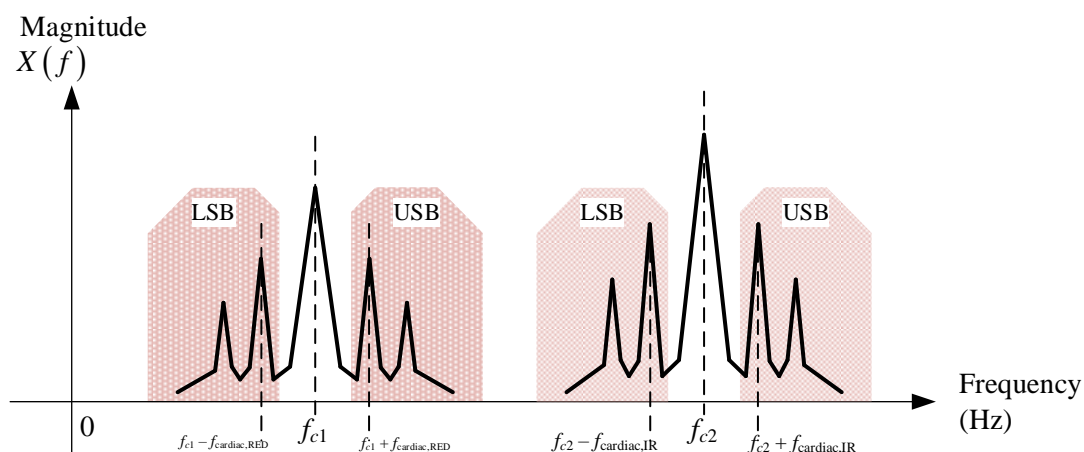
รูปที่ 3.5 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนความถี่

จากโครงสร้างในรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าระบบมีการใช้ตัวกรองความถี่แถบผ่านในการแยกสัญญาณพีพีจีเอ็มของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดให้ออกจากกันในทางกายภาพ หรือกล่าวคือ ในการแปลงสัญญาณพีพีจีเอ็มให้อยู่ในโดเมนความถี่จะพบเพียงแถบความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอ็มจำนวน 1 ย่านความถี่เท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้ว ในการวิเคราะห์สัญญาณในโดเมนความถี่ ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องแยกสัญญาณทั้ง 2 ออกจากกันด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน เพราะว่าในโดเมนความถี่นั้นสัญญาณพีพีจีเอ็มทั้ง 2 สัญญาณที่ผสมกันอยู่ในลักษณะของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่จะมีย่านความถี่ที่ถูกแยกออกจากกันอยู่แล้ว หมายความว่าในการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงของโครงสร้างในรูปที่ 3.5 ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้ตัวกรองความถี่แถบผ่าน ทำให้สามารถหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ในอีกวิธีหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของระบบตรวจสอบค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนความถี่แบบไม่มีตัวกรองความถี่แถบผ่าน

จากรูปที่ 3.6 สามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอพีดีเอ็ม

จากรูปที่ 3.7 สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ดังสมการที่ 3.12

$$R = \frac{\frac{|X(f_{c_1} + f_{\text{cardiac,RED}})|}{|X(f_{c_1})|}}{\frac{|X(f_{c_2} + f_{\text{cardiac,IR}})|}{|X(f_{c_2})|}} \quad (3.12)$$

ตามที่ได้อธิบายถึงวิธีการตรวจสอบค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดไปแล้วทั้ง 3 วิธี ได้แก่ การประมาณค่าจากค่าดัชนีการมอดูเลตในโดเมนเวลา การประมาณค่าจากดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ร่วมกับตัวกรองความถี่แถบผ่าน และการประมาณค่าจากดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ที่ไม่มีตัวกรองความถี่แถบผ่าน โดยเพื่อลดความซับซ้อนในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเรียกว่า **วิธีการที่นำเสนอ 1 วิธีการที่นำเสนอ 2 และวิธีการที่นำเสนอ 3** ตามลำดับ และสามารถสรุปวิธีการประมาณค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดที่ใช้งานทั้งหมดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดงรายละเอียดของวิธีการที่นำเสนอ และวิธีการดั้งเดิม

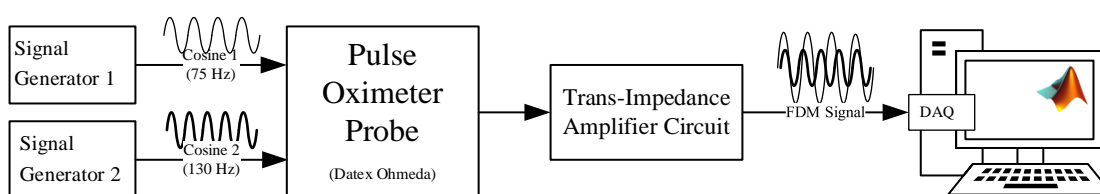
วิธีการ	กระบวนการ			โดเมน
	กรองความถี่แถบผ่าน	ตีมอดูเลตสัญญาณ	หาค่าประกอบทางความถี่	
ดั้งเดิม 1	✓	✓	✗	เวลา
ดั้งเดิม 2	✓	✓	✓	ความถี่
นำเสนอ 1	✓	✗	✗	เวลา
นำเสนอ 2	✓	✗	✓	ความถี่
นำเสนอ 3	✗	✗	✓	ความถี่

จากตารางที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าการประมาณค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรสำหรับระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกัน ในการประมาณค่าด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม 1 และ 2 นั้นระบบจะต้องมีการใช้งานตัวกรองความถี่แถบผ่าน 2 ตัวที่ความถี่กึ่งกลางสอดคล้องกับความถี่ของสัญญาณโคไซน์ที่ใช้ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสง โดยเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอทั้ง 3 วิธี จะเห็นได้ว่า ระบบที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสามารถที่จะช่วยลดความซับซ้อนในการประมวลผลสัญญาณ โดยเมื่อเปรียบเทียบกับในโดเมนเวลาจะเห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ 1 นั้นสามารถที่จะลดขั้นตอนการตีมอดูเลตสัญญาณพีพีจีเอ็มออกไป และในโดเมนความถี่วิธีการที่นำเสนอ 2 จะช่วยลดความซับซ้อนในส่วนของขั้นตอนการตีมอดู

เลตสัญญาณพีพีจีเอเอ็มออกไป ใกล้เคียงกับวิธีการที่นำเสนอ 1 แต่สำหรับวิธีการที่นำเสนอ 3 ในการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดไม่ได้มีการใช้งานตัวกรองความถี่แถบผ่าน และขั้นตอนการตีמודูเลตสัญญาณ ดังนั้นจากตารางที่ 3.1 จึงแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสามารถที่จะช่วยลดความซับซ้อนโดยรวมในการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรของระบบที่มีการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงด้วยสัญญาณโคไซน์ 2 สัญญาณที่ความถี่แตกต่างกันได้ โดยรายละเอียดในการออกแบบระบบจะมีการอธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป

3.2.4 การออกแบบระบบ

ตามที่ได้อธิบายแนวคิดของวิธีการที่นำเสนอทั้ง 3 วิธีไปแล้ว ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดในส่วนต่างๆ ของระบบ ซึ่งประกอบไปด้วย ส่วนวงจรอนาล็อกที่ใช้งาน และส่วนการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลด้วยโปรแกรมแมทแล็บ (MATLAB) โดยภาพรวมของระบบจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ภาพรวมของระบบที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.8 สามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

3.2.4.1 การสร้างสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

โดยปกติสัญญาณพีพีจีจะมีค่าความถี่ที่สอดคล้องกับอัตราการเต้นของหัวใจ ทำให้โดยเฉลี่ยแล้วความถี่ของสัญญาณพีพีจีจะมีค่าอยู่ประมาณ 0.5 – 2 เฮิร์ตซ์ (เทียบกับอัตราการเต้นของหัวใจ 30 – 120 ครั้งต่อนาที) ซึ่งจากเอกสารอ้างอิง [4] พบว่ามีการใช้งานสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่อยู่ในช่วง 1 ถึง 1.6 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งพบว่าเป็นความถี่สูงกว่าความถี่ของสัญญาณพีพีจีอยู่มาก อีกทั้งเมื่อพิจารณาองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีจะพบว่าองค์ประกอบทางความถี่ที่ทำให้สัญญาณพีพีจียังคงคุณลักษณะของสัญญาณพีพีจีมีประมาณ 7 ฮาร์โมนิกเพียงเท่านั้น [20] ซึ่งครอบคลุมค่ากำลังงาน 98% ของพลังงานทั้งหมดของสัญญาณ ดังนั้นเพื่อเป็นการลดการใช้พลังงาน และหน่วยความจำในการประมวลผลในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้งานสัญญาณโคไซน์ที่มีความถี่ 75 เฮิร์ตซ์ สำหรับแสงสีแดง และแสง

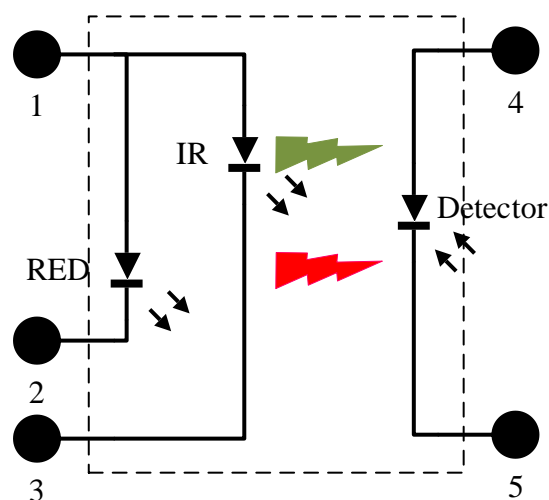
อินฟราเรดจะควบคุมด้วยสัญญาณโคไซน์ที่ความถี่ 130 เฮิรตซ์ โดยที่สัญญาณควบคุมทั้ง 2 จะมีแอมพลิจูดเป็น 3.3 โวลต์พีค-ทูปีก โดยให้มีแรงดันออฟเซตเป็น 1.65 โวลต์ สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสร้างโดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator) จำนวน 2 เครื่อง

3.2.4.2 หัววัดความอิมิต์วออกซิเจนในเลือด

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้หัววัดความอิมิต์วออกซิเจนในเลือดจากซีพจรแบบ แอนโนดร่วม (Common Anode) ของ Datex-Ohmeda ซึ่งจะมีลักษณะ และโครงสร้างภายในของหัววัดดังรูปที่ 3.9



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.9 หัววัดความอิมิต์วออกซิเจนในเลือด

(ก) ลักษณะภายนอก

(ข) ขั้วภายในหัววัด

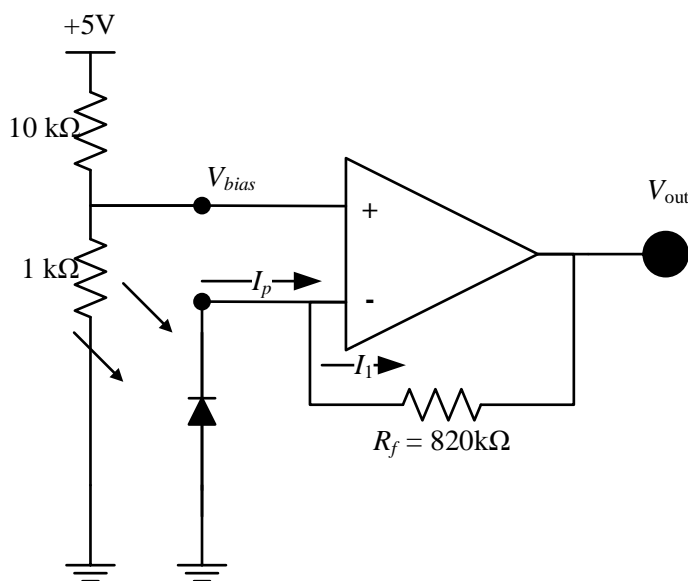
3.2.4.3 วงจรขยายกระแส เป็นแรงดัน

ความเข้มแสงที่ตัวรับแสงในหัววัดวัดได้จะถูกขยาย และเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้าด้วยวงจรขยายทรานซิสเตอร์อิมพีแดนซ์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบให้มีอัตราขยายมีค่าเป็น

0.8 เมกะโวลต์ต่อแอมป์ ที่มีการไบอัสกลับ (Reverse bias) ด้วยแรงดัน 500 มิลลิโวลต์เข้าที่ขาอินพุตบวก และในบทที่ 2 ได้อธิบายถึงวงจรขยายทรานอิมพีแดนซ์ไปแล้ว และพบว่าอัตราขยายจะมีค่าตามสมการที่ 2.30 ดังนั้นตัวต้านทานย้อนกลับจะมีค่าเป็น $R_f = 800\text{k}\Omega$ ซึ่งในทางปฏิบัติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้งาน $R_f = 820\text{k}\Omega$ ส่งผลให้อัตราขยายจะมีค่าเป็นสมการที่ 3.13

$$-\frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{in}}} = 820 \text{ kVolt/Amp} \quad (3.13)$$

ดังนั้นโครงสร้างของวงจรขยายที่ออกแบบจะมีลักษณะตามรูปที่ 3.10

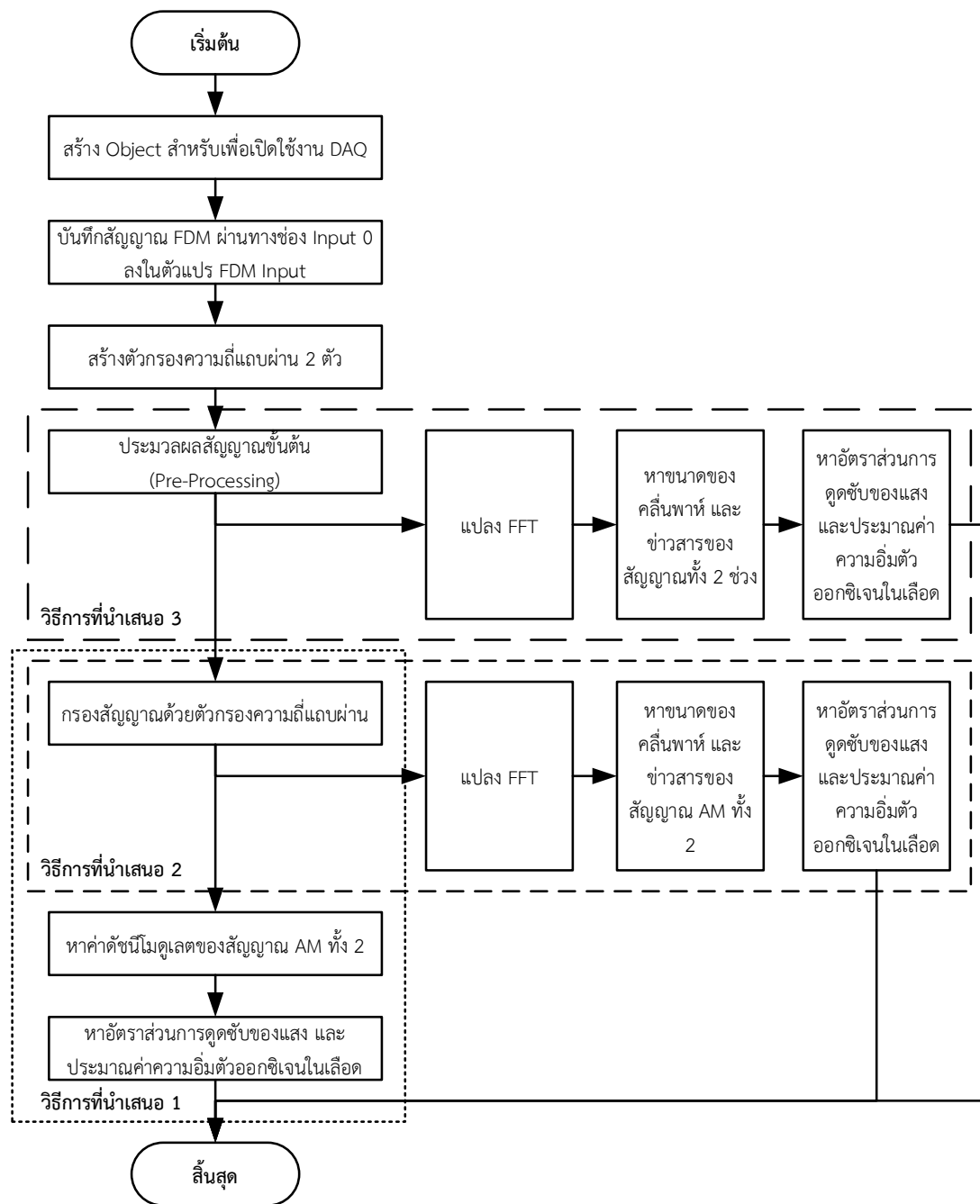


รูปที่ 3.10 วงจรขยายแบบทรานอิมพีแดนซ์

3.2.4.4 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำบนโปรแกรมแมทแลป โดยที่จะใช้งานบอร์ดเก็บข้อมูล (Data Acquisition Board: DAQ) รุ่น NI- PCI 6014 Basic

Multifunction I/O Board ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล โดยที่กระบวนการทำงานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

รายละเอียดของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสามารถอธิบายได้ดังนี้

- 3.2.4.4.1 ความถี่แซมปลิง (Sampling Frequency) มีค่าเป็น 4000 เฮิรตซ์
- 3.2.4.4.2 ตัวกรองความถี่แถบผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธลำดับที่ 5 จำนวน 2 ตัว โดยมีความถี่กึ่งกลางอยู่ที่ 75 และ 130 เฮิรตซ์ และมีแบนด์วิดท์ 18 เฮิรตซ์ สำหรับแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดตามลำดับ
- 3.2.4.4.3 หาสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณต่างๆ ด้วยฟังก์ชัน FFT ของโปรแกรมแมทแลป

หัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงวิธีการตรวจสอบค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตแบบเชิงขนาดทั้งในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ รวมไปถึงอธิบายถึงการออกแบบระบบที่สอดคล้องกับวิธีการที่นำเสนอ และในหัวข้อถัดไปจะเป็นการประยุกต์ใช้งานวิธีการประมาณค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรโดยอาศัยค่าดัชนีการมอดูเลตแบบเอเอ็มในโดเมนความถี่ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32

3.3 เครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่นำเสนอ

3.3.1 กล่าวนำ

ในหัวข้อก่อนหน้านี้นี้ได้มีการอธิบายถึงระบบการวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากชีพจรที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอทั้ง 3 วิธีรวมไปถึงได้อธิบายรายละเอียดในองค์ประกอบต่างๆ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะเป็นการสร้างเครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดโดยประยุกต์ใช้งานวิธีการที่นำเสนอ 3 ลงในไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 โดยส่วนที่จะแตกต่างจากที่ได้อธิบายไปก่อนหน้านี้ มีดังต่อไปนี้

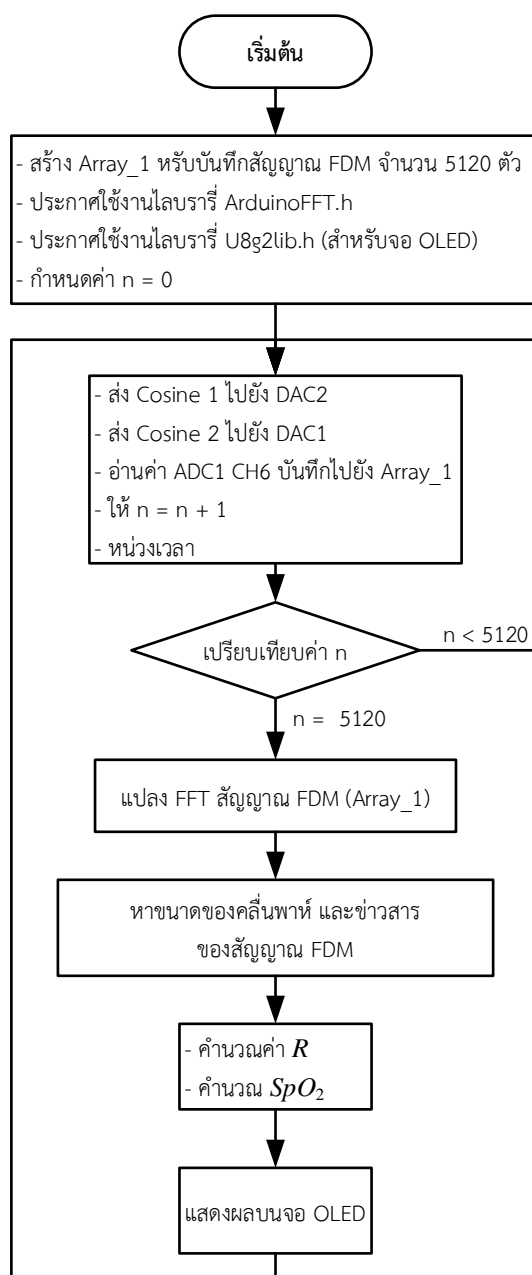
3.3.1.1 การสร้างสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

ในหัวข้อก่อนหน้านี้นี้ สัญญาณควบคุมจะถูกสร้างขึ้นจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ ซึ่งในหัวข้อนี้สัญญาณควบคุมจะถูกสร้างขึ้นจากตัวไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 โดยจะใช้งานช่องแปลงดิจิทัลเป็นอนาล็อกที่อยู่ภายในอีเอสพี 32

ด้วยข้อจำกัดในเรื่องของหน่วยความจำ และความเร็วในการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 สัญญาณควบคุมจะถูกลดความถี่ลงมาเหลือ 55 และ 80 เฮิรตซ์ สำหรับควบคุมแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดตามลำดับ โดยที่จะมีแอมพลิจูด 3.3 โวลต์พีค-ทู-พีค และมีแรงดันออฟเซตเป็น 1.65 โวลต์

3.3.1.2 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะถูกย้ายมาประมวลผลบนตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ไอเอสพี 32 ซึ่งการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 การทำงานของไอเอสพี 32

รายละเอียดของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในอีเอสพี 32 สามารถอธิบายได้ดังนี้

3.3.1.2.1 ความถี่แซมปลิง

สำหรับการกำหนดความถี่แซมปลิงของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้น ไม่สามารถกำหนดได้โดยตรง เนื่องจากอีเอสพี 32 ถูกพัฒนามาจากอาร์ดูอิโน (Arduino) ซึ่งการทำงานจะเป็นรอบ (Loop) ดังนั้นในการกำหนดความถี่แซมปลิงจะสามารถทำได้โดยการเพิ่มการหน่วงเวลา (Delay) เข้าไปในแต่ละวงรอบ เพื่อให้การทำงานในแต่ละวงรอบมีคาบเวลาตามที่ต้องการ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้ในแต่ละวงรอบมีการทำงาน 976.562 ไมโครวินาที หรือมีค่าเป็น 1024 เฮิร์ตซ์

3.3.1.2.2 สัญญาณโคไซน์

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมจะออกแบบให้สัญญาณควบคุมมีความถี่ 55 และ 80 เฮิร์ตซ์ สำหรับแสงสีแดง และแสงอินฟราเรดตามลำดับ ขนาด 3.3 โวลต์พีคทูพีค ออฟเซต 1.65 โวลต์ ซึ่งจะสร้างออกมาจากช่องแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกของไมโครคอนโทรลเลอร์

3.3.1.2.3 การหาสเปกตรัมของสัญญาณ

ในการหาสเปกตรัมของสัญญาณจะเป็นการใช้งานฟังก์ชันของไลบรารี ArduinoFFT.h

3.3.1.2.4 การแสดงผล

สำหรับการแสดงผลของค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจะมีการแสดงผลผ่านทางจอ OLED

หัวข้อนี้ได้อธิบายการออกแบบ และสร้างเครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากซีพจรขึ้นจากไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 จากวิธีการที่นำเสนอ 3 และในหัวข้อถัดไปจะเป็นการอธิบายถึงวิธีการทดลองและบันทึกผลที่เกิดขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

3.4 การทดลอง

สำหรับการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อใหญ่ ได้แก่ การทดสอบการทำงานของวิธีการที่นำเสนอ และการทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่สร้างขึ้น โดยรายละเอียดของการทดลองจะอธิบายได้ดังต่อไปนี้

3.4.1 การตรวจสอบค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด

3.4.1.1 การออกแบบการทดลอง

ในการทดสอบการทำงานของวิธีการที่นำเสนอจะเป็นการทดสอบโดยใช้งานเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือด Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester ร่วมกับระบบวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดที่นำเสนอ เพื่อหากราฟเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve) และสมการในการประมาณค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากชีพจรของวิธีการที่นำเสนอ โดยจะทำการวัดค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากชีพจรที่ค่า 70, 75, 80, 85, 90, 95, 97, 98, 99 และ 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 30, 60, 80, 100, 120 และ 150 ครั้งต่อนาที ค่าละ 10 ครั้ง และนำสัญญาณที่วัดได้ไปหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง เพื่อนำไปหากราฟเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงต่อไป

3.4.1.2 การบันทึกผลการทดลอง

สำหรับการบันทึกผลการทดลอง จะทำการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง เพื่อนำไปหาสมการในการประมาณค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือด จากนั้นจะทำการหาค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดของทุกสัญญาณที่บันทึกไว้ เพื่อหาค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (Relative Error) ความความแม่นยำสัมพัทธ์ (Relative Accuracy) และค่าความเที่ยงตรง (Precision)

3.4.2 การทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

3.4.2.1 การออกแบบการทดลอง

สำหรับเครื่องวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมีการทดลอง 2 ส่วน คือ ส่วนแรกจะทดสอบการทำงานของเครื่องวัดด้วยเครื่อง Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester เพื่อหากราฟเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve) และส่วนที่ 2 จะเป็นการทดสอบวัดค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากอาสาสมัครทั้งหมดจำนวน 50 คน

ในการทดสอบวัดค่าความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดจากอาสาสมัครนั้นจะมีการควบคุมความเข้มแสงภายนอกใน 3 ค่าความเข้มแสงได้แก่ ความเข้มแสง 200, 1000 และ 2000 ลักซ์ โดยในแต่ละความเข้มแสงจะให้อาสาสมัครวัดในท่าทางที่แตกต่างกัน 4 ท่าทาง คือ 1) การวัดที่มีผู้วัดอยู่ นั่งไม่มีการเคลื่อนไหว และไม่มีการรบกวนจากภายนอก 2) การวัดที่มีผู้วัดอยู่ นั่งไม่มีการเคลื่อนไหว แต่มีการรบกวนจากภายนอก 3) การวัดที่มีผู้วัดอยู่ เคลื่อนไหว และไม่มีการรบกวนจากภายนอก และ 4) การ

วัดที่มีผู้วัดมีการเคลื่อนไหว และมีการรบกวนจากภายนอก สำหรับการรบกวนภายนอกในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้หมายถึงการมีเงารบกวนที่หัววัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด

3.4.2.2 การบันทึกผลการทดลอง

สำหรับการบันทึกผลการทดลอง จะทำการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงเพื่อนำไปหาสมการในการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด จากนั้นจะทำการหาค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดของทุกสัญญาณที่บันทึกไว้ เพื่อหาค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ (Relative Error) ความความแม่นยำสัมพัทธ์ (Relative Accuracy) และค่าความเที่ยงตรง (Precision)

ในหัวข้อต่อไป จะเป็นการแสดงผลการทดลอง และลักษณะของสัญญาณ ที่ได้ทำการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

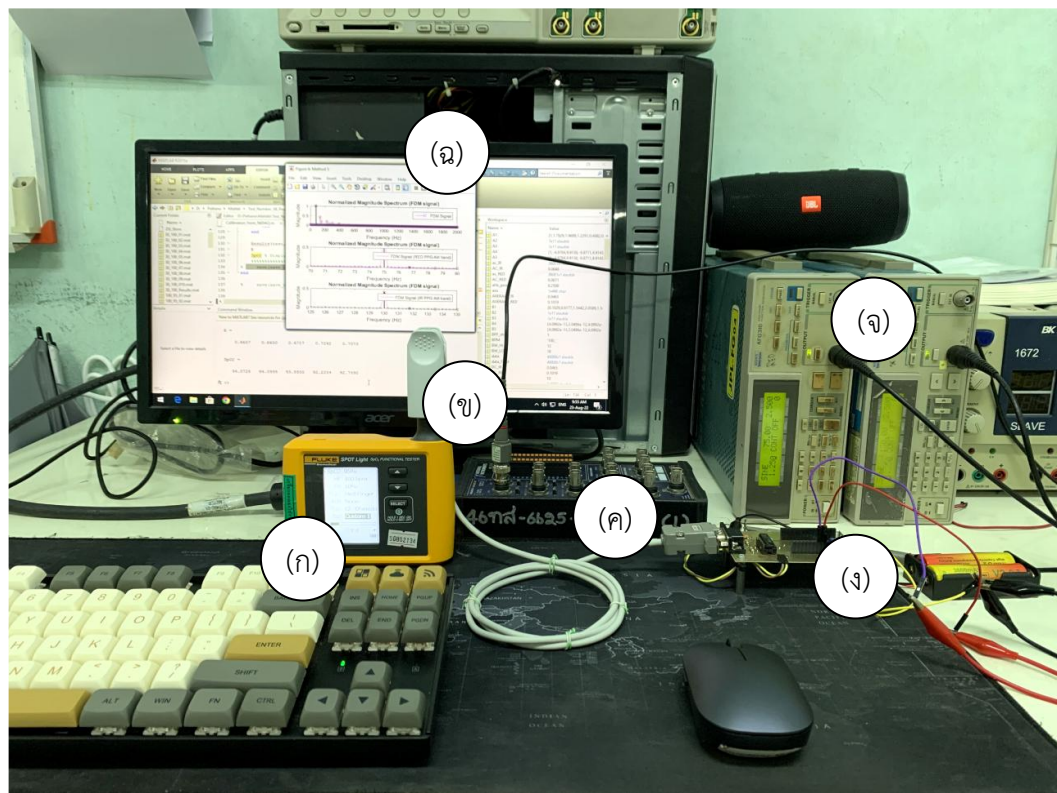
4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงผลการทดลองที่เกิดขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งจะสอดคล้องกับที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.4 ซึ่งจะมีการทดลองทั้งสิ้น 2 การทดลองได้แก่ การประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรโดยอาศัยค่าดัชนีการมอดูเลต และการทำงานของเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

4.2 การตรวจสอบค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจรด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่

สำหรับการทดลองนี้จะทำการทดลองโดยการวัดค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดด้วยวิธีการที่นำเสนอทั้งในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ โดยค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่จะทำการวัดจะได้มาจากเครื่อง Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester

เพื่อให้เข้าใจถึงลักษณะของสัญญาณ และกระบวนการประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอยกตัวอย่างสัญญาณความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดมา 5 สัญญาณ โดยจะมีค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 70% 85% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที และ 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 90 และ 120 ครั้งต่อนาที ซึ่งกระบวนการในการทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



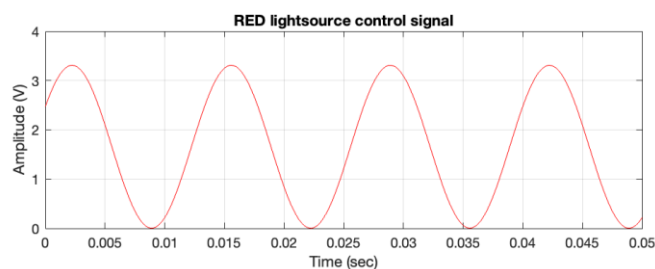
รูปที่ 4.1 การทดลอง

จากรูปที่ 4.1 สามารถอธิบายส่วนประกอบของการทดลองได้ดังนี้

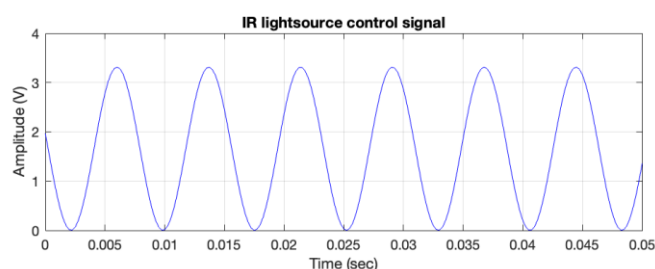
- (ก) เครื่อง Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester
- (ข) หัววัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด
- (ค) บอร์ดเก็บข้อมูล
- (ง) วงจรขยาย
- (จ) เครื่องกำเนิดสัญญาณ
- (ฉ) คอมพิวเตอร์สำหรับประมวลผลด้วยโปรแกรมแมทแลป

ผลการทดลองที่เกิดขึ้นจะแสดงได้ดังต่อไปนี้

ในการควบคุมแหล่งกำเนิดแสงในการทดลองนี้ สำหรับแสงสีแดงจะใช้สัญญาณโคไซน์ที่ความถี่ 75 เฮิรตซ์ และแสงอินฟราเรดจะควบคุมด้วยสัญญาณโคไซน์ที่ความถี่ 130 เฮิรตซ์ โดยที่สัญญาณควบคุมทั้ง 2 จะมีแอมพลิจูดเป็น 3.3 โวลต์พีค-ทู-พีค โดยให้มีแรงดันออฟเซตเป็น 1.65 โวลต์ โดยสัญญาณควบคุมจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.2 สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

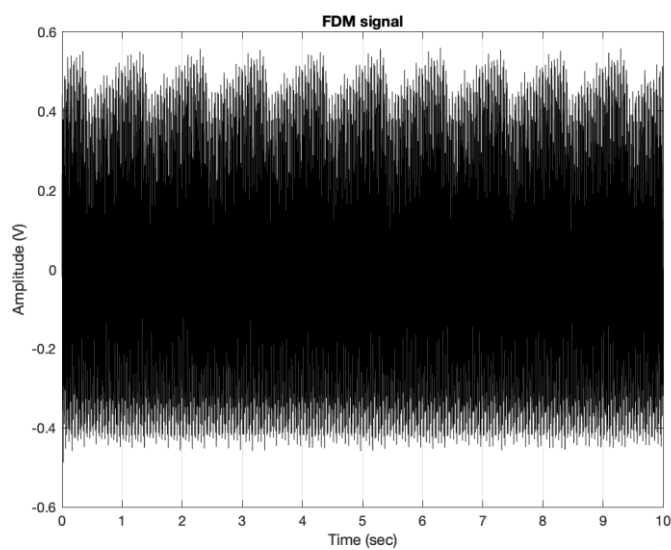
(ก) แสงสีแดง ความถี่ 75 เฮิรตซ์

(ข) แสงอินฟราเรด ความถี่ 130 เฮิรตซ์

ในรูปที่ 4.2 จะเป็นสัญญาณที่นำไปใช้ควบคุมแหล่งกำเนิดแสงที่อยู่ภายในหัววัด ซึ่งเมื่อนำไปวัดสัญญาณความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากเครื่อง Fluke SPOT Light SpO2 Pulse Oximeter Tester ที่ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 70% 85% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที และ 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 90 และ 120 ครั้งต่อนาทีจะได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

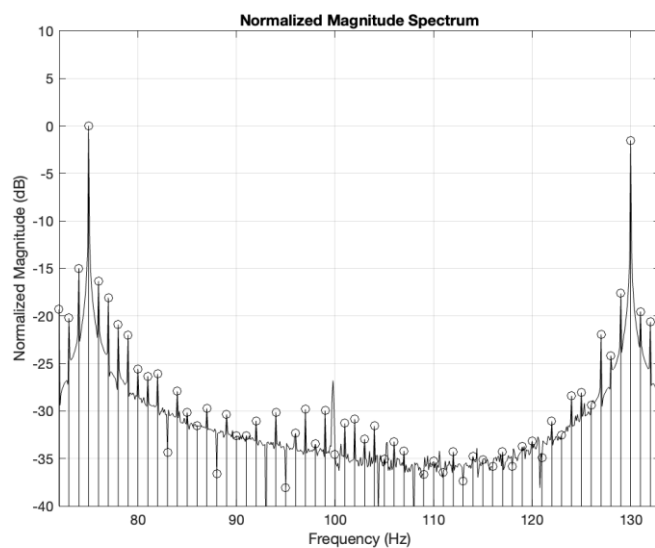
4.2.1 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 70% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

ทำการวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดที่ 70% และมีอัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที สัญญาณที่ตัวรับแสงรับได้เมื่อผ่านวงจรขยายจะมีลักษณะดังรูปที่ 4.3

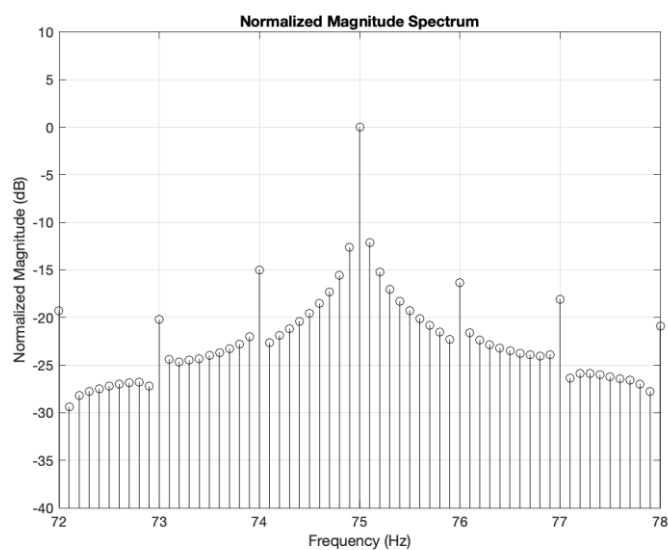


รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ตัวรับแสงวัดได้เมื่อผ่านวงจรขยาย

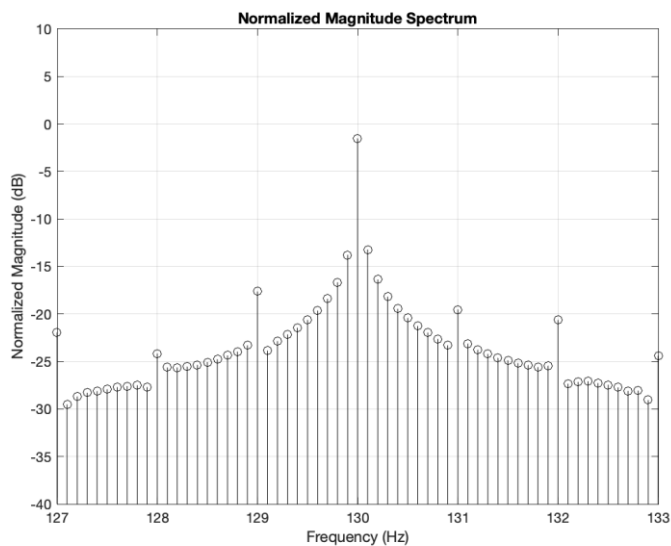
รูปที่ 4.3 เป็นสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่มีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ 2 สัญญาณ หรือใน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเรียกว่า พีพีจีเอฟดีเอ็ม (PPG-FDM) โดยสามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.4 ถึง 4.6 โดยที่รูปที่ 4.5 และ 4.6 จะแสดงให้เห็นช่วงของแถบความถี่ของแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็ม



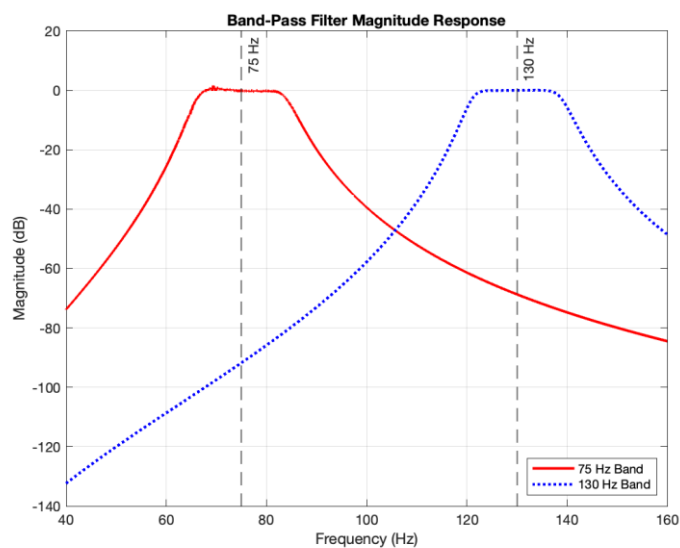
รูปที่ 4.5 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงสีแดง



รูปที่ 4.6 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงอินฟราเรด

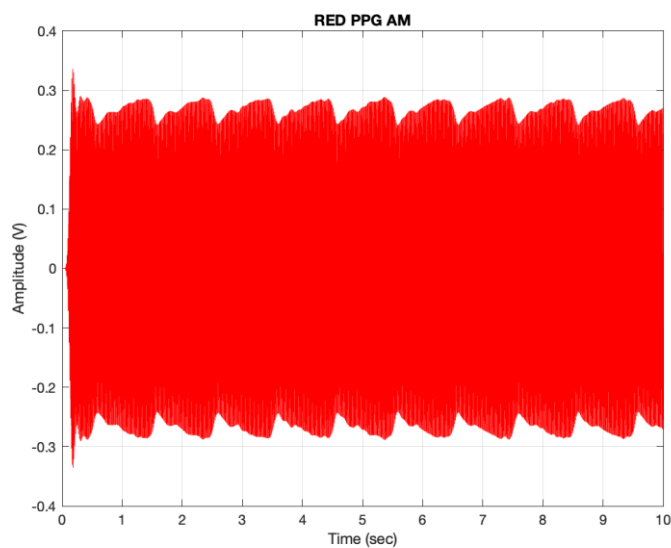
จากรูปที่ 4.4 – 4.6 สามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ตามวิธีการที่นำเสนอ 3 โดยใช้สมการที่ 3.12 ซึ่งจะได้ค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงเป็น 1.4740

จากนั้นนำสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่านที่ออกแบบไว้ตามที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา โดยรูปที่ 4.7 จะแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่แถบผ่านทั้ง 2 ที่ออกแบบไว้

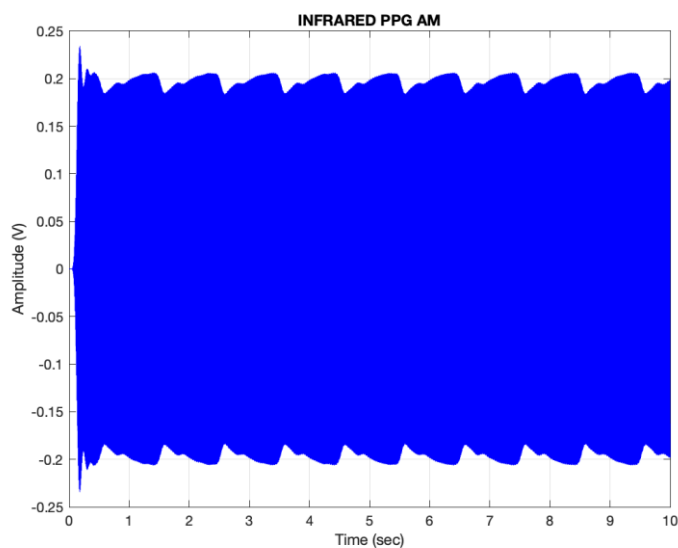


รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน

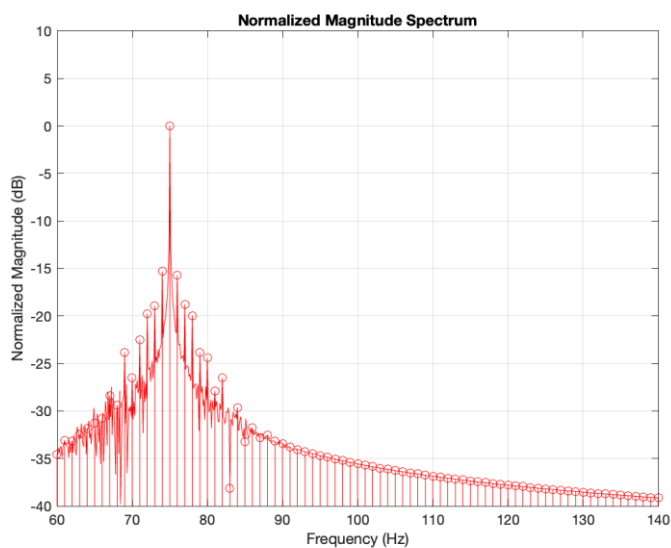
เมื่อสัญญาณผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่านจะได้สัญญาณพีพีจีเอเอ็มของแสงสีแดง และอินฟราเรดดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับโดยองค์ประกอบทางความถี่จะเป็นไปดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



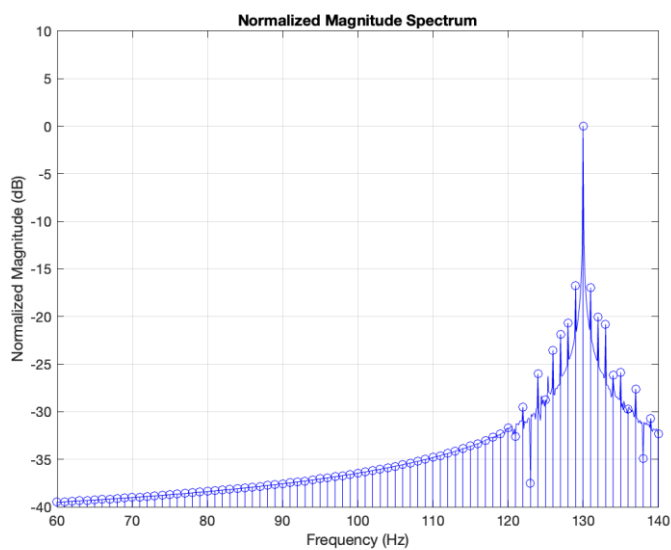
รูปที่ 4.8 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีของแสงสีแดง



รูปที่ 4.9 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีของแสงอินฟราเรด



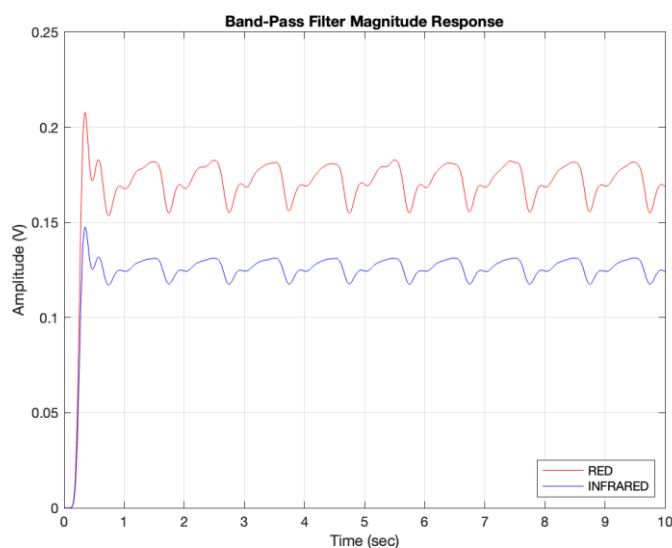
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณพีซีจีเอ็มของแสงสีแดงที่ความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณพีซีจีเอ็มของแสงอินฟราเรดที่ความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือด 70% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 สามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามวิธีการที่นำเสนอ 1 ได้โดยใช้สมการที่ 3.10 จะได้อัตราส่วนการดูดซับของแสงเป็น 1.4713 และรูปที่ 4.10 และ 4.11 สามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ตามวิธีการที่นำเสนอ 2 โดยใช้สมการที่ 3.11 จะได้อัตราส่วนการดูดซับของแสงเป็น 1.3392

จากนั้นนำสัญญาณพีพีจีเอเอ็มไปทำการตีมอดูเลตจะได้สัญญาณพีพีจีดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 สัญญาณพีพีจี

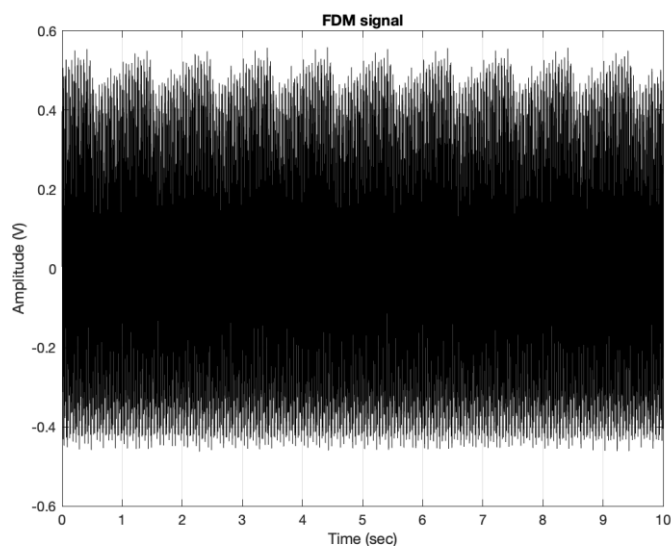
บน แสงสีแดง

ล่าง แสงอินฟราเรด

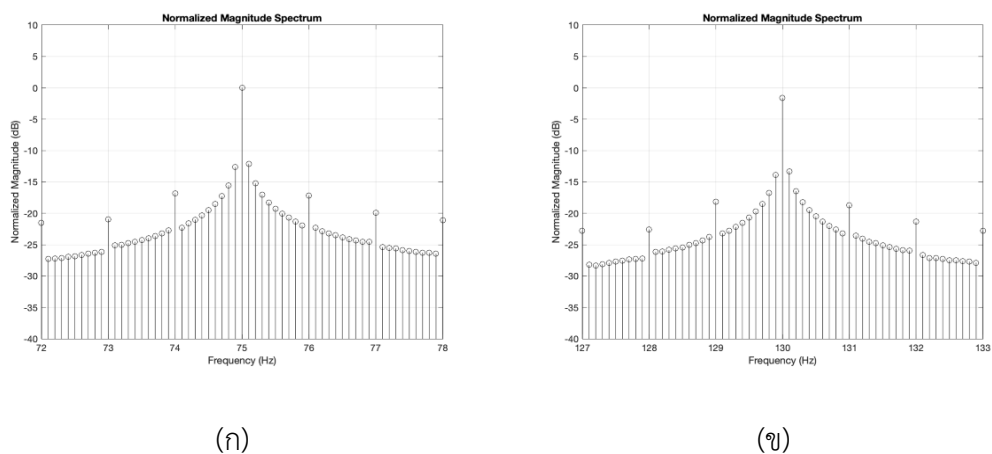
จากรูปที่ 4.12 สัญญาณพีพีจีทั้ง 2 สามารถนำไปหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้มีค่าเป็น 1.4306 และได้อัตราการเต้นของหัวใจเป็น 60 ครั้งต่อนาที ซึ่งสอดคล้องกับค่าที่เครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดสร้างขึ้น

4.2.2 ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

ทำการวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดที่ 85% และมีอัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีจะได้สัญญาณพีพีจีเอเอ็มมีลักษณะดังรูปที่ 4.13 และองค์ประกอบทางความถี่ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.13 สัญญาณพีซีเอฟทีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85% อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

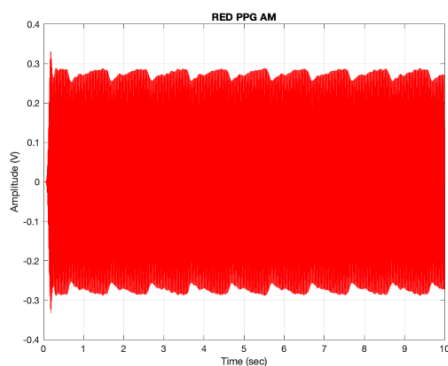


รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณพีซีเอฟทีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 85%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

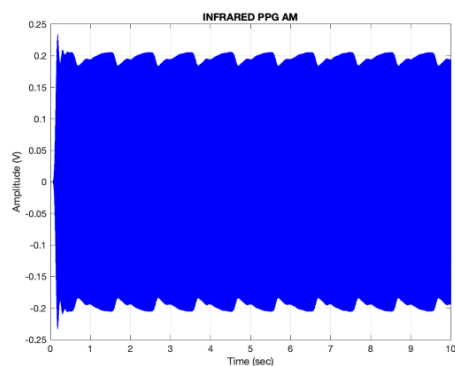
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิร์ตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิร์ตซ์

จากนั้นนำสัญญาณไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่าน จะได้สัญญาณพีซีเอฟทีเอ็มดังรูปที่ 4.15 และสามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.16



(ก)

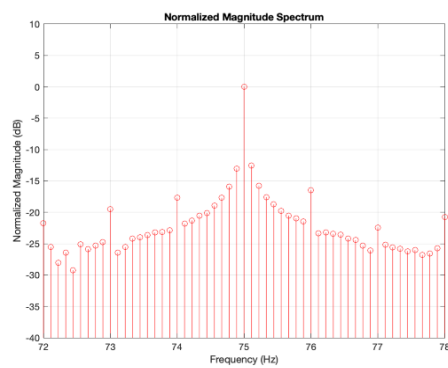


(ข)

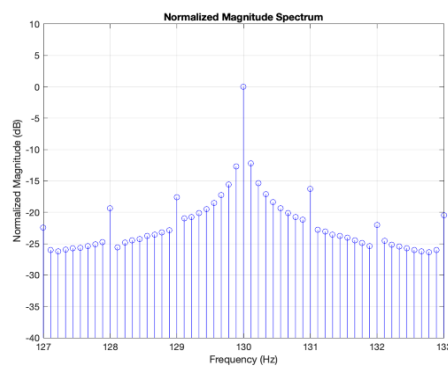
รูปที่ 4.15 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 85%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีในโดเมนเวลา

(ก) แสงสีแดง

(ข) แสงอินฟราเรด



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 85%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

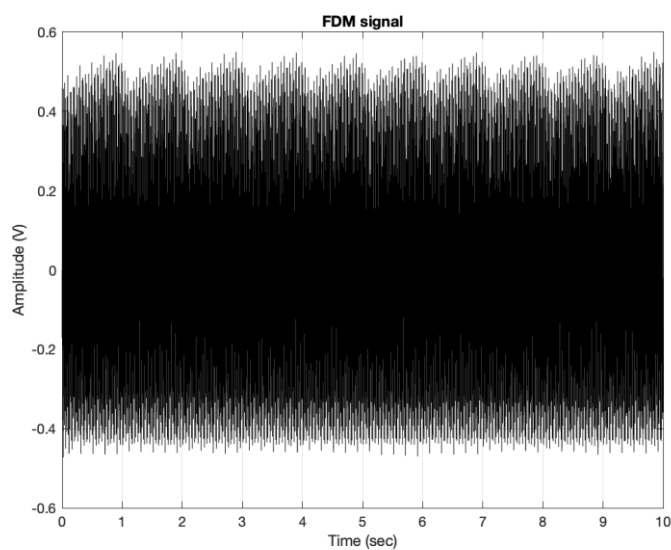
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิรตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิรตซ์

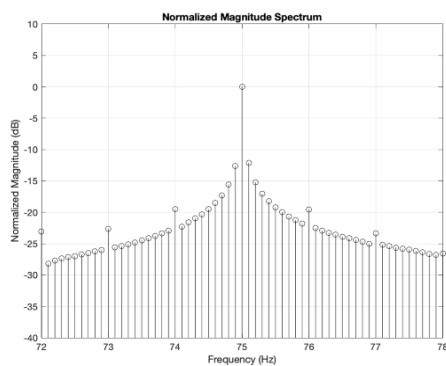
สำหรับการทดลองวัดค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 85% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีสามารถหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามวิธีการที่นำเสนอ 1 2 และ 3 ได้ 1.0172, 0.9493 และ 0.9970 ตามลำดับ

4.2.3 ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

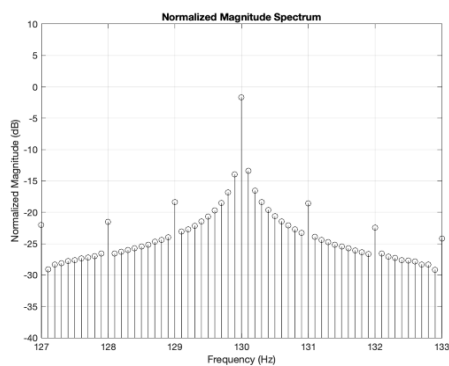
ทำการวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดที่ 100% และมีอัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีจะได้สัญญาณพีพีจีเอพีเอ็มมีลักษณะดังรูปที่ 4.17 และองค์ประกอบทางความถี่ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.17 สัญญาณพีพีจีเอพีเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที



(ก)



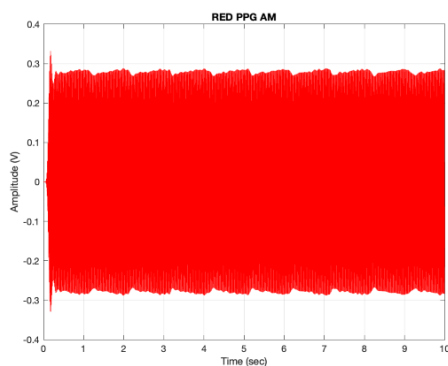
(ข)

รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความถี่ตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

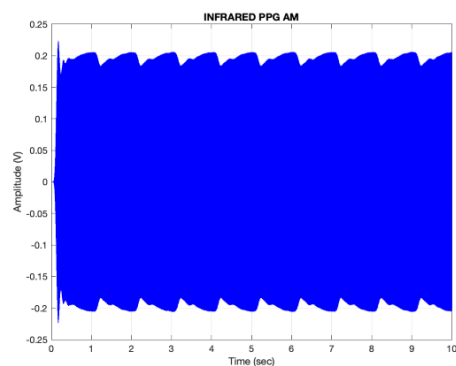
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิร์ตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิร์ตซ์

จากนั้นนำสัญญาณไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่าน จะได้สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มดังรูปที่ 4.19 และสามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.20



(ก)

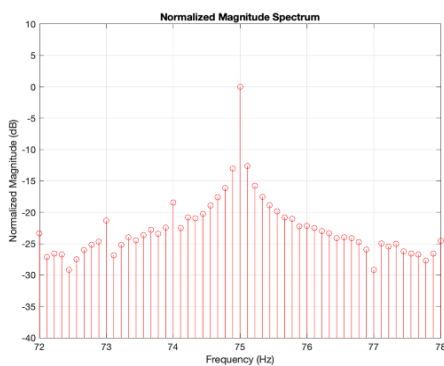


(ข)

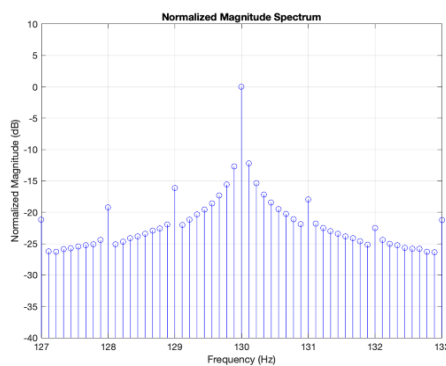
รูปที่ 4.19 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีในโดเมนเวลาของ

(ก) แสงสีแดง

(ข) แสงอินฟราเรด



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาที

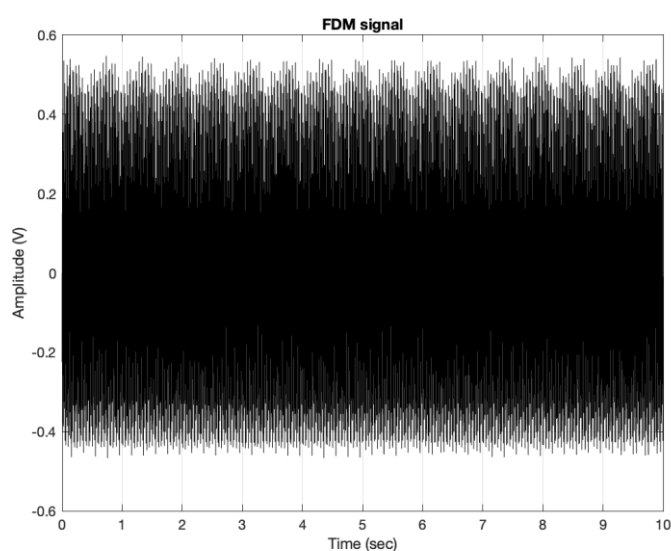
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิรตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิรตซ์

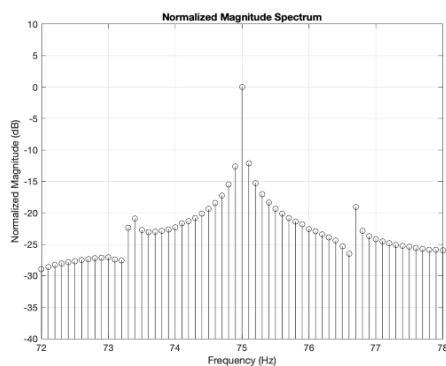
สำหรับการทดลองวัดค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 60 ครั้งต่อนาทีสามารถหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามวิธีการที่นำเสนอ 1 2 และ 3 ได้ 0.5616, 0.3792 และ 0.5464 ตามลำดับ

4.2.4 ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที

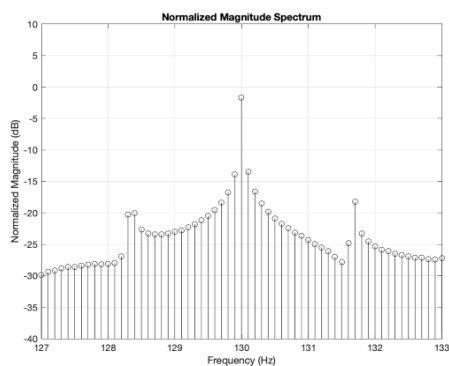
ทำการวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดที่ 100% และมีอัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาทีจะได้สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มมีลักษณะดังรูปที่ 4.21 และองค์ประกอบทางความถี่ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.21 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที



(ก)



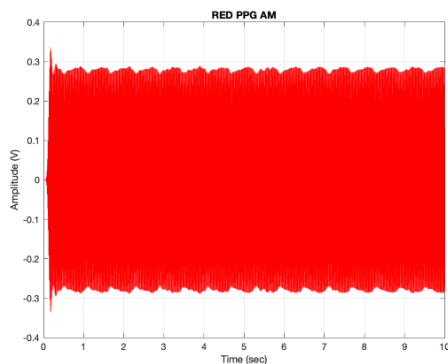
(ข)

รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอพีเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที

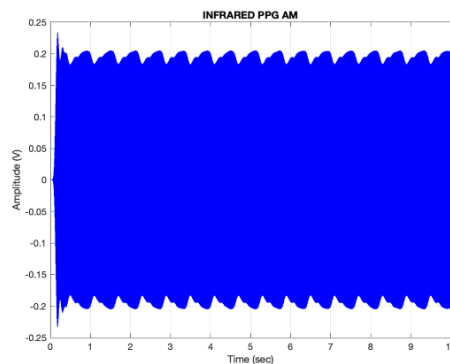
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิรตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิรตซ์

จากนั้นนำสัญญาณไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่าน จะได้สัญญาณพีพีจีเอเอ็มดังรูปที่ 4.23 และสามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.24



(ก)

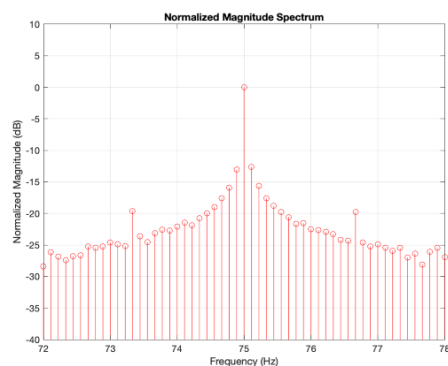


(ข)

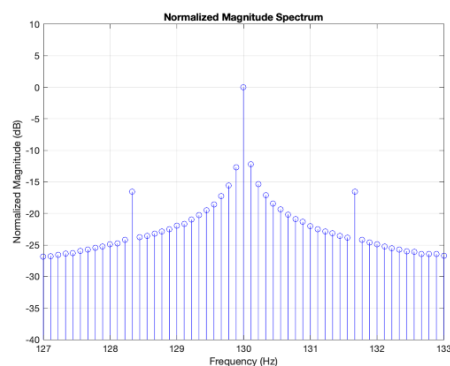
รูปที่ 4.23 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาทีในโดเมนเวลา

(ก) แสงสีแดง

(ข) แสงอินฟราเรด



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.24 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาที

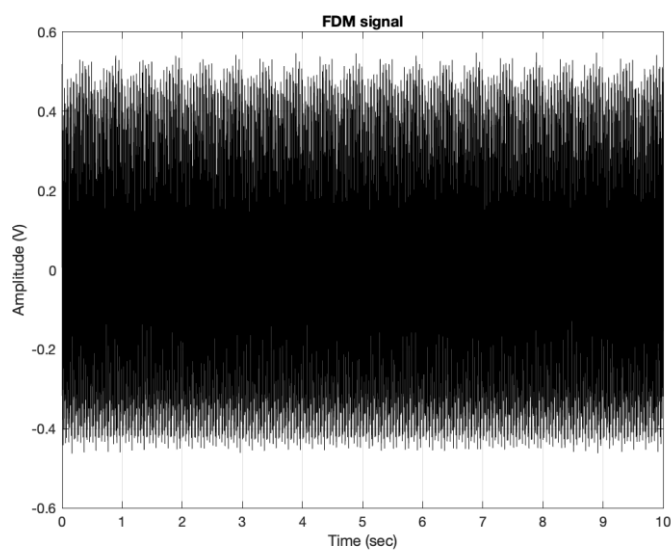
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิร์ตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิร์ตซ์

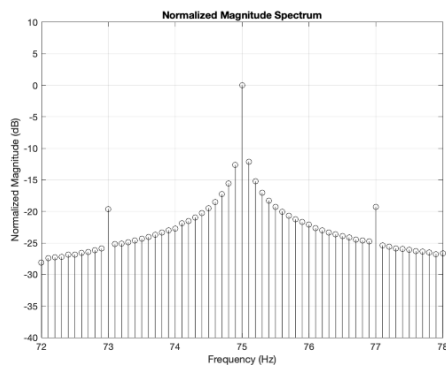
สำหรับการทดลองวัดค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 100 ครั้งต่อนาทีที่สามารถหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามวิธีการที่นำเสนอ 1 2 และ 3 ได้ 0.5145, 0.4769 และ 0.5608 ตามลำดับ

4.2.5 ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที

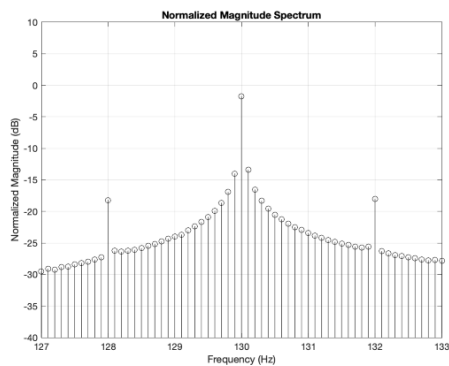
ทำการวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดที่ 100% และมีอัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที จะได้สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มมีลักษณะดังรูปที่ 4.25 และองค์ประกอบทางความถี่ดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.25 สัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มที่ความอิมตัวออกซิเจนในเลือด 100% อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที



(ก)



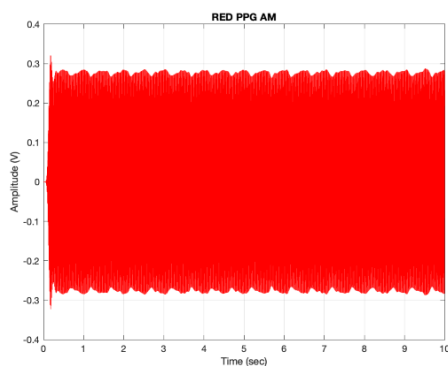
(ข)

รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอพีดีเอ็มที่ความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที

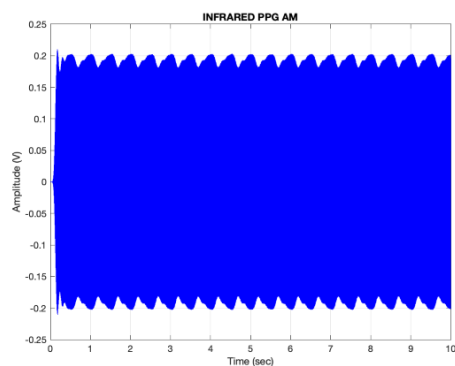
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิรตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิรตซ์

จากนั้นนำสัญญาณไปผ่านตัวกรองความถี่แถบผ่าน จะได้สัญญาณพีพีจีเอเอ็มดังรูปที่ 4.27 และสามารถแสดงองค์ประกอบทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.28



(ก)

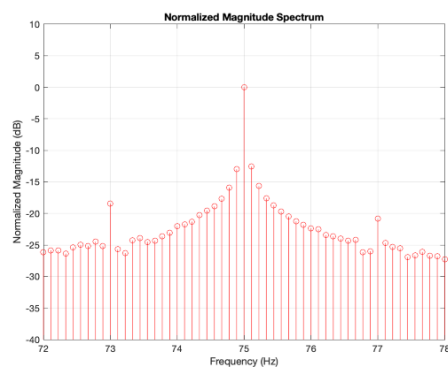


(ข)

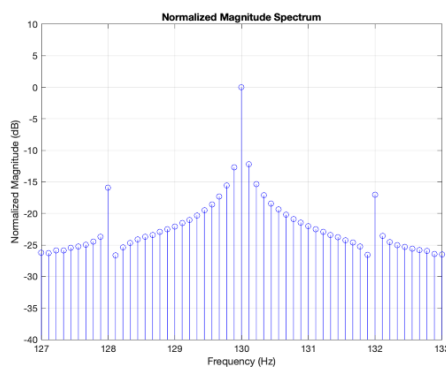
รูปที่ 4.27 สัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาทีในโดเมนเวลา

(ก) แสงสีแดง

(ข) แสงอินฟราเรด



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.28 สเปกตรัมของสัญญาณพีพีจีเอเอ็มที่ความอืดตัวออกซิเจนในเลือด 100%
อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาที

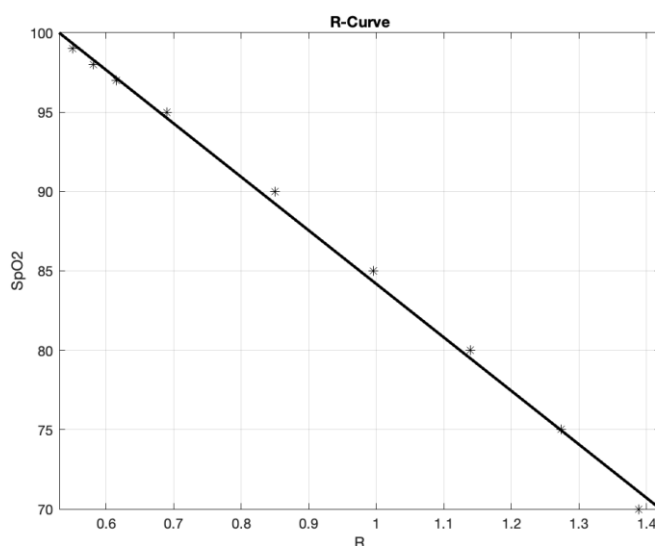
(ก) แสดงช่วงแสงสีแดงความถี่ 72 – 78 เฮิรตซ์

(ข) แสดงช่วงแสงอินฟราเรดความถี่ 127 – 133 เฮิรตซ์

สำหรับการทดลองวัดค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด 100% ที่อัตราการเต้นของหัวใจ 120 ครั้งต่อนาทีสามารถหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงตามวิธีการที่นำเสนอ 1 2 และ 3 ได้ 0.5459, 0.4145 และ 0.5008 ตามลำดับ

เมื่อเห็นถึงลักษณะของสัญญาณความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด ในลักษณะที่เป็นพีพีจีเอฟดีเอ็ม พีพีจีเอเอ็ม และสัญญาณพีพีจีที่แยกตัวอย่างไปแล้ว ในส่วนต่อไปจะเป็นการหากราฟเส้นโค้งค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสง

สำหรับการหากราฟเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงนั้นจะทำการนำค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงที่คำนวณได้ไปเขียนกราฟความสัมพันธ์กับค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด ได้กราฟเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงดังรูปที่ 4.29

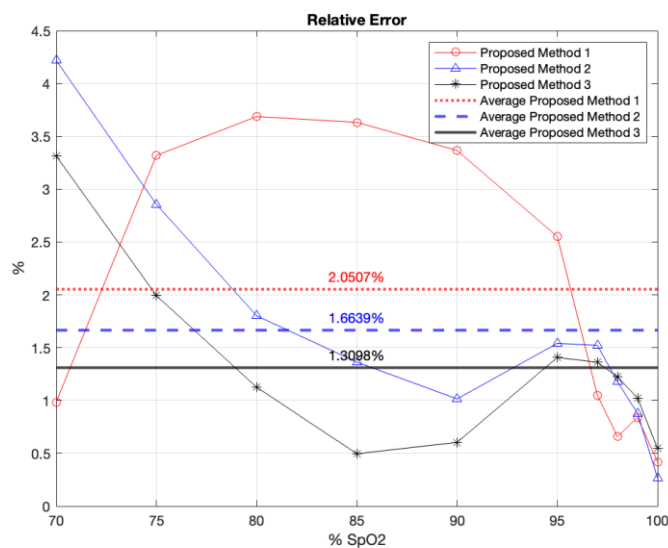


รูปที่ 4.29 เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve)

จากรูปที่ 4.29 สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด อัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ดังสมการที่ 4.1

$$SpO_2 = 117.871 - 33.6931R \quad (4.1)$$

ใช้สมการที่ 4.1 ประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากอัตราส่วนการดูดซับของแสงของวิธีการที่นำเสนอ จากนั้นหาค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ และนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 ความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์

จากการทดลองสามารถหาค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของทั้ง 3 วิธีการที่นำเสนอ จะมีค่าเป็น 2.0507, 1.6639 และ 1.3098% ตามลำดับ ซึ่งจะได้ค่าความแม่นยำ และค่าความเที่ยงตรงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าความแม่นยำ และค่าความเที่ยงตรง

วิธีการ	ความแม่นยำ (Accuracy: %)	ความเที่ยงตรง (Precision: %)
นำเสนอ 1	97.9493	0.8995
นำเสนอ 2	98.3361	1.2363
นำเสนอ 3	98.6902	1.3223

หัวข้อนี้เป็นการแสดงผลการทดลองของแนวคิดในการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากชีพจร ด้วยค่าดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดในโดเมนเวลา และโดเมนความถี่ และในหัวข้อถัดไปจะเป็นการแสดงผลการ

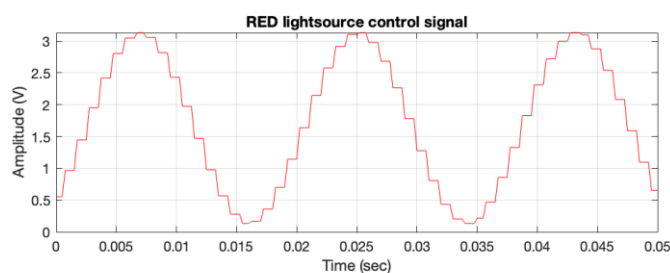
ทดสอบเครื่องวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรที่สร้างขึ้นจากไมโครคอนโทรลเลอร์ไอเอสพี 32 ร่วมกับวิธีการที่นำเสนอ 3

4.3 การทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องวัดความอืดตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

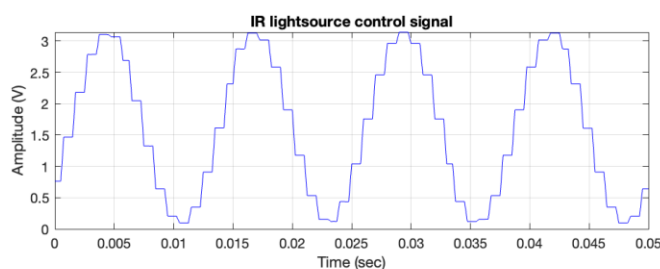
ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการแสดงผลการทดลองของวิธีการที่นำเสนอทั้ง 3 วิธี ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นการที่ประสิทธิภาพจะประมาณค่าความอืดตัวออกซิเจนในเลือดได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายผลการทดลองการประยุกต์ใช้งานวิธีการที่นำเสนอ 3 กับไมโครคอนโทรลเลอร์ไอเอสพี 32 โดยจะให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ไอเอสพี 32 ทำหน้าที่ส่วนใหญ่ของระบบทั้งการสร้างสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง บันทึกสัญญาณที่ได้จากวงจรขยาย และการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยรายละเอียดของผลการทดลอง รวมไปถึงประสิทธิภาพของเครื่องมือวัดที่ออกแบบจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.3.1 สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสงตามที่ได้ออกแบบไว้จะมีความถี่มีค่าเท่ากับ 55 และ 80 เฮิร์ตซ์ สำหรับแสงสีแดง และแสงอินฟราเรด ตามลำดับ โดยที่สัญญาณนั้นจะถูกส่งออกมาที่ช่องแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก โดยลักษณะของสัญญาณควบคุมจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.31



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.31 สัญญาณควบคุมแหล่งกำเนิดแสง

(ก) แสงสีแดง

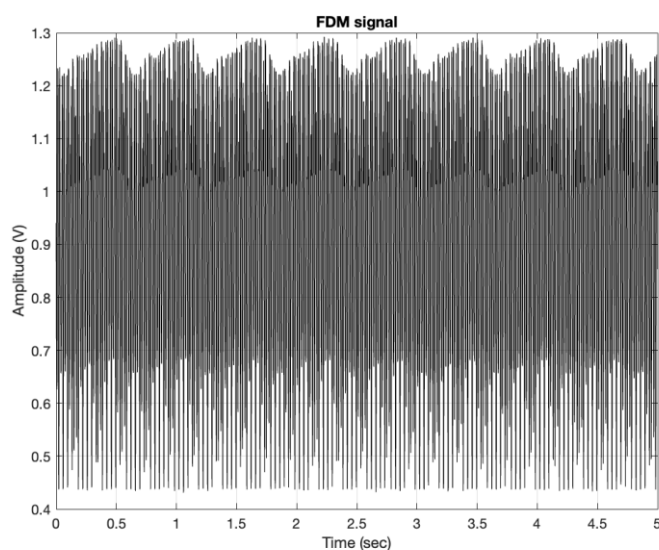
(ข) แสงอินฟราเรด

จากรูปที่ 4.31 จะได้ว่าสัญญาณควบคุมแสงสีแดงจะมีขนาด 3.3 โวลต์พีค-ทู-พีค ออฟเซต 1.65 โวลต์ ความถี่ 55 เฮิรตซ์ และสำหรับแสงอินฟราเรดจะมีขนาด 3.3 โวลต์พีค-ทู-พีค ออฟเซต 1.65 โวลต์ ความถี่ 80 เฮิรตซ์

4.3.2 การบันทึกสัญญาณพีพีจีเอพีเอ็ม

สำหรับการบันทึกสัญญาณพีพีจีเอพีเอ็มในการทดลองนี้ จะทำการบันทึกสัญญาณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 ผ่านทางช่องแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

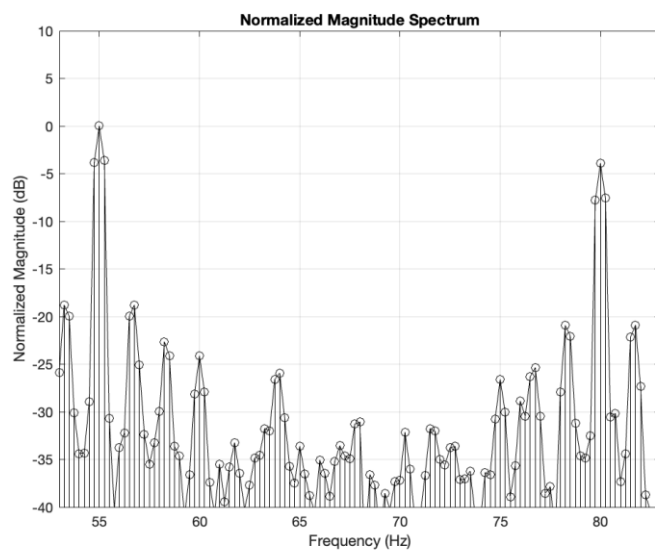
ไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 จะมีความละเอียดในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลขนาด 12 บิตที่แรงดันไฟฟ้า 3.3 โวลต์ ดังนั้นสัญญาณที่บันทึกได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 4.32



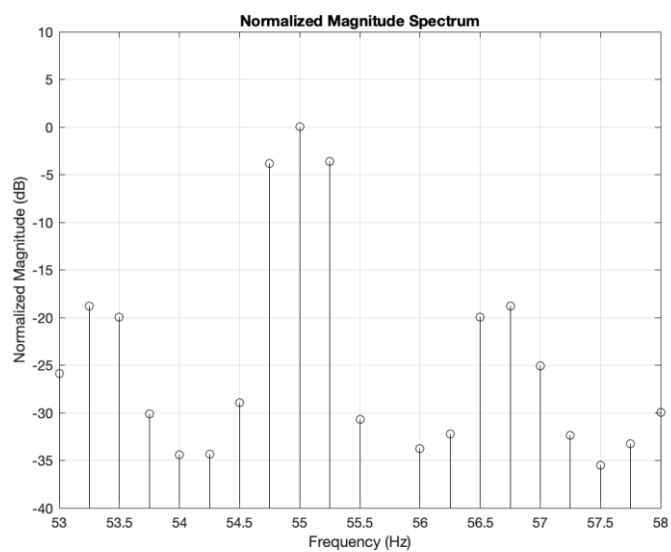
รูปที่ 4.32 สัญญาณพีซีเอฟดีเอ็มที่ถูกบันทึกโดยฮีสปี 32

ในรูปที่ 4.32 เป็นสัญญาณเอฟดีเอ็มที่ไมโครคอนโทรลเลอร์บันทึกได้ โดยค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดในรูปที่ 4.32 จะเป็นการจำลองมาจากเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือด โดยกำหนดให้มีค่าความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือด 95% และมีอัตราการเต้นของหัวใจเป็น 100 ครั้งต่อนาที

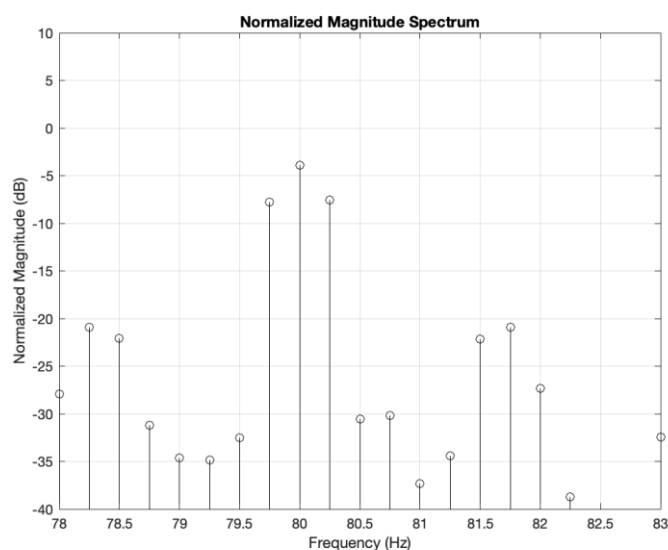
ในการวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณในรูปที่ 4.32 ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถทำได้โดยใช้ชุดคำสั่งของอาร์ดูโนโดยใช้ไลบรารีที่ชื่อว่า `arduinoFFT.h` ซึ่งองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีซีเอฟดีเอ็มจะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.33 – 4.35



รูปที่ 4.33 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 4.34 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอฟดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงสีแดง



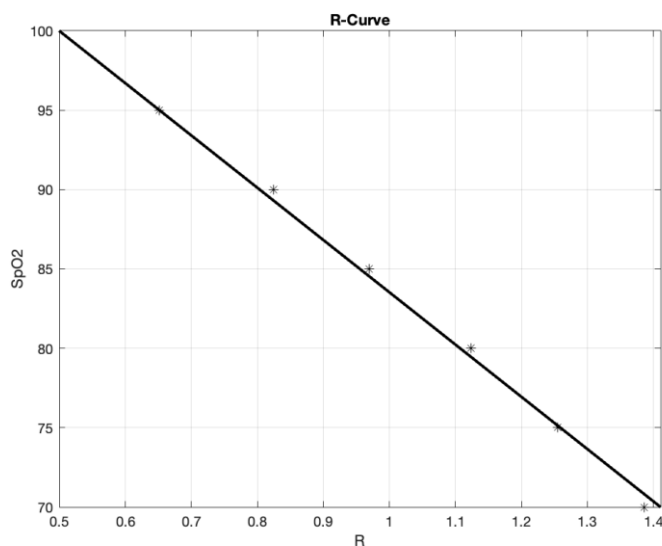
รูปที่ 4.35 องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีพีจีเอพีดีเอ็มช่วงแถบความถี่ของแสงอินฟราเรด

จากรูปที่ 4.33 – 4.35 สามารถหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ตามวิธีการที่นำเสนอ 3 ซึ่งจะได้ค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงเป็น 0.657 จากนั้นจะทำการวัดค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดตั้งแต่ 70, 75, 80, 85, 90, 95 และ 100% เพื่อนำไปหาเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงต่อไป

4.3.3 เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง

ในการหาเส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงจะทำการหาค่าอัตราส่วนการดูดซับของแสงโดยการวัดสัญญาณจากเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด

จากการทดสอบจะได้เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสงดังรูปที่ 4.36

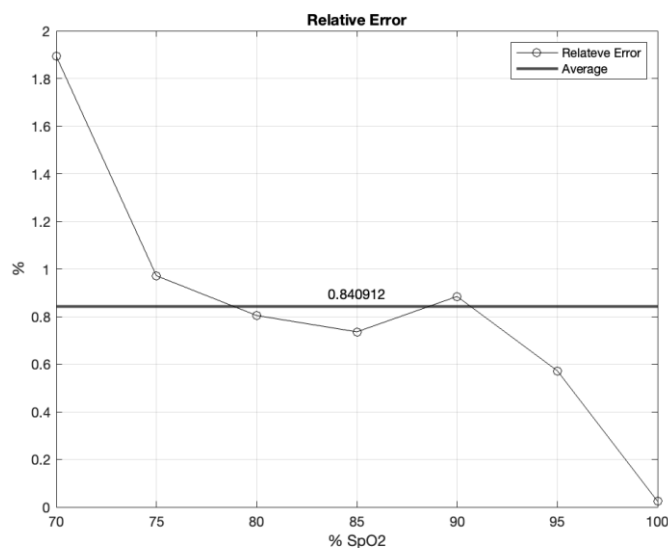


รูปที่ 4.36 เส้นโค้งอัตราส่วนการดูดซับของแสง (R-Curve)

จากรูปที่ 4.36 สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือด และอัตราส่วนการดูดซับของแสงได้ดังสมการที่ 4.2

$$SpO_2 = 116.4447 - 32.92R \quad (4.2)$$

ใช้สมการที่ 4.2 ประมาณค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากอัตราส่วนการดูดซับของแสงของวิธีการที่นำเสนอ จากนั้นหาค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ และนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 4.37



รูปที่ 4.37 ความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์

จากการทดลองพบว่าเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์เป็น 0.8409%

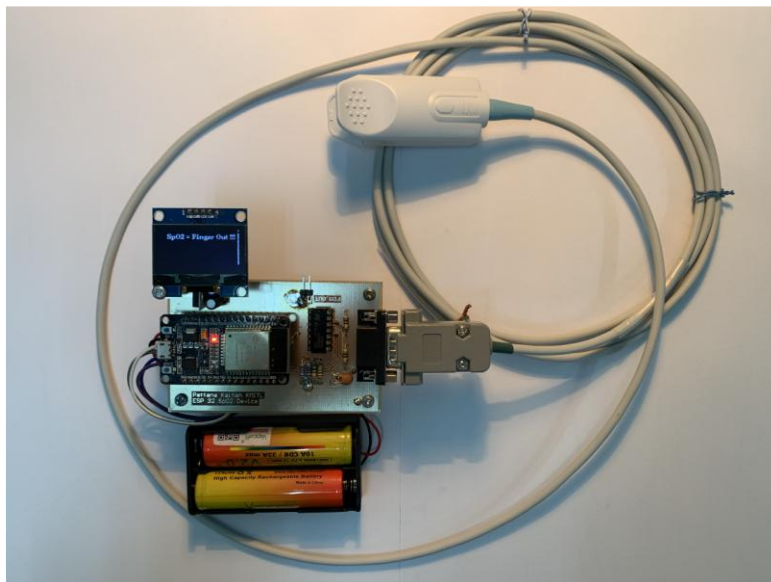
4.3.4 การทดสอบใช้งานจริง

เพื่อให้เห็นว่าเครื่องวัดความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดที่ออกแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้งานได้ ในหัวข้อนี้จะเป็นการวัดค่าความอิ่มตัวออกซิเจนในเลือดจากอาสาสมัครจำนวน 50 คน และทำการจำลองสภาพแวดล้อมตามที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อที่ 3.4.2.1 จะได้ค่าความคลาดเคลื่อนโดยเฉลี่ยของแต่ละลักษณะ แสดงไว้ในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์เฉลี่ยของการทดสอบใช้งานจริง

ความเข้มแสง (ลักซ์)	ลักษณะการเคลื่อนไหว	ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ย (%)
200	หยุดนิ่ง	1.69
	มีเงาผ่าน	1.84
	มือเคลื่อนไหว	2.18
	มือเคลื่อนไหว และมีเงาผ่าน	2.45
1000	หยุดนิ่ง	2.08%
	มีเงาผ่าน	2.31%
	มือเคลื่อนไหว	2.89%
	มือเคลื่อนไหว และมีเงาผ่าน	2.71%
2000	หยุดนิ่ง	1.97%
	มีเงาผ่าน	2.25%
	มือเคลื่อนไหว	3.09%
	มือเคลื่อนไหว และมีเงาผ่าน	3.38%

จากตารางที่ 4.2 สามารถสรุปได้ว่าการทดลองจากอาสาสมัครจำนวน 50 คนนั้นเครื่องวัดความอิมพัลส์ออกซิเจนในเลือดที่ออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ โดยที่ตัวต้นแบบของเครื่องนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.38



รูปที่ 4.38 เครื่องวัดความอิมตัวออกซิเจนในเลือดต้นแบบที่สร้างขึ้น

จากผลการทดลองเครื่องต้นแบบให้ค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาพแสงทั้ง 3 เฉลี่ยเป็นร้อยละ 1.91, 2.13, 2.72 และ 2.85 สำหรับท่าทางการเคลื่อนไหว และการรบกวนทั้ง 4 รูปแบบตามลำดับ

จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าเครื่องวัดที่วิทยานิพนธ์นี้สร้างขึ้นนอกจากจะสามารถวัดค่าความอิมตัวออกซิเจนในเลือดด้วยวิธีการที่น่าเสนอ ยังสามารถต้านทานความเข้มแสงภายนอกได้

ในบทนี้เป็นการแสดงผลการทดลองที่ได้มีการทดลองขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งในบทถัดไปจะเป็นการสรุปผลการทดลอง

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการออกแบบการทดลองที่อธิบายไว้ในบทที่ 3 และผลการทดลองที่แสดงไว้ในบทที่ 4 แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอทั้ง 3 วิธีได้แก่ การประมาณค่าจากค่าดัชนีการมอดูเลตในโดเมนเวลา การประมาณค่าจากดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ร่วมกับตัวกรองความถี่แถบผ่าน และการประมาณค่าจากดัชนีการมอดูเลตในโดเมนความถี่ที่ไม่มีตัวกรองความถี่แถบผ่าน สามารถนำไปประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดได้ โดยในการหาอัตราส่วนการดูดซับของแสงของวิธีการที่นำเสนอได้ถูกอธิบายไว้ในสมการที่ 3.10 – 3.12 ตามลำดับ ซึ่งเมื่อนำไปวัดค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดเพื่อหาสมการความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนการดูดซับของแสง และค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด ผลที่ได้ออกมาเป็นสมการที่ 4.1 โดยที่สมการนี้มีความแม่นยำอยู่ที่ $97.9493\% \pm 0.8995$, $98.3361\% \pm 1.2363$ และ $98.6902\% \pm 1.3223$ สำหรับวิธีการที่นำเสนอทั้ง 3 ตามลำดับ

ในส่วนถัดมาเป็นการสร้างเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดจากซีพจรโดยประยุกต์ใช้งานวิธีการที่นำเสนอ 3 ได้ผลการทดลองที่แสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.3 โดยจะได้สมการสำหรับการประมาณค่าความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดออกมาดังสมการที่ 4.2 ซึ่งมีความแม่นยำอยู่ที่ $99.1591\% \pm 0.8015$ เมื่อทดสอบกับเครื่องทดสอบเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือด และเมื่อนำไปทดสอบการใช้งานจริงจากอาสาสมัครจำนวน 50 คน โดยที่มีการทดลองในสภาพแวดล้อม 3 ลักษณะ และท่าทางการวัดแตกต่างกัน 4 ท่าทาง เครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดต้นแบบให้ค่าความคลาดเคลื่อนโดยเฉลี่ยมีค่าเป็นร้อยละ 1.91, 2.13, 2.72 และ 2.85 ตามลำดับ

ดังนั้นเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดที่สร้างขึ้นสามารถใช้งานได้ และมีความทนทานต่อสภาพแวดล้อมภายนอกทั้งแสงที่มีความเข้มสูง และการเคลื่อนไหว

5.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับเครื่องวัดความอิมิตัวออกซิเจนในเลือดที่สร้างขึ้นนั้นในการประมวลผลสัญญาณทั้งหมดจะเกิดขึ้นบนไมโครคอนโทรลเลอร์อีเอสพี 32 ซึ่งถือว่าเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่พัฒนาขึ้นบนพื้นฐานของอาร์ดูโน่ที่มีหน่วยความจำสูง แต่จากการทดลองแล้วพบว่าในการวิเคราะห์องค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณพีจีเอฟ ดีเอ็มพบว่าความละเอียดของฟังก์ชันการแปลงฟูเรียร์แบบรวดเร็วจำเป็นจะต้องเพิ่มความละเอียดที่มากกว่านี้ เนื่องจากความถี่ของการเต้นของหัวใจนั้นมีความละเอียดสูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Rodriguez, "Using pulse oximetry to monitor high-risk patients with COVID-19 at home," *Nursing*, pp. 15-16, 2020.
- [2] A. Jubran, "Pulse oximetry," *Critical Care volume* , เล่มที่ 19, 2015.
- [3] T. L. Rusch, R. Sankar และ J. E. Scharf, "Signal processing methods for pulse oximetry," *Computers in Biology and Medicine*, เล่มที่ 26, %12, pp. 143-159, 1996.
- [4] S. Sinchai, P. Kainan, P. Wardkein และ J. Koseeyaporn, "A Photoplethysmographic Signal Isolated From an Additive Motion Artifact by Frequency Translation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* , เล่มที่ 12, %14, pp. 904-917, 2018.
- [5] S. S. P. W. J. Koseeyaporn, "Performance of Frequency Translation in Separating a Photoplethysmographic Signal from an Additive Motion ArtifactPerformance of Frequency Translation in Separating a Photoplethysmographic Signal from an Additive Motion Artifact," ใน *International Conference on Computer and Communication Systems*, 2019.
- [6] A. Sinchai, Separation of a photoplethysmographic signal and a motion artifact signal by frequency translation, Bangkok, THAILAND: Doctoral Thesis, Electrical Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang., 2020.
- [7] J. Farmer, "Blood Oxygen Measurement," ใน *Design of Pulse Oximeters*, Taylor & Francis, 1997, pp. 21-39.

- [8] J. A. Collins, A. Rudenski, J. Gibson, L. Howard และ R. O. Driscoll, “Relating oxygen partial pressure, saturation and content: the haemoglobin–oxygen dissociation curve,” *Breathe*, เล่มที่ 11, %13, 2015.
- [9] J. Sendroy, Jr, “Manometric Determination of Hemoglobin by the Oxygen Capacity Method,” *The Hospital of Rockefeller Institute for Medical Research*, pp. 307-323, 1931.
- [10] Y. Mendelson, “Pulse Oximetry: Theory and Application for Noninvasive Monitoring,” *Clinical Chemistry*, เล่มที่ 38, %19, pp. 1601-1607, 1992.
- [11] J. S. J. K. J.F. Biebuyek, “Recent Development in Pulse Oximetry,” *Anesthesiology*, เล่มที่ 76, pp. 1018 - 1038, 1992.
- [12] S. DeMeulenaere, “Pulse Oximetry: Use and Limitations,” *J. Nurse Pract*, เล่มที่ 3, pp. 312-317, 2007.
- [13] A. R. R. M. Nitzan, “Pulse Oximetry: Fundamental and Technology Update,” *Med Devices*, pp. 231-239, 2014.
- [14] A. K. G. M. A. A. F. N. S. Seifi, “Accuracy of Pulse Oximetry in Detection of Oxygen Saturation in Patients Admitted to The Intensive Care Unit of Heart Surgery: Comparison of Finger, Toe, Forehead and Earlobe Probes,” *BMC Nurse*, เล่มที่ 7, 2018.
- [15] พ. คัยนันท์, ศ. สิ้นไชย และ ป. วาดเขียน, “การลดการปนเปื้อนจากการเคลื่อนไหวในการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้ร่วมกับเซนเซอร์วัดความเข้มแสง,” ใน *การประชุมวิชาการระดับชาติ ครั้งที่ 8 มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม*, นครปฐม, ประเทศไทย, 2016.
- [16] พ. คัยนันท์, การลดการปนเปื้อนจากการเคลื่อนไหวในการวัดความอิ่มตัวของออกซิเจนในเลือดโดยใช้ตัวกรองแบบปรับตัวได้ร่วมกับเซนเซอร์วัดความเข้มแสง, กรุงเทพมหานคร: วิทยานิพนธ์ หลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2016.

- [17] P. Gibbs, W. Levi และ H. Asada, "Active Motion Artifact Cancellation for Wearable Health Monitoring Sensors Using Collocated MEMS Accelerometers," ใน *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2005.
- [18] S. Ardalan, M. Siavash และ J. Samira, "Motion Noise Cancelation in Heartbeat Sensing using Accelerometer and Adaptive Filter," *IEEE Embedded Systems Letters*, เล่มที่ 7, %14, pp. 101-104, 2015.
- [19] A. Relente และ L. Sison, "Characterization and adaptive filtering of motion artifacts," ใน *Proceedings of the Second Joint 24th*, 2002.
- [20] K. A. Reddy, "Motion Artifact Reduction and Data Compression of Photoplethysmographic Signals utilizing Cycle by Cycle Fourier Series Analysis," ใน *2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2008.
- [21] J. Kim, S. Kim, D. Lee และ H. Lim, "Signal Processing using Fourier & Wavelet Transform for Pulse Oximetry," ใน *4th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics*, 2001.
- [22] F. Peng, Z. Zhang, X. Gou และ L. Hongyun, "Motion artifact removal from photoplethysmographic signals by combining temporally constrained independent component analysis and adaptive filter," *BioMedical Engineering OnLine volume*, เล่มที่ 13, 2014.
- [23] B. Kim และ S. Yoo, "Motion artifact reduction in photoplethysmography using independent component analysis," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, เล่มที่ 53, %13, pp. 566-568, 2006.

- [24] Y. Z. K.W. Chan, "Adaptive Reduction of Motion Artifact form Photoplethysmographic Recording Using a Variable Step-Size LMS Filter," ใน *SENSORS*, 2002.
- [25] K. M. E. K. N. K. K. R. M.R. Ram, "A Novel Approach for Motion Artifact Reduction in PPG Signals Based on AS-LMS Adaptive Filter," ใน *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2012.
- [26] V. K. K.A. Reddy, "Motion Artifact Reduction in Photoplethysmographic Signals using Singular Value Decomposition," ใน *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference (IMTC 2007)*, 12007.
- [27] M. M. R. A. R.W.C.G.R. Wijshoff, "Reduction of periodic motion artifacts in photoplethysmography," ใน *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2017.
- [28] A. A. S. Chugh, "Effect of Different Signal Processing Techniques on a Calibration Free Pulse Oximeter," ใน *International Conference for Convergence in Technology*, 2018.
- [29] S. S. Y. M. K. C. J. Harvey, "OxiMA: A Frequency- Domain Approach to Address Motion Artifacts in Photoplethysmograms for Improved Estimation of Arterial Oxygen Saturation and Pulse Rate," ใน *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2019.
- [30] L. P. T. d. C. Y.-H. S. T. G. H. S. H.-. C. W. B. I. J.-W. C. P.J. Chacon, "A Wearable pulse oximeter with wireless communication and motion artifact tailoring for continuous use," ใน *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2019.
- [31] S. H. S. L. K. M. S. A. M. Laghrouche, "Low-Cost Embedded Oximeter," *Measurement Science Review*, เล่มที่ 10, %15, 2010.

- [32] B. T. S.P. Samuel, "Embedded Based Low Cost Pulse Oximeter," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, เล่มที่ 9, %11, pp. 7-10, 2014.
- [33] A. G. A. S. A. V. M. A. A. S. S. K. J. A. D. S. M. B. D.M. Das, "A Pulse Oximeter System, OxiSense, with Embedded Signal Processing using Ultra-Low Power ASIC Design for Testability," *Microelectronics Journal*, เล่มที่ 72, 2018.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Kainan P, Sinchai A, Tuwanut P, Wardkein P. “**New pulse oximetry detection based on the light absorbance ratio as determined from amplitude modulation indexes in the time and frequency domains.** Biomedical Signal Processing and Control. 2022 May;75:103627. doi: 10.1016/j.bspc.2022.103627
2. P. Kainan, M. Rungkrae, S. Wiriyatanachit, P. Wardkein and K. Lertterada, “**Fully Digital Pulse Oximeter Cosine Wave Driven Generate two PPG AMs and AM Synchronous Detector with Single Microcontroller,**” 2022 International Electrical Engineering Congress (iEECON), 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/iEECON53204.2022.9741655.
3. P. Kainan, S. Wiriyatanachit, M. Rungkrae, P. Wardkein, N. Maneerat, Y. Wittayaphan, K. Promkaew, and N. Boonyasittisophon. 2022. **Fully Digital Cosine Signal Driven Pulse Oximeter Without Bandpass Filter Based on Microcontroller.** In Proceedings of the 12th International Conference on Biomedical Engineering and Technology (ICBET '22). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 126–132. <https://doi.org/10.1145/3535694.3535715>

BIOMEDICAL SIGNAL PROCESSING AND CONTROL

Volume 75 2022

CONTENTS

- | | | |
|--|--------|--|
| Peiqing Lv, Jinke Wang, Haiying Wang | 103567 | 2.5D lightweight RIU-Net for automatic liver and tumor segmentation from CT |
| Wenyu Xing, Chao He, Jiawei Li, Wei Qin, Minglei Yang, Guannan Li, Qingli Li, Dean Ta, Gaofeng Wei, Wenfang Li, Jiangang Chen | 103561 | Automated lung ultrasound scoring for evaluation of coronavirus disease 2019 pneumonia using two-stage cascaded deep learning model |
| Minfang Tang, Zhiwei Zhang, Zhengling He, Weisong Li, Xiuying Mou, Lidong Du, Peng Wang, Zhan Zhao, Xianxiang Chen, Xiaoran Li, Hongbo Chang, Zhen Fang | 103548 | Deep adaptation network for subject-specific sleep stage classification based on a single-lead ECG |
| Martim Almeida, Helena Mouriño, Arnaldo G. Batista, Sara Russo, Filipa Esgalhado, Catarina R. Palma dos Reis, Fátima Serrano, Manuel Ortigueira | 103556 | Electrohyterography extracted features dependency on anthropometric and pregnancy factors |
| Amine Khaldi, Med Redouane Kafi, Med Sayah Moad | 103540 | Wrapping based curvelet transform approach for ECG watermarking in telemedicine application |
| Liang Wu, Shunbo Hu, Changchun Liu | 103541 | MR brain segmentation based on DE-ResUnet combining texture features and background knowledge |
| Zhaokai Kong, Mengyi Zhang, Wenjun Zhu, Yang Yi, Tian Wang, Baochang Zhang | 103565 | Multi-modal data Alzheimer's disease detection based on 3D convolution |
| Huadeng Wang, Guang Xu, Xipeng Pan, Zhenbing Liu, Rushi Lan, Xiaonan Luo | 103558 | Multi-task generative adversarial learning for nuclei segmentation with dual attention and recurrent convolution |
| Abel Jaba Deva Krupa, Samiappan Dhanalakshmi, R Kumar | 103569 | Joint time-frequency analysis and non-linear estimation for fetal ECG extraction |
| Sara Bagherzadeh, Keivan Maghooli, Ahmad Shalbaf, Arash Maghsoudi | 103544 | Recognition of emotional states using frequency effective connectivity maps through transfer learning approach from electroencephalogram signals |
| Bin Yu, Yaqun Zhang, Xue Wang, Hongli Gao, Jianqiang Sun, Xin Gao | 103566 | Identification of DNA modification sites based on elastic net and bidirectional gated recurrent unit with convolutional neural network |
| Daniel S. Luz, Thiago J.B. Lima, Romuere R.V. Silva, Deborah M.V. Magalhães, Flavio H.D. Araujo | 103564 | Automatic detection metastasis in breast histopathological images based on ensemble learning and color adjustment |
| Xin Shu, Feng Chang, Xin Zhang, Changbin Shao, Xibei Yang | 103528 | ECAU-Net: Efficient channel attention U-Net for fetal ultrasound cerebellum segmentation |
| Arjun, Aniket Singh Rajpoot, Mahesh Raveendranatha Panicker | 103547 | Subject independent emotion recognition using EEG signals employing attention driven neural networks |
| Elli Valla, Sven Nõmm, Kadri Medijainen, Pille Taba, Aaro Toomela | 103551 | Tremor-related feature engineering for machine learning based Parkinson's disease diagnostics |

(Contents continued on inner back cover)

Abstracted/indexed in: see link from journal homepage www.elsevier.com/locate/bspc



ISSN 1746-8094



Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

ELSEVIER

75

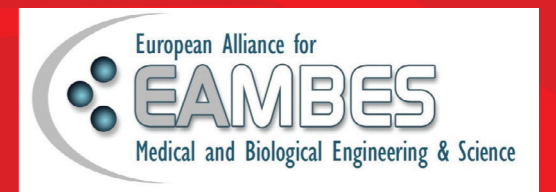
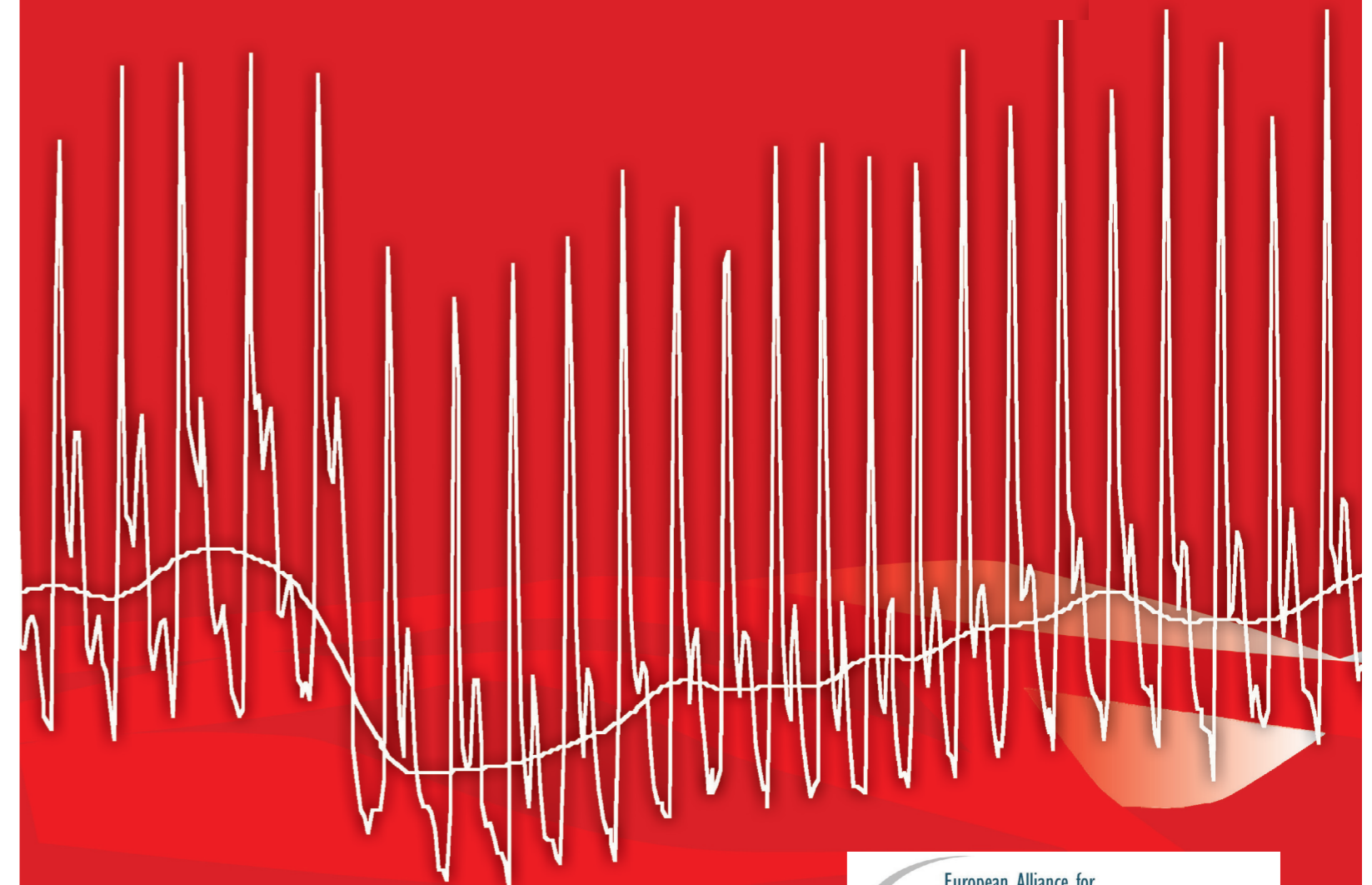
Biomedical Signal Processing and Control Vol. 75 (2022)



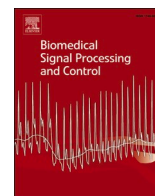
Volume 75, May 2022

ISSN 1746-8094

Biomedical Signal Processing and Control



The Official Journal of the European Alliance of Medical and Biological Engineering and Science (EAMBES)



New pulse oximetry detection based on the light absorbance ratio as determined from amplitude modulation indexes in the time and frequency domains

Pattana Kainan^{a,*}, Ananta Sinchai^b, Panwit Tuwanut^c, Paramote Wardkein^a

^a Department of Telecommunication Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

^b Kosen-KMITL, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

^c Faculty of Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

ARTICLE INFO

Keywords:

Pulse oximetry
Photoplethysmography
Light absorbance ratio
Motion artifact
Amplitude modulation
Frequency-division multiplexing

ABSTRACT

The Pandemic COVID-19 situation, a pulse Oximetry is significant to detect a varying blood oxygen saturation of a patient who needed the device to operate with continuous, rapid, high accuracy, and immune of moving artifacts. In this article, three main schemes for low-complexity pulse oximetry detection are proposed. In the first scheme, the light absorbance ratio (R) is obtained by separating the red and infrared photoplethysmography (PPG) amplitude modulation (AM) signals from the frequency-division multiplexing (FDM) signal with two different bandpass filters (BPFs), determining the ratio of modulation index of red and infrared PPG AM signals. In the second scheme, the output PPG AM signals for the red and infrared light wavelengths from the BPFs are transformed into the frequency domain such that the AC components of both PPG AM signals are the magnitudes of the highest peaks in their respective sidebands, while the DC components are the magnitude of their carrier frequencies; then, the AC/DC ratio of the red PPG AM signal is divided by the AC/DC ratio of the infrared PPG AM signal is R. In the last scheme, the FDM signal is transformed into the frequency domain without being passed through any BPF, and R is obtained in the same way as in the same second scheme. Experimental results obtained by using the first scheme have an average error of about 0.7138%, for the second and the last scheme have an average error of about 1%, and all the methods agree with the corresponding mathematical model.

1. Introduction

Arterial blood oxygen saturation (SaO_2) is an important vital sign of the human body. It is the proportion of the measured oxyhaemoglobin (HbO_2) concentration relative to the total haemoglobin concentration in the blood. Currently, SaO_2 can be assessed by using a technique named pulse oximetry. Pulse oximetry yields an empirical measurement of SaO_2 called pulse oxygen saturation (SpO_2). Unlike SaO_2 , SpO_2 is based on only two functional haemoglobins, namely, HbO_2 and deoxyhaemoglobin (Hb). These haemoglobins can reversibly bind with oxygen molecules. Generally, the types of haemoglobins present in a healthy person are functional haemoglobins, so SpO_2 can be considered approximately equal to SaO_2 if SaO_2 is greater than 70% [1–4]. The pulse oximetry technique does not require a blood sample from the patient, causes no pain and is easy to perform. Traditional pulse oximetry relies on a pulse oximetry probe with dual light sources and a single light detector attached to the fingertip or earlobe [5]. This technique is

based on the principle of the Beer-Lambert law [6–7]. Therefore, before any device for measuring SpO_2 using an optical process could be invented, various chemical processes were first proposed, such as Van Slyke's method, the mixing syringe method, and methods using the principle of oxidation, for example, the Clark electrode and the galvanic electrode [8–11]. However, chemical processes require chemical expertise, and any such process requires a blood sample from the patient, which must first be sampled from the patient's body.

In addition to chemical processes, there are also various optical processes available for measurement purposes. One of these optical processes is spectrophotometry, which is the basis of the technique known as oximetry. Oximetry refers to a method of measuring SaO_2 using optical techniques, and pulse oximetry is one important oximetry technique. Almost all optical techniques are based on the Beer-Lambert law, especially spectrophotometry, which uses the isosbestic point wavelength to measure SaO_2 . At the isosbestic point, the extinction coefficients of both HbO_2 and Hb are identical [12]. Moreover, the CO-

* Corresponding author.

<https://doi.org/10.1016/j.bspc.2022.103627>

Received 10 July 2021; Received in revised form 18 December 2021; Accepted 5 March 2022

Available online 11 March 2022

1746-8094/© 2022 Published by Elsevier Ltd.

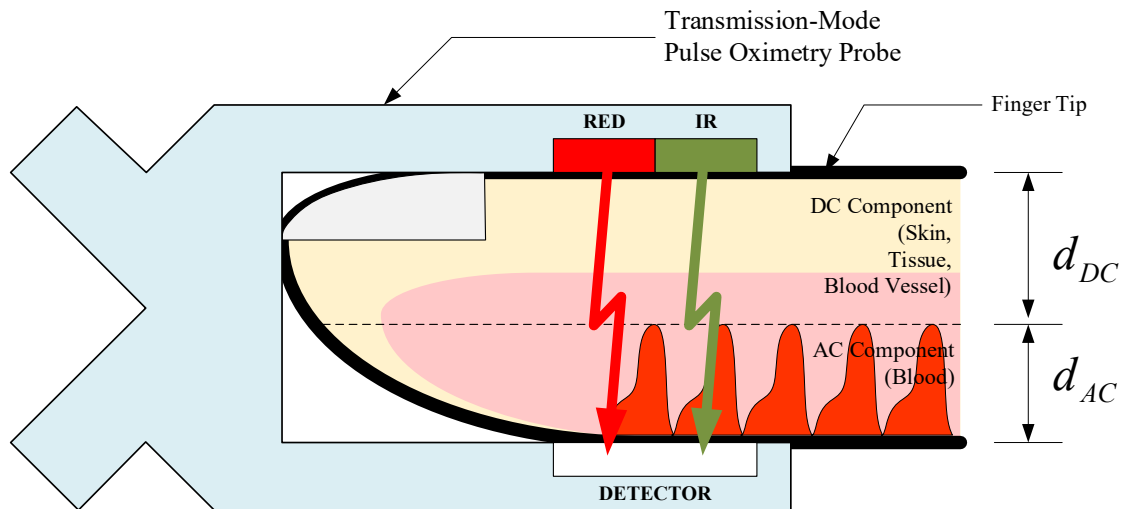


Fig. 1. A transmission-mode pulse oximetry probe. The pulse oximetry probe is attached to the fingertip and emits dual light signals, consisting of red light and infrared light, which pass through the fingertip to a single light detector.

oximeter method has been proposed based on a principle similar to that of spectrophotometry. The difference is that a CO-oximeter can also measure the concentrations of other kinds of haemoglobins, such as methaemoglobin and carboxyhaemoglobin. To measure the concentrations of various kinds of haemoglobins, a CO-oximeter needs to use four light sources of different wavelengths. However, with these two oximeters, a patient's blood sample is still needed to estimate SaO_2 .

In the 1930s, non-invasive oximeters were invented, of which Kramer's oximeter was the first example. Kramer's oximeter used a single red light source to measure SaO_2 ; because the absorbance of blood depends on SaO_2 , a single light source can be used for this measurement. At around the same time, Matthes' oximeter was invented. Matthes' oximeter emitted both red and green light, which passed through the earlobe to a photocell. Initially, optical techniques for measuring SaO_2 had no special name; this was true until Glen Milliken established the word "oximetry" [13]. Milliken's oximeter was similar to Matthes' oximeter, with the difference that the two light sources produced red and infrared light. In 1971, Takuo Aoyaki invented an oximeter using a red light source with a 630 nm wavelength and an infrared light source with a 900 nm wavelength. These two wavelengths have now become basis of modern pulse oximeters [14–15]. Moreover, in addition to measuring SpO_2 , this oximeter could also measure the heart rate.

SpO_2 is estimated from the light absorbance ratio (R) between the signals measured by the light detector of a pulse oximetry probe, which are called photoplethysmography (PPG) signals. A PPG signal has two components: an AC component and a DC component. The AC component is a pulsatile signal, and the DC component is a non-pulsatile signal. R is calculated as a ratio among the AC and DC components of the red and infrared PPG signals. Therefore, if the PPG signals are interfered, the estimated result for R will be in error. Almost all such interference arises from movements, which cause effects known as motion artefacts (MAs). MAs cause distortion of the PPG signal waveform. To reduce MAs, many methods have been proposed, which can be classified into three main categories: hardware methods, software methods, and methods combining hardware and software features. For example, active noise cancellation using an adaptive filter combined with an accelerometer sensor [16–18] is one such combined hardware and software implementation. Software implementations focus on signal processing methods, such as Fourier series analysis [19], the Fourier transform [20], the wavelet transform [21], and others [22–30]. By means of frequency-domain transformation, a new method of calculating R from the magnitude spectrum becomes available. In the frequency domain, the AC component is the magnitude of the cardiac-frequency signal, and the DC component is the magnitude of the zero-hertz signal. Recently, a

method of shifting the frequency band of a PPG signal from a low-frequency location to a higher-frequency location has been proposed [31–33]. These methods use a sinusoidal wave instead of a square wave signal to drive a dual light source. In the past, square wave control signals have been used to drive the dual light source, causing the signals at the light detector to be two pulse amplitude modulated (PAM) signals in the time-division multiplexing (TDM) form; in contrast, under two sinusoidal control signals of different frequencies, the obtained signals are two amplitude modulated signals (AM) of different carrier frequencies, corresponding to frequency-division multiplexing (FDM) [32–33]. To calculate R from such a FDM signal, bandpass filters (BPFs) and demodulators have been used to recover the normal PPG signals and calculate R in either the time domain or the frequency domain as described above.

PPG AM signals have two advantages: the first one is the effects of MAs are decreased [32], and the second one, the modulation index of a PPG AM signal also corresponds to the ratio between the AC and DC components of a conventional PPG signal, which is identical to the light absorbance (A), so, the modulation index is also identical to the light absorbance. Therefore, the ratio between the modulation indexes of the red and infrared PPG AM signals is equal to R. Moreover, the frequency components of the PPG signal are shifted from a low frequency band to a higher frequency band because of the AM effect. In the low frequency band, the ratio between the AC and DC components in the frequency domain is equivalent to the ratio between the magnitude of the cardiac-frequency signal and the magnitude of the zero-hertz signal [20]. Therefore, there is a possibility that the ratio between the AC and DC components in the higher frequency band is similarly equivalent to the ratio between the magnitudes of the shifted cardiac-frequency and carrier-frequency signals. Accordingly, R can be directly calculated from the two PPG AM signals. To calculate R from the PPG AM signals (from either the modulation index ratio or the spectrum ratio), it is unnecessary to first demodulate or recover the conventional PPG signal. Thus, the spectrum of the FDM signal, which is obtained directly from the amplifier circuit, can be used to calculate R without any BPF or demodulator.

Before the results are presented, the theory behind pulse oximetry and AM should be introduced. In the next section, the fundamental background on SpO_2 measurement and AM is presented, and the proposed method are then described, as well as the experimental setup of this article.

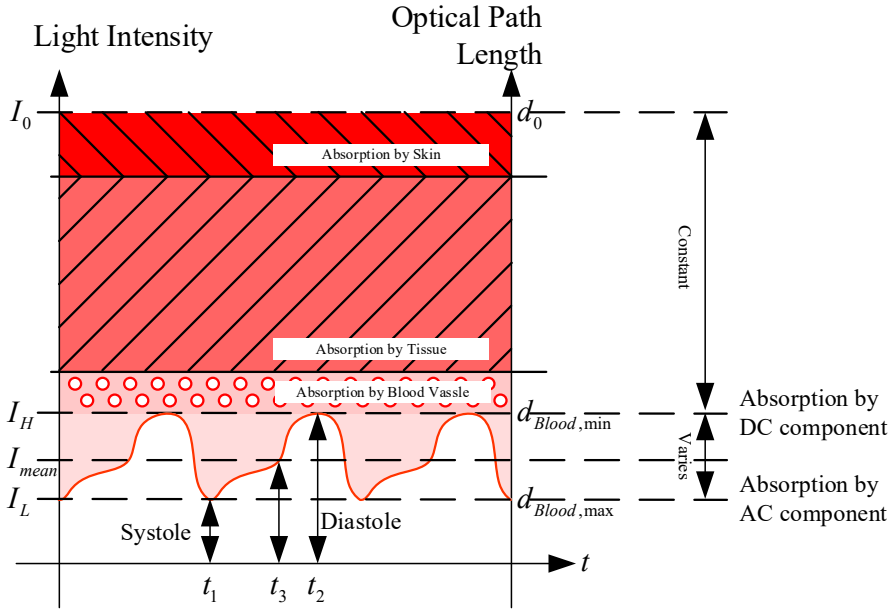


Fig. 2. A PPG signal received at the light detector as represented in the time domain. Here, I_0 is the emitted light intensity; time t_1 corresponds to the systolic phase, in which the optical path length of the blood is the longest ($d_{\text{Blood,max}}$) and the light intensity is the lowest (I_L), while time t_2 corresponds to the diastolic phase, in which the optical path length of the blood is the shortest ($d_{\text{Blood,min}}$) and the light intensity is the highest (I_H). Time t_3 corresponds to the mean light intensity (I_{mean}).

2. Pulse oxygen saturation measurement

As mentioned before, measuring SpO_2 is a technique for estimating SaO_2 based on the concentrations of Hb and HbO_2 . SpO_2 is defined as shown in Eq. (1).

$$\text{SpO}_2 = \frac{c_{\text{HbO}_2}}{c_{\text{HbO}_2} + c_{\text{Hb}}} \quad (1)$$

From Eq. (1), if the concentrations of Hb and HbO_2 have known, SpO_2 can be determined easily; however, if SpO_2 is to be determined based on a non-invasive optical technique, both concentrations cannot be directly obtained. Therefore, SpO_2 is indirectly determined as follows. The optical technique for determining SpO_2 is based on the principle of the Beer-Lambert law, which describes the relationship between the emitted light (I_0) and the transmitted light (I) when I_0 is partially absorbed by a homogeneous medium that has an extinction coefficient of $\epsilon(\lambda)$ at the wavelength λ , a concentration of c , and an optical path length of d . This relationship is shown in Eq. (2).

$$I = I_0 e^{-\epsilon(\lambda)cd} \quad (2)$$

The absorbance (A) is defined in Eq. (3).

$$A = -\ln \frac{I}{I_0} = \epsilon(\lambda)cd \quad (3)$$

To use a pulse oximeter, as shown in Fig. 1, the probe must be attached to the fingertip; however, a fingertip is not a homogeneous medium. The absorbance of the fingertip (A_{Finger}) can be separated into two components. The first component (A_{DC}) represents the DC absorbance, which is predominantly related to substances such as skin, tissue, and blood vessels, and the second component (A_{AC}) represents the AC absorbance, which is predominantly related to the blood. The extinction coefficient for the DC absorbance component at a wavelength of λ is $\epsilon_{\text{DC}}(\lambda)$, the corresponding concentration is c_{DC} , and the corresponding optical path length is d_{DC} . On the other hand, the extinction coefficient for the AC absorbance component at the same wavelength is $\epsilon_{\text{AC}}(\lambda)$ the corresponding concentration is c_{AC} , and the corresponding optical path length is d_{AC} . So, A_{Finger} can be approximated as a sum of two components, A_{DC} and A_{AC} .

As seen from Fig. 1, A_{AC} is essentially equivalent to the absorbance of the blood (A_{Blood}), which depends on the absorbance of Hb and HbO_2 , so

A_{Finger} can be expressed as shown in (4).

$$A_{\text{Finger}} = A_{\text{DC}} + A_{\text{AC}} = \epsilon_{\text{DC}}(\lambda)c_{\text{DC}}d_{\text{DC}} + (\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2} + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}})d_{\text{Blood}} \quad (4)$$

From Eq. (4), The A_{DC} must be eliminated in order to obtain A_{Blood} . This problem can be solved by determining the difference between the fingertip absorbances at different times. The optical path length d_{Blood} changes over time because of the contraction of the heart, as characterized by the systolic and diastolic phases. In Eq. (4), A_{DC} is typically constant, while A_{AC} varies; therefore, the difference in absorbance between the systolic (A_{Systole}) and diastolic (A_{Diastole}) phases can be expressed as shown in Eq. (5).

$$A_{\text{Different}} = A_{\text{Systole}} - A_{\text{Diastole}} = (\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda)c_{\text{HbO}_2} + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda)c_{\text{Hb}})\Delta d_{\text{Blood}} = A_{\text{Blood}} \quad (5)$$

Eq. (5) expresses the absorbance of the blood (A_{Blood}), and Δd_{Blood} is the absolute optical path length in the blood. At this point, the concentrations of oxyhaemoglobin and deoxyhaemoglobin are still unknown, and there is also one additional unknown (Δd_{Blood}). This problem can be solved by using two light sources with different wavelengths. The most common wavelengths for pulse oximetry probes are red and infrared wavelengths. To eliminate the effect of Δd_{Blood} , the light absorbance ratio is calculated; because both light signals are travelling through the same finger, the optical path lengths for both wavelengths are equal. The light absorbance ratio (R) is defined as shown in Eq. (6).

$$R = \frac{(\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{HbO}_2} + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}})c_{\text{Hb}})}{\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{HbO}_2} + \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{IR}})c_{\text{Hb}}} \quad (6)$$

By rearranging Eq. (1) and Eq. (6), SpO_2 can be written as a function of R , as shown in Eq. (7) [7].

$$\text{SpO}_2 = \frac{\epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}}) - \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{IR}})R}{\epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{RED}}) - \epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{RED}}) + (\epsilon_{\text{HbO}_2}(\lambda_{\text{IR}}) - \epsilon_{\text{Hb}}(\lambda_{\text{IR}}))R} \quad (7)$$

Eq. (7) shows that it is not necessary to know the concentrations of haemoglobins; instead, SpO_2 can be determined based only on the R -value. Moreover, the extinction coefficients in Eq. (7) are constant at specific wavelengths, so the empirical equation for estimating SpO_2 can be further written as follows [34].

$$\text{SpO}_2 = 110 - 25R \quad (8)$$

Theoretically, R is the ratio of A_{Blood} between the red and infrared light signals, but in practise, R can be obtained from the light intensity signal shown in Fig. 2. This signal is called the PPG signal, and R can be calculated from the PPG signal via the following three methods.

2.1. Neighbour minimum valley and maximum peak method (Peak and valley Method)

From the signal in Fig. 2, the light intensities I_H and I_L are expressed as shown in Eqs. (9) and (10), respectively.

$$I_H = I_0 e^{-\varepsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{bc}} \quad (9)$$

$$I_L = I_0 e^{-\varepsilon_{DC}(\lambda)c_{DC}d_{DC}} e^{-\varepsilon_{AC}(\lambda)c_{AC}d_{AC}} = I_H e^{-\varepsilon_{AC}(\lambda)c_{AC}d_{AC}} \quad (10)$$

Because I_L is the light intensity due to absorption by the AC component, the corresponding absorbance is given by Eq. (11):

$$-\ln \frac{I_L}{I_H} = \varepsilon_{AC}(\lambda)c_{AC}d_{AC} = (\varepsilon_{HbO_2}(\lambda)c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda)c_{Hb})d_{\text{Blood}} = A_{\text{Blood}} \quad (11)$$

Therefore, R as calculated with the peak and valley method is.

$$\frac{-\ln \frac{I_{L,RED}}{I_{H,RED}}}{-\ln \frac{I_{L,IR}}{I_{H,IR}}} = \frac{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{RED})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{RED})c_{Hb})}{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{IR})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{IR})c_{Hb})} = R \quad (12)$$

Eq. (12) shows that in this method, I_0 is discarded, and only I_H and I_L of the PPG signals from the red and infrared wavelength light sources are used to compute R.

2.2. Derivative method

In this technique, R is calculated by separating the DC and AC components. To decrease the potential for confusion among variables, the notation for the optical path length d is changed to L(t) here; then, based on Fig. 2, the derivative of Eq. (2) is written as shown in Eq. (13).

$$\frac{dI(t)}{dt} = -\varepsilon(\lambda)c \frac{dL(t)}{dt} (I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cL(t)}) = -\varepsilon(\lambda)c \frac{dL(t)}{dt} I(t) \quad (13)$$

Dividing both sides of Eq. (13) by I(t) yields the result shown in Eq. (14):

$$\frac{\frac{dI(t)}{dt}}{I(t)} = -\varepsilon(\lambda)c \frac{dL(t)}{dt} \quad (14)$$

By comparing Eq. (14) to Eq. (3), the term $\frac{dI(t)}{I(t)}$ can be seen to be the light absorbance, which is equivalent to A_{Blood} ; therefore, R can be written in derivative form as shown in Eq. (15).

$$\frac{\frac{dI_{RED}(t)}{dt}}{I_{RED}(t)} = \frac{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{RED})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{RED})c_{Hb})}{(\varepsilon_{HbO_2}(\lambda_{IR})c_{HbO_2} + \varepsilon_{Hb}(\lambda_{IR})c_{Hb})} = R \quad (15)$$

Through approximation of the derivatives, Eq. (16) is obtained.

$$\frac{dI(t)}{dt} \approx I(t_2) - I(t_1) \quad (16)$$

From Fig. 2, all the light intensities can be substituted into Eq. (15) to obtain Eq. (17):

$$\frac{\frac{dI_{RED}(t)}{dt}}{I_{RED}(t)} = \frac{I_{RED}(t_2) - I_{RED}(t_1)}{I_{RED}(t_2)} = \frac{AC_{RED}}{DC_{RED}} = R \quad (17)$$

Here, AC_{RED} and DC_{RED} are the light intensities of the AC and DC components of the red light signal, respectively, and AC_{IR} and DC_{IR} are the light intensities of the AC and DC components of the infrared light signal, respectively.

In Eq. (17), the expression for R from the derivative method, the emitted light intensities from the dual light sources are discarded

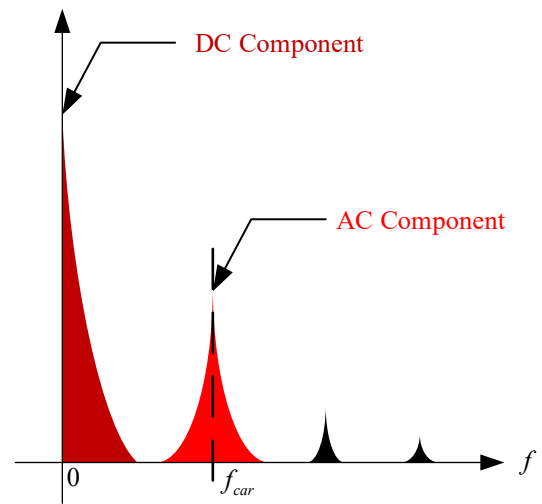


Fig. 3. A PPG signal received at the light detector as represented in the frequency domain.

because this method considers only the highest and lowest light intensities to compute R.

In the methods presented above, R is calculated based on the measured light intensity at the receiving detector; however, in practise, the light detector in an oximetry probe is a photodiode. In general, a photodiode transforms light intensity into a current, and this current is typically then converted into a voltage by a *trans*-impedance amplifier to simplify signal processing; therefore, the light intensities in Eqs. (12) and (17) can be expressed as voltages. While the two previous methods involve calculating R in the time domain, the last technique presented below instead employs the magnitude spectrum to calculate R in the frequency domain.

2.3. Spectral analysis method

The magnitude spectrum of PPG signal is shown in Fig. 3, In the frequency domain, the AC component is the magnitude of the highest peak in the cardiac-frequency band (f_{car}), while the DC component is the magnitude of the zero-hertz signal. The calculation of R via the spectral analysis method relies on the direct substitution of the DC and AC components into Eq. (17).

From a communication perspective, because a pulse oximetry probe has dual light sources and a single light detector, if both light sources are active simultaneously, the light detector will be unable to separate the red PPG signal from the infrared PPG signal; therefore, TDM is used. Traditionally, the two light sources are controlled by square wave signals with two different phases, and the signals are obtained in PAM form; however, in this article, the two light sources are considered to be controlled by two sinusoidal waves of different frequencies based on Sakkarin's method [32]. The signal pattern obtained at the light detector when the dual light sources are controlled with sinusoidal waves is formed of two AM signals. Therefore, in the next subsection, the fundamentals of the AM technique are described.

3. Amplitude modulation

In telecommunication, AM and frequency modulation (FM) are common modulation techniques used in radio broadcasting. The simplest modulation technique is to vary some parameter of the sinusoidal waveform, such as the amplitude, frequency, or phase, versus the message signal. In this article, the double-sideband suppressed-carrier AM (AM-DSBSC) approach with a large carrier is assumed. Before the use of the above techniques to calculate R for estimating SpO_2 is demonstrated, in this section, basic AM is briefly described.

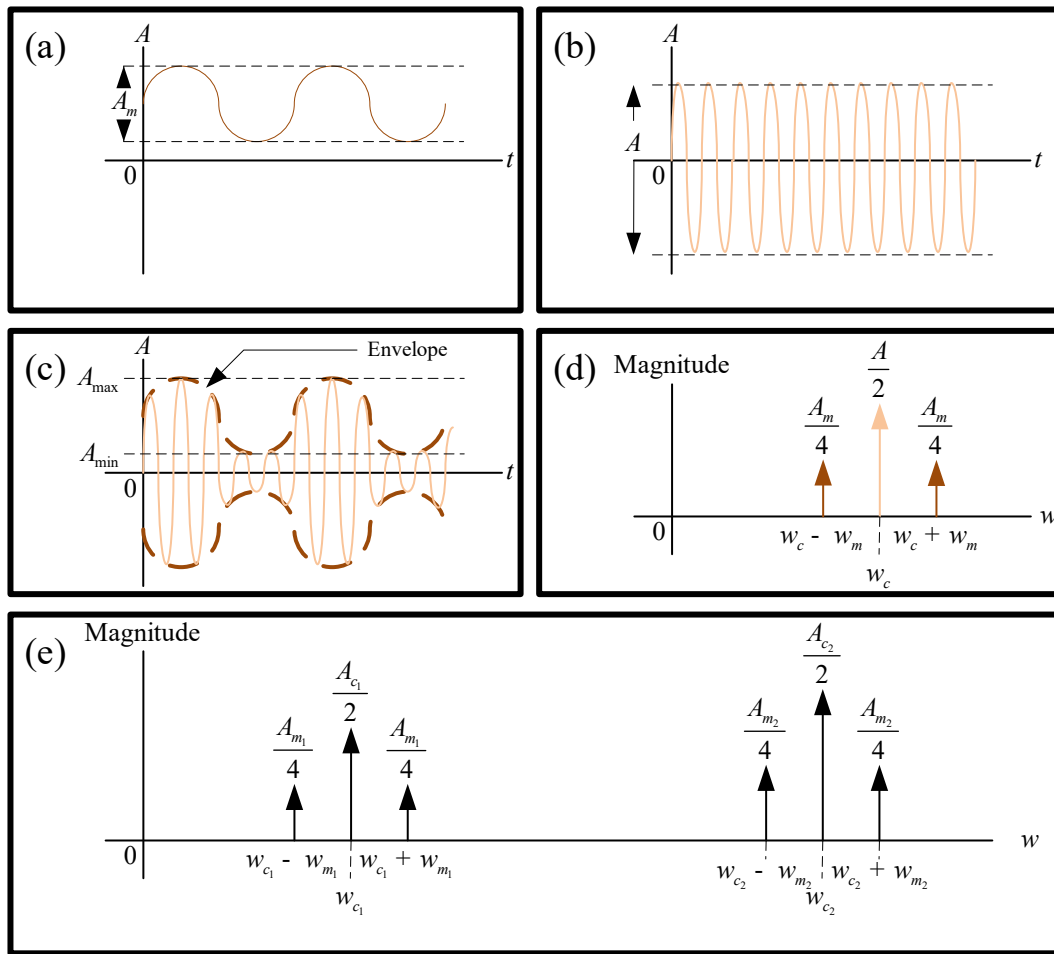


Fig. 4. Amplitude modulation. (a) The message signal ($m(t)$) is a low-frequency sinusoidal wave with frequency ω_m and amplitude A_m , i.e., $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$. (b) The carrier signal $c(t)$ is a high-frequency sinusoidal wave with frequency ω_c and amplitude A , i.e., $c(t) = A \cos(\omega_c t)$. (c) The AM signal consisting of the message signal $m(t)$ and the carrier signal $c(t)$. (d) The magnitude spectrum of the AM signal (Fig. 4(c)). (e) A FDM signal, which is a combination of two AM signals. The first AM signal's carrier frequency is ω_{c1} , and that of the second AM signal is ω_{c2} .

First, considering the message signal shown in Fig. 4(a) and the carrier signal shown in Fig. 4(b); the corresponding AM signal is described by Eq. (18) and depicted in Fig. 4(c).

$$AM(t) = A \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t) = (A + m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (18)$$

The term $m(t) \cos(\omega_c t)$ is the AM-DSBSC signal, and the term $A \cos(\omega_c t)$ is the carrier signal when they are combined; thus, Eq. (18) represents an AM-DSBSC signal with a large carrier, which is a well-known type of AM signal. By substituting $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ into Eq. (18) and Eq. (19) is obtained.

$$AM(t) = A \cos(\omega_c t) + \frac{A_m}{2} \cos((\omega_c - \omega_m)t) + \frac{A_m}{2} \cos((\omega_c + \omega_m)t) \quad (19)$$

When Eq. (19) is transformed into the frequency domain, the terms $\omega_c - \omega_m$ and $\omega_c + \omega_m$ are the lower sideband (LSB) and the upper sideband (USB), respectively. The magnitude spectrum of the AM signal is shown in Fig. 4(d).

In addition to the amplitude and frequency of an AM signal, the modulation index (μ) is also an important parameter. From Fig. 4(c), μ can be obtained as shown in Eq. (20).

$$\mu = \frac{A_m}{A} = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} = \frac{|m(t)_{min}|}{A} \quad (20)$$

In the case of many sources of messages wanting to simultaneously send information in the same channel, various different carrier frequencies are allocated to these message sources for modulation, after

which the modulated signals are summed together and transmitted through the provided channel. This process is known as the FDM technique. At the receiver site, demodulation cannot be directly performed; instead, the FDM signal must be filtered with a BPF with a centre frequency corresponding to each carrier frequency. After that, the AM detector is used to recover information as mentioned above. Eq. (21) shows the FDM signal obtained by multiplexing two AM signals formed from two message signals ($m_1(t)$ and $m_2(t)$) and carrier signals of two different frequencies (ω_{c1} and ω_{c2}).

$$FDM(t) = A_{c1} \cos(\omega_{c1} t) + m_1(t) \cos(\omega_{c1} t) + A_{c2} \cos(\omega_{c2} t) + m_2(t) \cos(\omega_{c2} t) \quad (21)$$

The magnitude spectrum of the FDM signal considered in this example is shown in Fig. 4(e).

4. New methods for calculating the light absorbance ratio

Previously, the principles of pulse oximetry and AM were reviewed. The pulse oximetry principle was explained, illustrating why the non-invasive measurement of SpO_2 requires two light sources with two different wavelengths. Finally, the mathematical expression was presented to show that in order to measure SpO_2 , it is not necessary to directly measure the concentration of any haemoglobin type in blood. Only the light intensities need to be measured to calculate R in order to estimate SpO_2 .

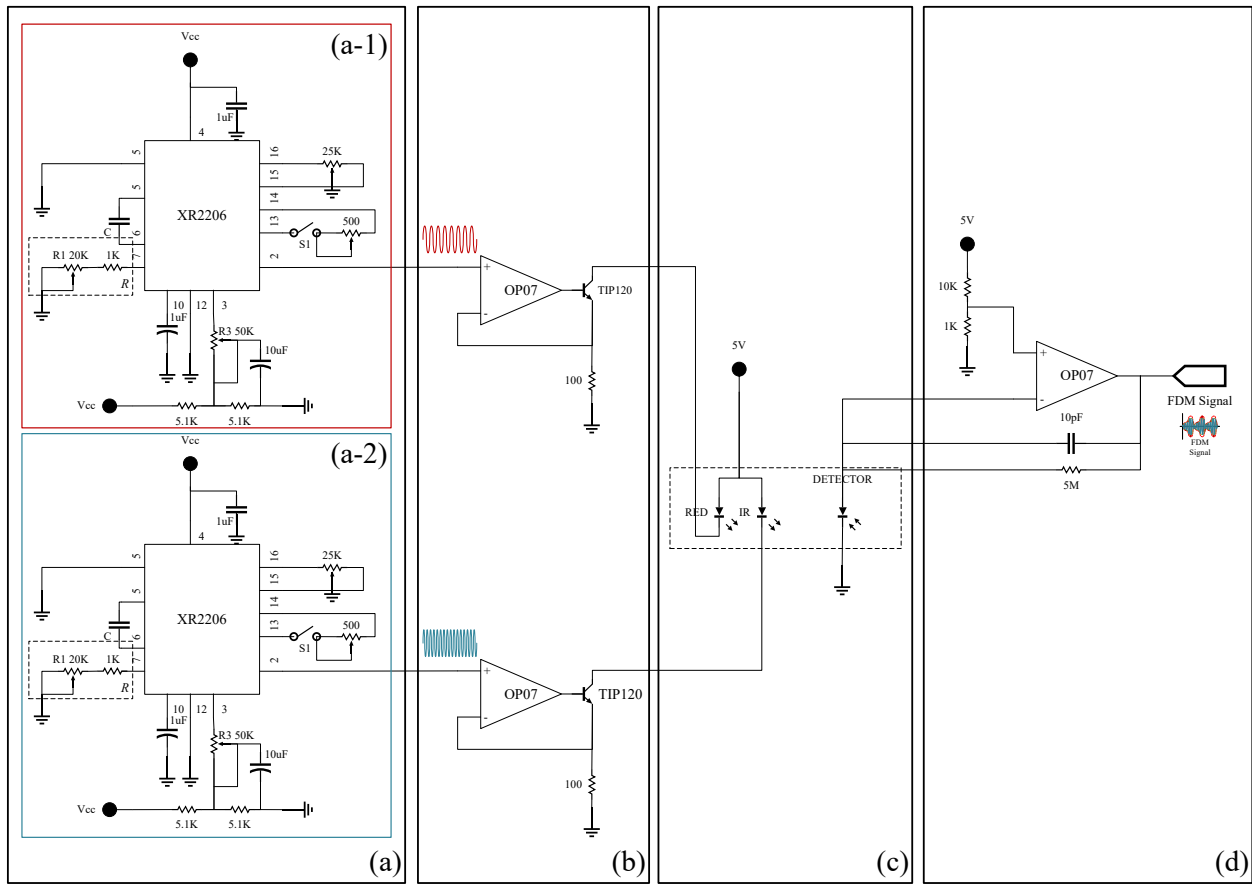


Fig. 5. The analogue front end. (a) The oscillator circuits generate (a-1) a cosine signal with a frequency of 1070 Hz and (a-2) a cosine signal with a frequency of 1550 Hz. (b) LED driver circuits. (c) Datex-Ohmeda’s pulse oximetry probe with a common LED anode. (d) Trans-impedance amplifier circuit.

Generally, a pulse oximetry probe includes two light sources and a single light detector. The single light detector needs to detect both light signals separately. Traditionally, the two light sources are driven by two square wave signals with different phases. From a communication point of view, this corresponds to TDM; when the signal from the light detector is considered, these signals are two PAM signals. In Sakkarin’s research [32], the control signals were changed from square wave signals to cosine signals. With this method, two cosine signals of different frequencies are used to control the light sources, so the signal received at the light detector is a combination of two PPG AM signals in FDM form. The carrier signals of the two PPG AM signals are the cosine signals used to drive the light sources, and the message signals are the PPG signals. The advantage of controlling the two light sources with two different-frequency cosine signals is that ambient light will not disturb the PPG signals because the frequency bands of the PPG signals are moved to a higher frequency. Sakkarin calculated R by using two BPFs to separate the two PPG AM signals and finally demodulating the PPG AM signals into PPG signals to be processed using the conventional method.

However, when an AM signal is considered in the time domain, its modulation index is equal to the ratio of the amplitude of the message signal to its DC offset. If the message signal is a PPG signal, the modulation index of a PPG AM signals corresponds to the $\frac{AC}{DC}$ ratio of the PPG signal. Meanwhile, T. L. Rusch [20] has explained the method for calculating R in the frequency domain. The PPG AM signals in the frequency domain correspond to T. L. Rusch’s method: the AC component is the magnitude of the highest peak in the USB (or LSB) of the PPG AM signal, and the DC component is the magnitude of the peak at its carrier frequency. Finally, the combined signal consisting of the red and infrared PPG AM signals in FDM form can be used to calculate R in the same way as in the second scheme. With this method, the PPG AM

signals do not need to be demodulated to calculate R, and the FDM signal does not need to be filtered by any BPF. Accordingly, this article has proposed two types of novel methods for calculating R: in the time domain and in the frequency domain.

4.1. Calculation of R in the time domain

As mentioned above, R can be determined from Eq. (17). When considering the modulation index in Eq. (20), so, the term $\frac{A_{max}-A_{min}}{2}$ is the AC component of the PPG signal and the term $\frac{A_{max}+A_{min}}{2}$ is the DC component of the PPG signal, or the average of the PPG signal; thus, μ_{PPG} is the $\frac{AC}{DC}$ ratio. Therefore, R can be written in terms of μ_{RED} and μ_{IR} as shown in Eq. (22). The relations among the various signals are shown in Fig. 6(c-2).

$$R = \frac{\mu_{RED}}{\mu_{IR}} \quad (22)$$

4.2. Calculation of R in the frequency domain

In the method proposed by T. L. Rusch [20], R is calculated from the conventional PPG signal in the frequency domain.

For the case in which two cosine signals are used to drive two light sources of different frequencies, resulting in two PPG AM signals at the light detector. Fig. 6(d-2) shows the PPG AM signals in the frequency domain. To calculate R from the AM magnitude spectra, the AC and DC components, as shown in Fig. 6(d-2) and 6(e-2), are substituted into Eq. (17).



Fig. 6. Signal processing flowchart. (a) Experimental Model 1 is Sakkarin’s method [32]. By using BPFs with two different centre frequencies and a corresponding demodulator part, the output signals are obtained as two PPG signals (Fig. 6(a-2)). (b) Experimental Model 2 is Rusche’s method [20]. By transforming the PPG signals from Model 1 into the frequency domain, the magnitude spectra of the two PPG signals are obtained. (c) In Experimental Model 3, by filtering the FDM signal with two BPFs, two PPG AM signals are obtained; then, the modulation indexes of these two PPG AM signals are calculated, where μ_{RED} is the modulation index of the red PPG AM signal, while μ_{IR} is the modulation index of the infrared PPG AM signal. (d) In Experimental Model 4, by filtering the FDM signal with two BPFs, two PPG AM signals are obtained; then, these two AM signals are transformed with the FFT. The AC component is the amplitude of the highest peak in the sideband, while the DC component is the amplitude at the carrier frequency. (e) In Experimental Model 5, the FDM signal is transformed directly to obtain its magnitude spectrum, which shows the two bands of the AM signals; then, the AC and DC components can be calculated using the same strategy as in Model 4.

5. System design

The system designed in this article uses two cosine signals of different frequencies to independently drive two light sources: a frequency of 1070 Hz is used to drive the red light source, and a frequency of 1550 Hz is used to drive the infrared light source. This system consists of two main components: the analogue front end and the signal processing unit. The analogue front end is shown in Fig. 5. It consists of two oscillator circuits (Fig. 5(a)), light-emitting diode (LED) driver circuits (Fig. 5(b)), a commercial common-anode pulse oximetry probe from

Datex-Ohmeda (Fig. 5(c)) and a *trans*-impedance amplifier circuit (Fig. 5(d)). This analogue front end serves to produce the PPG signals in PPG AM form.

5.1. Cosine oscillator circuit

An XR2206 integrated circuit is used as the sinusoidal oscillator. The output frequency (f) can be calculated from Eq. (23):

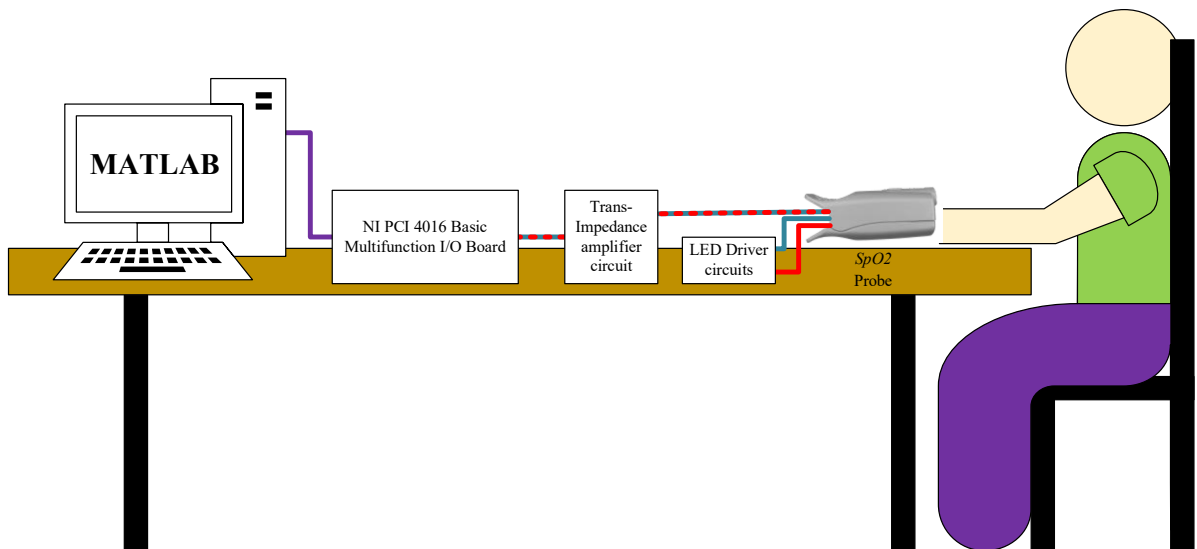


Fig. 7. Experimental setup.

$$f = \frac{1}{RC} \tag{23}$$

For the system considered in this article, the two capacitors c in Fig. 5 (a) are $0.01\mu\text{F}$, and the potentiometer $R1$ is used to adjust the frequencies of the cosine signals, 1070 Hz and 1550 Hz.

5.2. Trans-impedance amplifier circuit

The operational amplifier used in the system presented in this article is an OP07 integrated circuit. As shown in Fig. 5(d), the feedback resistance is $5\text{M}\Omega$, so the amplifier's gain is 5×10^6 volts per ampere. However, with a feedback capacitor, the amplifier circuit also rejects high frequencies with a cut-off frequency of 3,138 Hz, acting as a low-

pass filter (LPF). The output signal from the *trans*-impedance amplifier circuit is the FDM signal formed by the two PPG AM signals.

5.3. Signal processing

For data acquisition, a NI PCI 4016 Basic Multifunction I/O Board is used to convert the analogue FDM signal into a digital FDM signal at a sampling rate of 16,000 for 10 s. The flow chart of all system operations is shown in Fig. 6. For the study reported in this article, all operations were run in MATLAB software. The FFT function in MATLAB was used to transform the time-domain signals into the frequency domain.

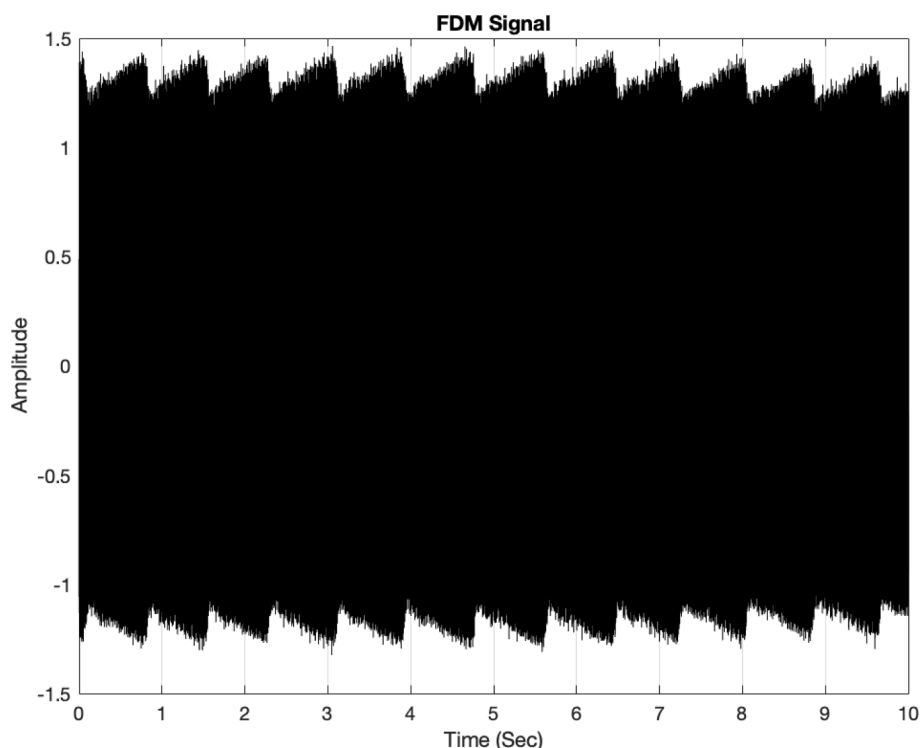


Fig. 8. The FDM signal detected at the light detector. The signal consists of two PPG AM signals: red PPG AM and infrared PPG AM signals.

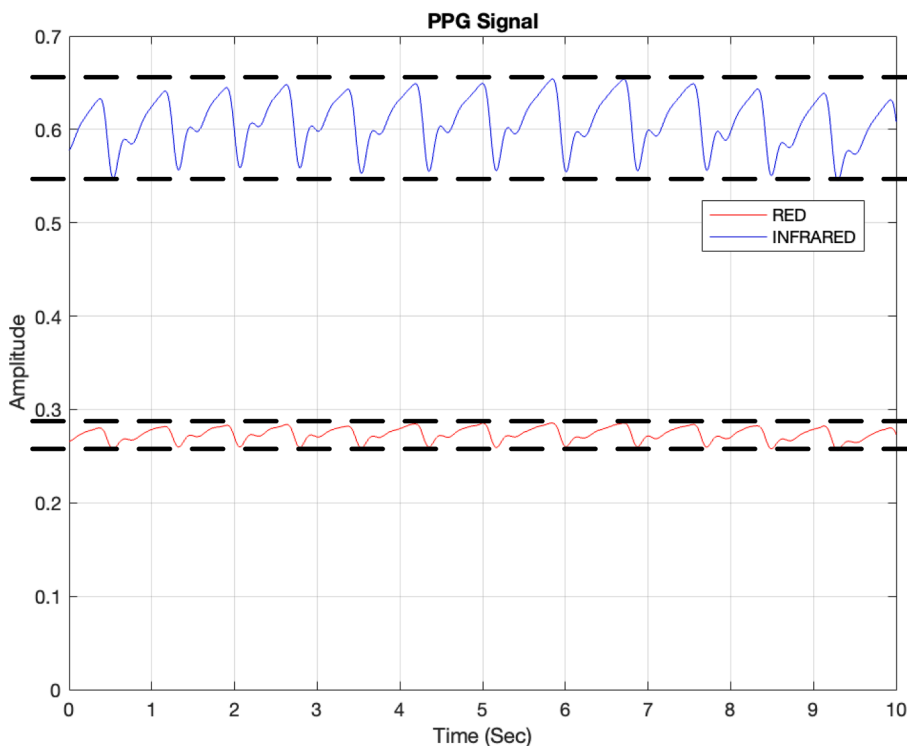


Fig. 9. PPG signals from BPFs and demodulators: (top trace) the infrared PPG signal and (bottom trace) the red PPG signal.

6. Experimental setup

In this article, the experimental setup is shown in Fig. 7. For Fig. 7, The dual light source in the oximeter probe were controlled by two oscillator circuits, and the light detector connected to the *trans*-impedance amplifier circuit to generates the FDM signal and transmitted to the computer (3.40 GHz CPU processor, 4 GB of RAM) by the NI PCI 4016 Basic Multifunction I/O Board and continued processing with MATLAB.

For collecting data, the oximeter probe was attached to volunteer’s fingertip. The volunteers were told to sit in relax position, have a minimum movement during the measurement. The experiment was operated in a non-variant ambient light room. The sample signals were acquired from 9 healthy volunteers: 7 male, 2 female, average age is 25 years.

This article has proposed three new models for determining R (The

3rd model (Fig. 6(c)) is time-domain, and the 4th and 5th models (Fig. 6 (d) and 6(e)) are frequency domain) and compared them to two traditional methods (The 1st and 2nd models [32,20] (Fig. 6(a) and 6(b)). All the experimental models are shown in Fig. 6. The recorded FDM signal are processed simultaneously. To calculate SpO₂, Eq. (8) is used.

7. Results and discussion

7.1. Frequency-Division multiplexing signal from the light detector

The signal at the detector obtained by driving dual light sources with different cosine signals is shown in Fig. 8.

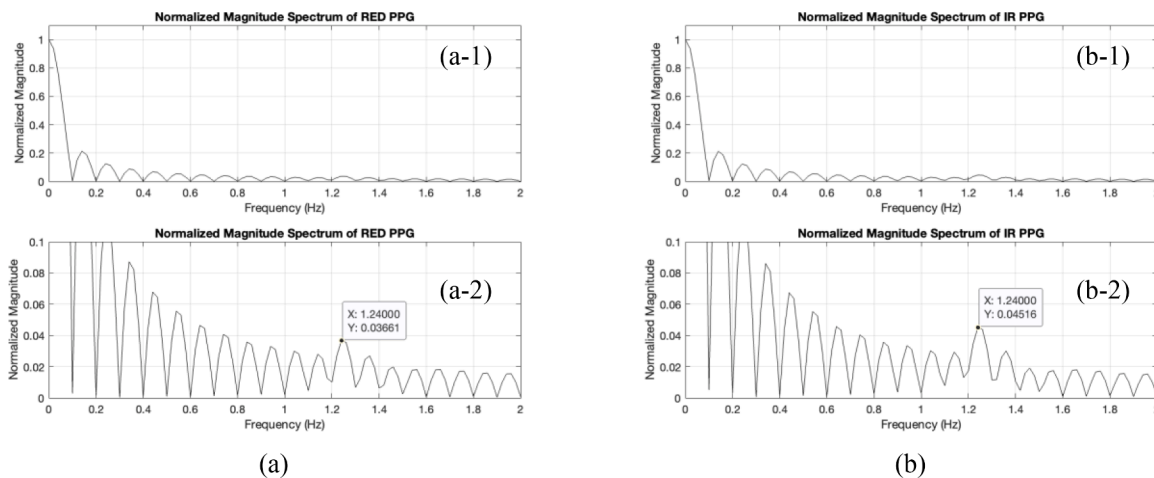


Fig. 10. The normalized magnitude spectrum of the PPG signal (a) The red PPG signal, where (a-1) shows the amplitude of the zero-hertz component and (a-2) shows the amplitude of the cardiac-frequency component. (b) The infrared PPG signal, where (b-1) shows the amplitude of the zero-hertz component and (b-2) shows the amplitude of the cardiac-frequency component.

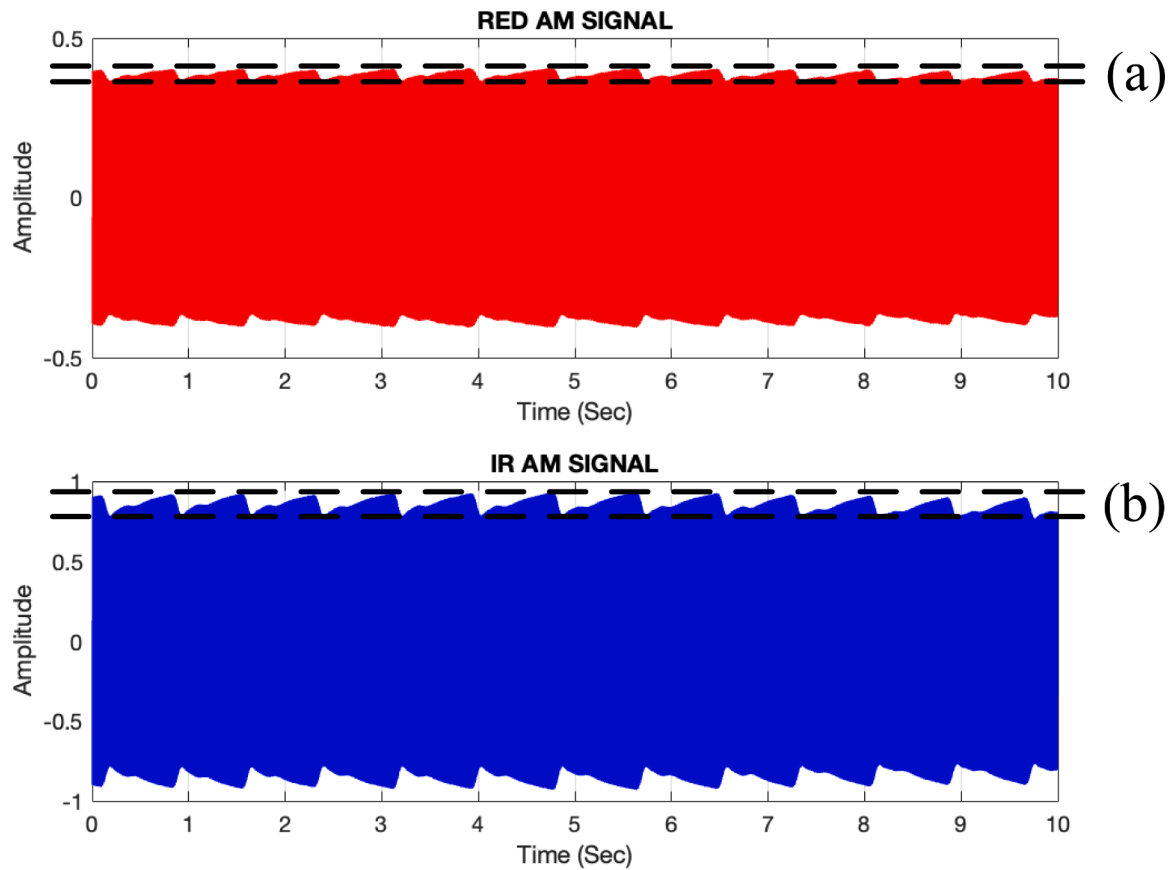


Fig. 11. PPG AM signals. (a) red PPG AM signal with a modulation index of 0.0059 and (b) infrared PPG AM signal with a modulation index of 0.101.

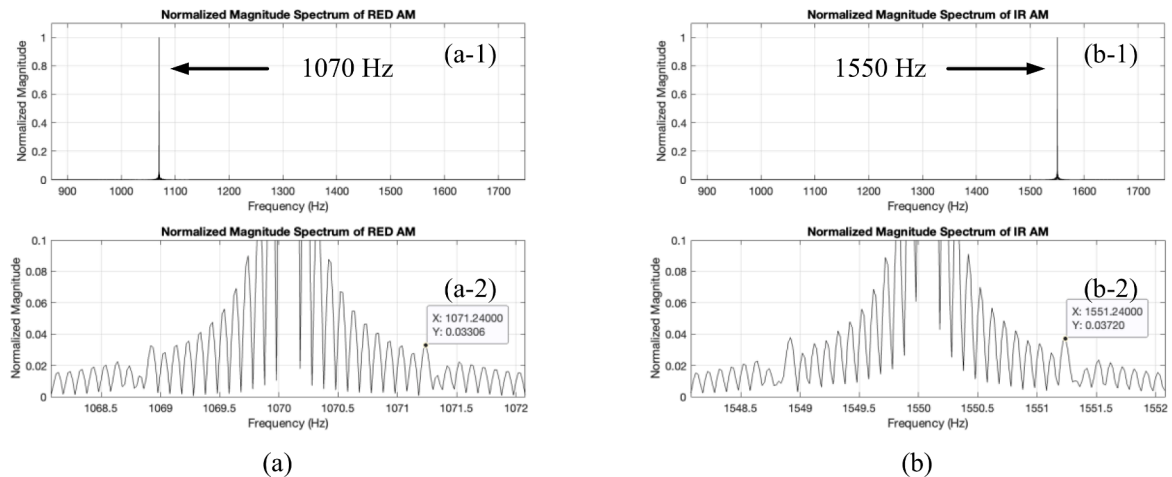


Fig. 12. Normalized magnitude spectrum of the AM PPG signals. (a) red PPG AM signal: (a-1) magnitude of the carrier signal at 1070 Hz and (a-2) expanded to show the shifted cardiac frequency within the 1070 Hz band. (b) infrared AM PPG signal: (b-1) magnitude of the carrier signal at 1550 Hz and (b-2) expanded to show the shifted cardiac frequency within the 1550 Hz band.

7.2. Conventional R calculation

To obtain R, the FDM signal is filtered with two BPFs and demodulators. The PPG signals for the red and infrared light wavelengths are obtained as shown in Fig. 9.

From these PPG signals, Eq. (17) is used to calculate R, and Eq. (8) is used to estimate SpO₂; for Model 1, the R = 0.602 and SpO₂ = 94.92% are achieved. In simultaneous time, the spectrums of the PPG signals in the frequency domain (Model 2), as shown in Fig. 10(a) and (b).

The magnitude of the zero-hertz signal component is the DC

component of the PPG signal, and the magnitude of the highest peak at the cardiac frequency is the AC component of the PPG signal. The frequencies of the highest peak magnitudes in Fig. 10(a) and (b) are determined according to the heart rate frequency which is 1.2 Hz and corresponds to a heart rate of 78 beats per minute in Model 1. The R value calculated from the Model 2's signals in Fig. 10(a) and (b) is R = 0.812, and SpO₂ = 89.40%.

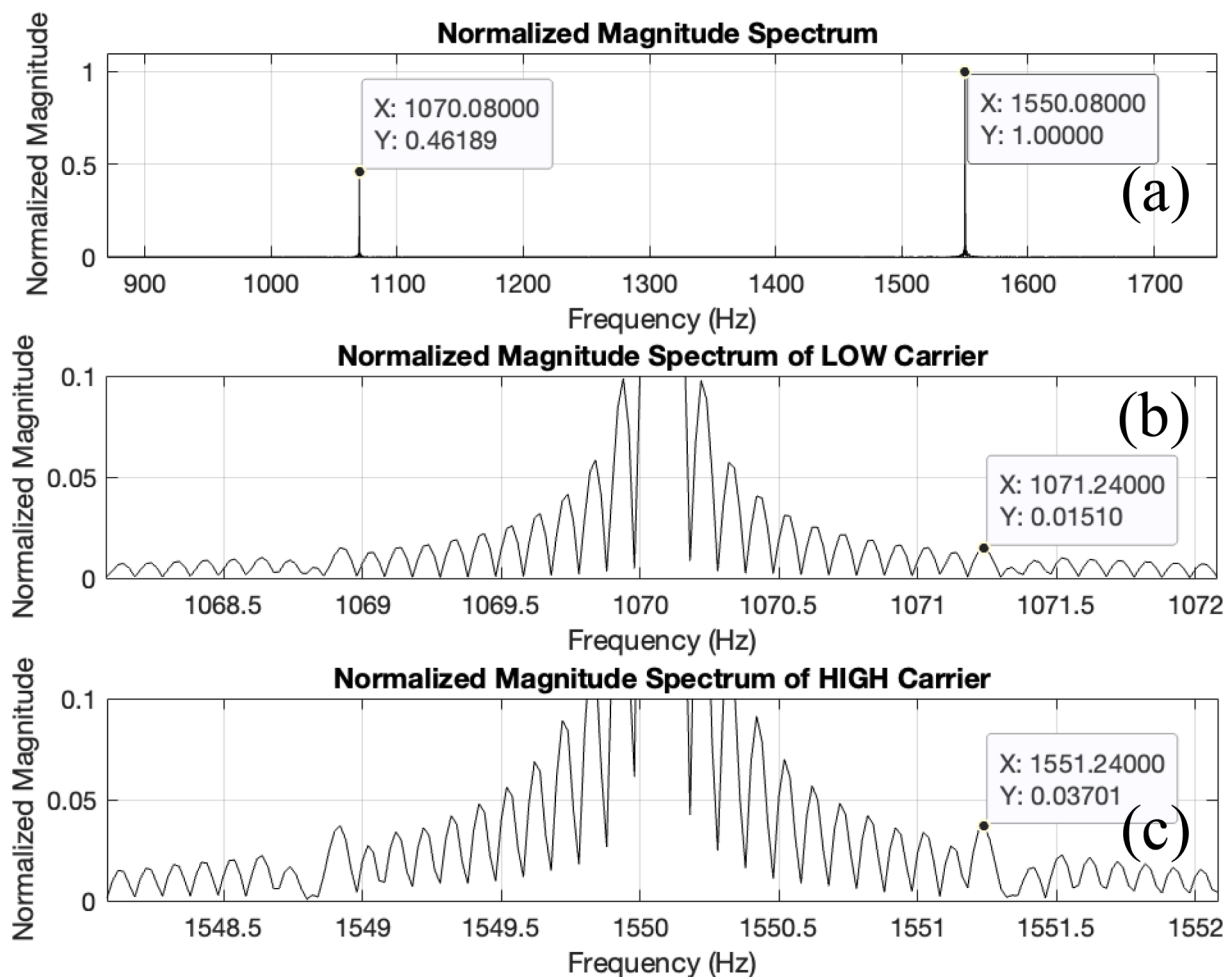


Fig. 13. Normalized magnitude spectrum of the FDM signal: (a) magnitudes of the carrier signals in the 1070 Hz and 1550 Hz bands, (b) expanded to show the shifted cardiac frequency within the 1070 Hz band, and (c) expanded to show the shifted cardiac frequency within the 1550 Hz band.

Table 1
The results of the example signal of 9 volunteers.

Volunteer		Model				
		1	2	3	4	5
1	R	0.5790	0.8569	0.5546	0.8567	0.8588
	SpO ₂	95.5257 %	88.5771 %	96.1359 %	88.5817 %	88.5308 %
2	R	0.6050	0.9095	0.5785	0.8427	0.8411
	SpO ₂	94.8750 %	87.2618 %	95.5367 %	88.9329 %	88.9735 %
3	R	0.5289	0.8471	0.5266	0.8530	0.8624
	SpO ₂	96.7769 %	88.8224 %	96.8359 %	88.6757 %	88.4408 %
4	R	0.6325	0.9268	0.5782	0.9155	0.9018
	SpO ₂	94.1884 %	86.8289 %	95.5439 %	87.1114 %	87.4550 %
5	R	0.6152	0.8893	0.5973	0.8987	0.8872
	SpO ₂	94.6192 %	87.7664 %	95.0670 %	87.5321 %	87.8191 %
6	R	0.6104	0.8827	0.5709	0.8783	0.8721
	SpO ₂	94.7410 %	87.9333 %	95.7280 %	88.0413 %	88.1966 %
7	R	0.5382	0.8454	0.5321	0.8826	0.8659
	SpO ₂	96.5457 %	88.8638 %	96.6978 %	87.9351 %	88.3514 %
8	R	0.5956	0.8712	0.5714	0.8849	0.8766
	SpO ₂	95.1094 %	88.2209 %	95.7152 %	87.8766 %	88.0851 %
9	R	0.5950	0.8226	0.5809	0.8510	0.8362
	SpO ₂	95.1261 %	89.4346 %	95.4764 %	88.7250 %	89.0957 %

7.3. New models for Calculating R

In the time-domain, the PPG AM signals from the BPFs are shown in Fig. 11.

By using Eq. (22) of Model 3 to calculate R in the time domain, the

R = 0.582 and SpO₂ = 95.49% are obtained.

While in the frequency-domain, the normalized magnitude spectrum results used to calculate R in the frequency domain in Model 4 are shown in Fig. 12(a) and (b).

The magnitude of the carrier-frequency component is the DC

Table 2

The results of SpO₂ calculated by using Eq. (24) for the frequency domain and using Eq. (8) for the time-domain.

Volunteer		Model				
		1	2	3	4	5
1	R	0.5790	0.8569	0.5546	0.8567	0.8588
	SpO ₂	95.5257 %	95.3138 %	96.1359 %	95.3148 %	95.3037 %
2	R	0.6050	0.9095	0.5785	0.8427	0.8411
	SpO ₂	94.8750 %	95.0267 %	95.5367 %	95.3915 %	95.4003 %
3	R	0.5289	0.8471	0.5266	0.8530	0.8624
	SpO ₂	96.7769 %	95.3674 %	96.8359 %	95.3353 %	95.2841 %
4	R	0.6325	0.9268	0.5782	0.9155	0.9018
	SpO ₂	94.1884 %	94.9322 %	95.5438 %	94.9939 %	95.0689 %
5	R	0.6152	0.8893	0.5973	0.8987	0.8872
	SpO ₂	94.6192 %	95.1368 %	95.0670 %	95.0857 %	95.1484 %
6	R	0.6104	0.8827	0.5709	0.8783	0.8721
	SpO ₂	94.7410 %	95.1733 %	95.7280 %	95.1969 %	95.2308 %
7	R	0.5382	0.8454	0.5321	0.8826	0.8659
	SpO ₂	96.5457 %	95.3764 %	96.6978 %	95.1737 %	95.2646 %
8	R	0.5956	0.8712	0.5714	0.8849	0.8766
	SpO ₂	95.1094 %	95.2361 %	95.7152 %	95.1609 %	95.2064 %
9	R	0.5950	0.8226	0.5809	0.8510	0.8362
	SpO ₂	95.1261 %	95.5010 %	95.4764 %	95.3461 %	95.4270 %

component of the PPG signal, and the magnitude of the highest peak in each sideband is the AC component. From Fig. 12(a) and (b), R = 0.89 can be calculated and SpO₂ = 87.70% is estimated. Moreover, these plots show how the signal modulation moves the PPG signals from low frequency (0 – 2 Hz) to high frequency (LSB or USB).

Finally, the FDM signal in the frequency domain is shown in Fig. 13. For Model 5, the R calculation is similar to that in Model 4; the difference is that the red and infrared PPG AM signals whose spectra are used in Model 4 are physically separated by BPFs, while the signals whose spectra are used in Model 5 are not physically separated. Model 5 yields R = 0.88 and an estimate of SpO₂ = 87.91%.

7.4. New equation for estimating SpO₂ in the frequency domain

Based on the results of calculating SpO₂ using Eq. (8) from all volunteers' data, the light absorbance ratio and SpO₂ are shown in Table 1.

From Table 1 of 9 volunteers, it shown that the light absorbance ratio of the 5 experimental models is different, its cause of difference SpO₂, because using the Eq. (8) to calculate SpO₂ which this equation corresponds to the time-domain method. So, the frequency-domain group incurs more error because in the frequency domain, the only part of the AC component that is used is the part at the fundamental cardiac frequency or the first peak in the sideband (the first peak in the sideband corresponds to the fundamental cardiac frequency after being shifted from the low-frequency region). For greater accuracy, the harmonic frequencies of the fundamental cardiac frequency should all be used in the calculation; however, estimating the AC component with more harmonic frequencies is more complex because not only the amplitudes of the harmonic frequencies but also their phase responses must be calculated. However, the R values calculated using Models 2, 4, and 5 are all very similar; therefore, to achieve greater accuracy, a new mathematical model for evaluating SpO₂ based on R as calculated in the frequency domain (R_{Freq}) is introduced in Eq. (24):

$$SpO_2|_{Freq} = 99.99 - 5.457R_{Freq} \tag{24}$$

where SpO₂|_{Freq} is the blood oxygen saturation derived from the frequency domain. Which this expression is determined by using the linear regression of R_{Freq} (the light absorbance ratio in the frequency-domain) and SpO₂ in the time domain of the Model 1 (conventional method).

When Eq. (24) is used to calculate the SpO₂ in the frequency-domain, it gave the results as shown in Table 2.

From Table 2 of 9 volunteers, it shown that the light absorbance ratio of the 5 experimental models is different, but the SpO₂ is almost the same, because the experiment models 2, 4, and 5 used the new equation

Table 3

Average Errors and Variances Using Eqs. (8) and (24).

Model	Equation (8)		Equation (24)	
	Average SpO ₂ error	Variance	Average SpO ₂ error	Variance
2	6.2927	39.5984	1.0353	1.0719
3	0.7138	0.5095	0.7138	0.5095
4	7.87	61.9369	1.0279	1.0566
5	7.7758	60.4630	1.0760	1.1578

for approximate SpO₂ in the frequency-domain, and the errors of SpO₂ are shown in Table 3.

In Table 3, the SpO₂ results obtained by using Eq. (24) and Eq. (8) which is estimated from R in the frequency-domain. It shown that estimated SpO₂ from Eq. (24) are more accurate than using Eq. (8). Thus, it is demonstrated that eventually to estimate SpO₂ from the FDM signal in the frequency-domain, the system does not need to be demodulated and including the use of the BPFs to separate the signal, but it can be obtained directly from the magnitude spectrum of the FDM signal, thereby reducing the overall complexity of the overall processing system.

8. Conclusion

The results of the five models are shown in Figs. 9–13, and the calculated errors are shown in Table 3. The error results can be divided into two groups: a time-domain group and a frequency-domain group. The SpO₂ errors are larger in the frequency-domain group than in the time-domain group because of the treatment of the AC component. In the frequency-domain group, only the fundamental cardiac frequency is considered in the AC component; achieving greater accuracy would require increased complexity because it would be necessary to use more harmonic frequencies of the fundamental cardiac frequency. In this case, not only the amplitudes of the harmonics but also their phases would need to be determined. Therefore, a new mathematical model for estimating blood oxygen saturation in the frequency domain is proposed in Eq. (24). When Eq. (24) is used to calculate SpO₂ based on the R-value calculated in the frequency domain, the error drops to 1%. The results show that with the new methods for calculating R using the modulation indexes, corresponding to Models 3 and 4, demodulators are unnecessary, and eventually, with Model 5, there is also no need for BPFs. With no demodulators and BPFs in Model 5, the analogue front-end design is simpler, also the signal processing. Finally, for Models 1, 2, 3, and 4, which used the BPFs, the wavelet base technique for separate PPG AM signals can be substitute to the BPFs.

CRediT authorship contribution statement

Pattana Kainan: Methodology, Software, Writing – original draft.
Ananta Sinchai: Software, Investigation, Writing – review & editing.
Panwit Tuwanut: Investigation, Writing – review & editing. **Paramote Wardkein:** Supervision, Conceptualization.

Declaration of Competing Interest

The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

Acknowledgement

This research did not receive any specific grant from funding agencies in the public, commercial, or not-for-profit sectors.

References

- J.F. Biebuyck, J.W. Severinghaus, J.F. Kelleher, Recent Developments in Pulse Oximetry, *Anesthesiology*. 76 (1992) 1018–1038, <https://doi.org/10.1097/0000542-199206000-00024>.
- S. DeMeulenaere, Pulse Oximetry: Uses and Limitations, *J. Nurse Pract.* 3 (2007) 312–317, <https://doi.org/10.1016/j.nurpra.2007.02.021>.
- M. Nitzan, A. Romem, R. Koppel, Pulse oximetry: fundamentals and technology update, *Med Devices (Auckl)*. 7 (2014) 231–239, <https://doi.org/10.2147/MDER.S47319>.
- S. Seifi, A. Khatony, G. Moradi, A. Abdi, F. Najafi, Accuracy of pulse oximetry in detection of oxygen saturation in patients admitted to the intensive care unit of heart surgery: comparison of finger, toe, forehead and earlobe probes, *BMC Nurs.* 17 (2018) 17, <https://doi.org/10.1186/s12912-018-0283-1>.
- A. Jubran, Pulse oximetry, *Crit Care*. 3 (1999) R11–R17, <https://doi.org/10.1186/cc341>.
- O. Wieben, Light Absorbance in Pulse Oximetry, in: J.G. Webster (Ed.), *Design of Pulse Oximeters*, Taylor & Francis, USA, New York, 1997, pp. 40–55.
- M.W. Wukitsch, M.T. Petterson, D.R. Tobler, J.A. Pologe, Pulse oximetry: analysis of theory, technology, and practice, *J. Clin. Monit.* 4 (1988) 290–330, <https://doi.org/10.1007/BF01617328>.
- J. Farmer, Blood Oxygen Measurement, in: J.G. Webster (Ed.), *Design of Pulse Oximeters*, Taylor & Francis, USA, New York, 1997, pp. 21–39.
- J.-A. Collins, A. Rudenski, J. Gibson, L. Howard, R. O'Driscoll, A. Rudenski A, Gibson J, Howard L, O'Driscoll R, Relating oxygen partial pressure, saturation and content: the haemoglobin-oxygen dissociation curve, *Breathe (Sheff)*. 11 (3) (2015) 194–201.
- J. Sendroy, Manometric determination of hemoglobin by oxygen capacity method, *J. Biol. Chem.* 91 (1931) 307–323, [https://doi.org/10.1016/S0021-9258\(18\)76615-5](https://doi.org/10.1016/S0021-9258(18)76615-5).
- Y. Mendelson, Pulse oximetry: theory and applications for noninvasive monitoring, *Clin. Chem.* 38 (9) (1992) 1601–1607.
- C. Wang, K. Tang, Active noise cancellation of motion artifacts in pulse oximetry using isobestic wavelength light source, 2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS). Rio de Janeiro. (2011) pp. 1029–1032. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2011.5937744>.
- Y. Pole, Evolution of the pulse oximeter, *Int. Congress Series*. 1242 (2002) 137–144.
- J.F. Kelleher, Pulse oximetry, *J. Clin. Monit.* 5 (1989) 37–62, <https://doi.org/10.1007/BF01618369>.
- E. James, Sinex, Pulse oximetry: Principles and limitations, *Am. J. Emergency Med.* 17 (1) (1999) 59–66.
- Gibbs Peter, Wood Levi. Asada Harry, Active motion artifact cancellation for wearable health monitoring sensors using collocated MEMS accelerometers, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*. (2005). <https://doi.org/5765.10.1117/12.600781>.
- S. Ardalan, S. Moghadami, S. Jaafari, Motion Noise Cancellation in Heartbeat Sensing using Accelerometer and Adaptive Filter, *IEEE Embedded Systems Letters*. 7 (4) (2015) 101–104, <https://doi.org/10.1109/LES.2015.2457933>.
- A.R. Relente, L.G. Sison, Characterization and adaptive filtering of motion artifacts in pulse oximetry using accelerometers, *Proceedings of the Second Joint 24th*. (2002) 1769–1770. <https://doi.org/10.1109/IEEMBS.2002.1106644>.
- K.A. Reddy, B. George, V.J. Kumar, Motion Artifact Reduction and Data Compression of Photoplethysmographic Signals utilizing Cycle by Cycle Fourier Series Analysis, 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. (2008) 176–179, <https://doi.org/10.1109/IMTC.2008.4547026>.
- T.L. Rusch, R. Sankar, J.E. Scharf, Signal processing methods for pulse oximetry, *Comput. Biol. Med.* 26 (2) (1996) 143–159.
- J.M. Kim, S.H. Kim, D.J. Lee, H.S. Lim, Signal processing using Fourier & wavelet transform for pulse oximetry, *Technical Digest. CLEO/Pacific Rim 2001. 4th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (Cat. No.01TH8557)* (2001) 310–311. <https://doi.org/10.1109/CLEOPR.2001.970957>.
- F. Peng, Z. Zhang, X. Gou, H. Liu, W. Wang, Motion artifact removal from photoplethysmographic signals by combining temporally constrained independent component analysis and adaptive filter, *BioMed Eng. OnLine* 13 (1) (2014).
- K.W. Chan, Y.T. Zhang, Adaptive reduction of motion artifact from photoplethysmographic recordings using a variable step-size LMS filter, *SENSORS, IEEE*. 2 (2002) (2002) 1343–1346, <https://doi.org/10.1109/ICSENS.2002.1037314>.
- M.R. Ram, K.V. Madhav, E.H. Krishna, N.R. Komalla, K.A. Reddy, A Novel Approach for Motion Artifact Reduction in PPG Signals Based on AS-LMS Adaptive Filter, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 61 (5) (2012) 1445–1457.
- B.S. Kim, S.K. Yoo, Motion artifact reduction in photoplethysmography using independent component analysis, *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 53 (3) (2006) 566–568, <https://doi.org/10.1109/TBME.2005.869784>.
- K.A. Reddy, V.J. Kumar, Motion Artifact Reduction in Photoplethysmographic Signals using Singular Value Decomposition, 2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference (IMTC 2007). (2007) 1–4. <https://doi.org/10.1109/IMTC.2007.379467>.
- R.W.C.G.R. Wijshoff, M. Mischi, R.M. Aarts, Reduction of periodic motion artifacts in photoplethysmography, *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 64 (1) (2017) 196–207, <https://doi.org/10.1109/TBME.2016.2553060>.
- S. Chugh, A. Akula, Effect of Different Signal Processing Techniques on a Calibration Free Pulse Oximeter, 2018 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT). (2018) 1–6. <https://doi.org/10.1109/I2CT.2018.8529537>.
- J. Harvey, S.M.A. Salehizadeh, Y. Mendelson, K.H. Chon, OxiMA: A Frequency-Domain Approach to Address Motion Artifacts in Photoplethysmograms for Improved Estimation of Arterial Oxygen Saturation and Pulse Rate, *IEEE IEEE Trans. Biomed. Eng.* 66 (2) (2019) 311–318, <https://doi.org/10.1109/TBME.2018.2837499>.
- P.J. Chacon, L. Pu, T.H. da Costa, Y.-H. Shin, T. Ghomian, H. Shamkhalichenar, H.-C. Wu, B.A. Irving, J.-W. Choi, A Wearable pulse oximeter with wireless communication and motion artifact tailoring for continuous use, *IEEE IEEE Trans. Biomed. Eng.* 66 (6) (2019) 1505–1513.
- James Patterson, A Photoplethysmography System Optimised for Pervasive Cardiac Monitoring, PhD Thesis, Imperial College London, England, 2013. <https://doi.org/10.25560/11110>.
- S. Sinchai, P. Kainan, P. Wardkein, J. Koseeyaporn, A Photoplethysmographic signal isolated from an additive motion artifact by frequency translation, *IEEE Trans. Biomed. Circuits and Syst.* 12 (4) (2018) 904–917, <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2018.2829708>.
- J. Koseeyaporn, S. Sinchai, P. Wardkein, Performance of Frequency Translation in Separating a Photoplethysmographic Signal from an Additive Motion Artifact, in: 2019 IEEE 4th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS), 2019, pp. 512–516.
- J.G. Webster, *Design of Pulse Oximeters*, 1st ed., Taylor & Francis, New York, USA, 1997.

2022 International Electrical Engineering Congress (IEECON) | 978-1-6654-0206-4/22/\$31.00 ©2022 IEEE | DOI: 10.1109/IEECON53204.2022.9741564



The 2022 International Electrical Engineering Congress

IEECON 2022

9-11 March 2022

Khon Kaen, Thailand

Avani Khon Kaen Hotel & Convention Centre



Fully Digital Pulse Oximeter Cosine Wave Driven Generate two PPG AMs and AM Synchronous Detector with Single Microcontroller

Pattana Kainan, Manussawee Rungkrae,
Supatsara Wiriyatanachit and Paramote Wardkein
Department of Telecommunication Engineering,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand.
pattana.kainan@gmail.com, 61010860@kmitl.ac.th,
61011142@kmitl.ac.th, and paramote.wa@kmitl.ac.th

Krittapas Lerterada
QRSgps Co., Ltd.
41/141-142 Kanlapapruet Road, Bang Khae.
Bangkok, Thailand.
info@qrsgps.co.th

Abstract—In this article, an embedded microcontroller ESP32 implement to be a pulse oximeter is proposed. The almost overall system operates on a microcontroller except for the analog front-end trans-impedance amplifier. The system works by generating two different frequency cosines with cosine function and converting them to be analog cosine signals to drive IR and Red-light sources. The two PPG AM signals are summed in FDM form at the output of the light detector, and it is amplified and converted to be digital signal by the microcontroller after that the digital signal as mentioned above is selected by two digital BPFs with different center frequencies and two PPG AMs are obtained. Two PPG AMs have been demodulated with AM synchronous detector therefore the PPG IR and PPG RED are obtained. They are employed to estimate oxygen saturated and display on OLED along with mobile devices android OS by Bluetooth communication channel. The experiment results show that the proposed system can well operate and have accuracy and precision are 98.1261% and 0.9031, respectively.

Keywords—Pulse Oximetry, Amplitude Modulation, ESP32, Synchronous Detection, Frequency Division Multiplexing

I. INTRODUCTION

The Pulse Oximeter has been used to remotely monitor the COVID-19 symptom for the last few years. Before the invention of non-invasive blood oxygen saturation measurements, blood oxygen saturation is measured by using a sample of the patient's blood and tested in a laboratory. Measuring blood oxygen saturation in the laboratory requires expertise in chemistry or the use of sophisticated equipment such as the spectrophotometer [1]. Nowadays blood oxygen saturation can measure easily in a household using the pulse oximeter.

In the present day, the basis of the pulse oximeter operation comes from the pulse oximeter designed by the Japanese engineer named Takuo Aoyaki [2-3]. Aoyaki's oximeter was based on the different light absorbances of the hemoglobin solution inside a fingertip using Beer-Lambert's law. Aoyaki employed two different wavelengths of light sources are RED and INFRARED, by using two wavelengths of light sources, the influence of the distance of light traveling, the intensity of light sources including other components inside the fingertip does not affect the measurement.

Finally, Beer-Lambert's equation and nonhomogeneous solution shows that the oxyhemoglobin and deoxyhemoglobin concentration cannot be directly determined, but can calculate with the light absorbance ratio (R) and employ R to estimate blood oxygen saturation (SpO_2)

In general, the commercial oximeter probe composes of red and infrared light sources and only a single light detector, so the light source must be controlled to be active at different times [4], in order for the detector can generate and separate two photoplethysmography signals or PPG. This process in telecommunication is named time-division multiplexing (TDM).

The weakest point of the TDM pulse oximeter is that measurements must be taken with minimal movement because the movement caused the interference called Motion Artifact (MA). The MA can be reduced by translation of the PPG signal band from low frequency to higher frequency band by controlling the light sources with using two different frequency cosine signals instead of two different phase square waves [5]. However, the change of the control signal is not only reduced MA but the signal is received by the optical receiver is also characterized as two amplitude modulation signals (AM) is mixed in the frequency-division multiplexing (FDM) form. To recover the PPG signal inside the FDM signal band, the digital bandpass filter (BPF) needs to be implemented to separate two AM signals before getting them to the demodulator and continuing to calculate R and estimate SpO_2 . Nevertheless, in [5], it is only to present an idea and test it in a laboratory. It's not yet made for real commercial devices and uses widely.

In this paper, propose the implementation of the pulse oximetry by using two different frequency cosine signals to control two light sources and recover the PPG signals for calculating R and estimating SpO_2 within the ESP32 microcontroller. The SpO_2 values are displayed on the OLED display and sent to the mobile device via Bluetooth channel.

There are 5 sections in this article, section I introduction to pulse oximeter is described, II discusses the basic principles of the blood oxygen saturation measurement process and the amplitude modulation, III explains the proposed implementation, IV show the experimental results, and the last section will be a summary and a discussion of the results.

II. BACKGROUND THEORY

A. Pulse Oximetry

Blood oxygen saturation is a measure of the amount of oxygen saturation in the blood, which is the ratio between the concentration of oxyhemoglobin (HbO_2) and all other hemoglobin types, but to measure with the pulse oximeter, the only hemoglobin are HbO_2 and Deoxyhemoglobin (Hb) are interested. So, the Blood oxygen saturation in terms of HbO_2 and Hb of pulse oximetry (SpO_2) is demonstrated in (1).

$$SpO_2 = \frac{c_{HbO_2}}{c_{HbO_2} + c_{Hb}} \quad (1)$$

The common principle to estimate the concentration of hemoglobin is Beer-Lambert's law. This law explains the relationship between the light intensities from the light source (I_0) and transmitted light (I) passing through the medium which has the extinction coefficient of the wavelength λ is $\varepsilon(\lambda)$, while the concentration of the medium is c , and the optical path length is d , which Beer-Lambert's law is shown in (2).

$$I = I_0 e^{-A} = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cd} \quad (2)$$

To measure the SpO_2 , the oximeter probe must be attached to the fingertip as shown in Fig.1.

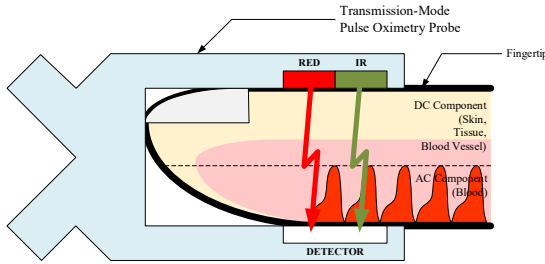


Fig. 1. The transmission mode pulse oximeter probe.

While the light is emanated through the fingertip, the absorbance components are not only the hemoglobin but there are others such as skin, tissue, blood vessel, thus the composite signal of the light detector can show in Fig. 2. This signal is called the PPG = AC + DC signal, which consists of AC (blood absorbing signal which is an alternating current signal) and DC (static absorbing signal which is a direct current signal) signal components.

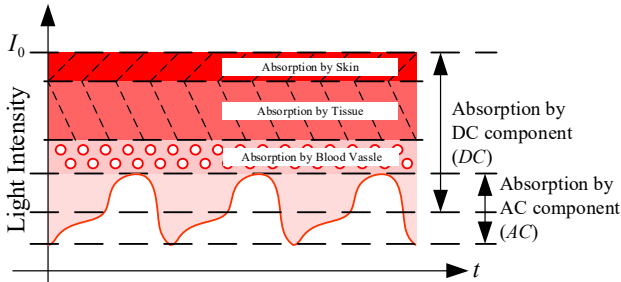


Fig. 2. The example signal which absorbed by fingertip (PPG signal)

From Fig. 2, to solve (2), it is necessary to know the optical path length of all components inside the fingertip. So, (2) cannot use to estimate the concentration of the hemoglobin inside the fingertip directly. The solution to this problem is to calculate the light absorbance ratio (R) between red light and infrared light. R can be obtained directly from the PPG signals by using (3).

$$R = \frac{A_{RED}}{A_{IR}} = \frac{(AC_{RED}/DC_{RED})}{(AC_{IR}/DC_{IR})} \quad (3)$$

While A_{RED} and A_{IR} are the light absorbance of red and infrared light, and AC is the magnitude of the AC component of the PPG signal while DC is the magnitude of the direct

current component of the PPG signal. To estimate SpO_2 from R , the empirical calibration equation (4) is used [6].

$$SpO_2 = 110 - 25R \quad (4)$$

The most commercial pulse oximeter probes, as shown in Fig. 1, have two light sources and a single optical detector. To receive two PPG signals from a single detector, two light sources must be controlled to operate at different times, that is a TDM, but in [5] the controlled signal is changed to be two different frequency cosine signals which generated the signal at the detector into two PPG AM signals in FDM form. The messages of the AM signal are PPG signals while the controlled signals are carrier signals. So, the amplitude modulation and the demodulator are described in the next section

B. Amplitude Modulation (AM)

In the communication channel, if there is more than one message signal have transmitted, the receiver cannot interpret the message signals correctly, because the messages interfere with each other, to keep the message from interfering with other messages, it can be done by transferring the message with the carrier signal, it is called the modulation. The modulation is the fashion that message changes some parameters of the carrier signal, for example, the message $m(t)$ with E_{DC} offset level varies with the amplitude of the carrier signal, it is the amplitude modulation large carrier or AM large carrier, which $\phi_{AM}(t)$ can show in (5).

$$\begin{aligned} \phi_{AM}(t) &= (m(t) + E_{DC}) \cos(f_c t) \\ &= m(t) \cos(f_c t) + E_{DC} \cos(f_c t) \end{aligned} \quad (5)$$

While f_c is the carrier signal's frequency, for this article $m(t)$ and E_{DC} is corresponding to the AC and DC component of the PPG signal respectively.

From (5), the first term on the right-hand side shows that the amplitude of the cosine carrier signal has been changed due to the $m(t)$, while the second term is a cosine carrier signal.

For the receiver side, the AM signal must be demodulated to recover the $m(t)$ signal and its offset level. In this paper, the synchronous detector is used, which its block diagram can show in Fig.3.

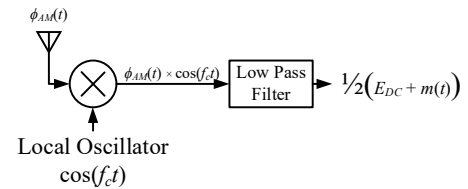


Fig. 3. The synchronous detector is used for demodulating AM signals.

From Fig. 3, the important part of the synchronous detector is a Local oscillator of the receiver. The receiver's local oscillator must be the same frequency and phase as the carrier signal of the transmitter. The multiplication result between the received signal and receiver local oscillator signal is (6).

$$\phi_{AM}(t) \times \cos(f_c t) = \frac{E_{DC}}{2} + \frac{m(t)}{2} + \frac{m(t)}{2} \cos(2f_c t) + \frac{E_{DC}}{2} \cos(2f_c t) \quad (6)$$

In (6), it shows that E_{DC} and $m(t)$ occupy the low-frequency band, therefore the digital low pass filter (LPF) is used to recover PPG signal from the multiplication result signal of (6).

As mentioned above, to transmit one message signal, one carrier signal is required, so to transmit more than one message signal, more carrier signals with different frequencies are required, which is frequency-division multiplexing (FDM).

After the explanation of the fundamental of pulse oximetry, amplitude modulation, and synchronous detection, the next section will demonstrate the system design and the experimental setup of this research.

III. PROPOSED METHOD

This paper proposed the implementation of the pulse oximetry by using two different frequency cosine signals to control the light sources and used two digital BPFs to separate two AM signals before demodulating with the synchronous detector based on ESP32 microcontroller after the PPG signals have been recovered, the system will calculate the light absorbance ratio and estimate the blood oxygen saturation. The block diagram of this implementation is presented in Fig. 4.

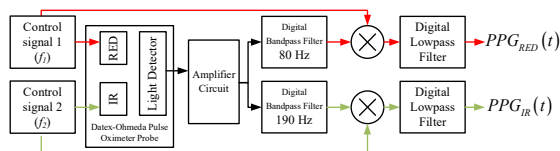


Fig. 4. Propose method's block diagram.

For this system, the ESP32 works as signal generators, analog-to-digital module, digital BPFs, and demodulator process, and estimating blood oxygen saturation. The ESP32 runs on a 1700 Hz sampling frequency, and other parameters describe below.

- The cosine-controlled signals – for red light source uses 80 Hz frequency and infrared light source uses 190 Hz frequency. The cosine signals generate by the ESP32 cosine function, and it is converted to an analog signal with a digital-to-analog converter.
- The pulse oximeter probe – the probe employs a common cathode type from the Datex-Ohmeda. The probe pins can show in Fig. 6(b).
- The amplifier circuit – the trans-impedance amplifier op-amp circuit is used with 5 MV/Amp of gain as shown in Fig. 5.

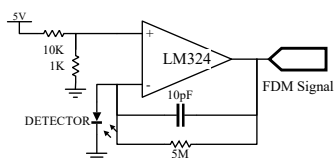


Fig. 5. Trans-impedance amplifier op-amp circuit.

- The digital BPFs – the center frequency of BPFs are 80 Hz and 190 Hz frequency, with 40 Hz of bandwidth.
- The local oscillator – both local oscillators' signals are the same signal with the cosine carrier of the transmitter.
- The digital LPF – for both demodulators the digital low pass filter cutoff frequency 2 Hz is implemented.

The overall system process is demonstrated in Fig. 6(a), and the processing flowchart of the ESP32 program is shown in Fig. 6(c).

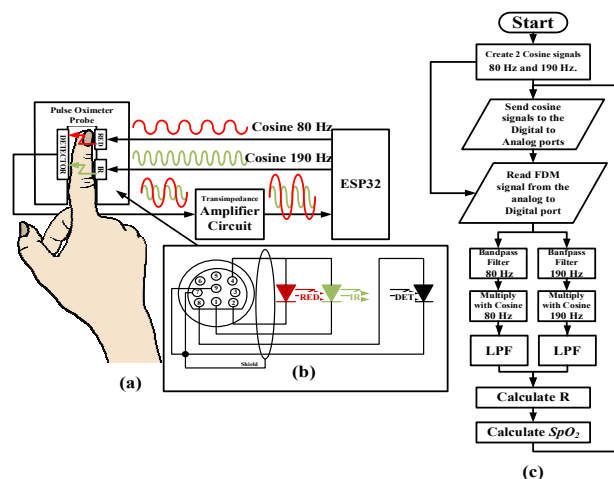


Fig. 6. System diagram (a) signal generators (b) Datex-Ohmeda's pulse oximeter probe (c) signal processing flowchart

For the experiment setup, it is performed in a non-varied ambient light room, while the volunteers were told to have a minimum movement during the measurement. The measurement took place 5 times and take time 5 seconds for each round which the setup is shown in Fig. 7.

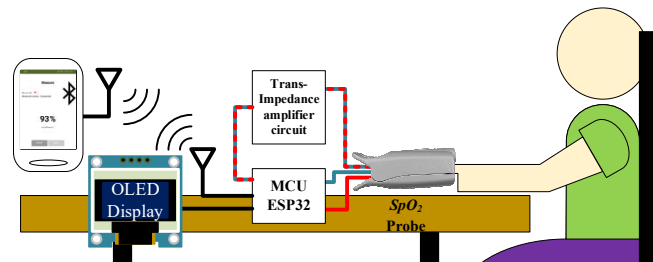


Fig. 7. Experimental setup environment.

For this article, the PPG signals of the proposed method and commercial pulse oximeter (JZIKI model: JZK-303) were simultaneously collected from 5 volunteers to estimate the SpO_2 and compare them with each other for evaluating accuracy and precision as shown in (7) and (8) respectively.

$$\text{Relative Accuracy} = \frac{\text{measurement} \times 100\%}{\text{reference}} \quad (7)$$

$$\text{Precision} = \frac{\sum |x - \mu|}{n} \quad (8)$$

Which x and μ are measurements and average value, respectively, and n is the number of samples.

In the next section, the example result signal of the proposed method will be presented and finally, an accuracy comparison is concluded.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

For confirming the proposed method is performed correctly, firstly FDM of two PPG AM signals at the light detector is measured and shown in Fig. 8(a) and its spectrum presented in Fig. 8(b).

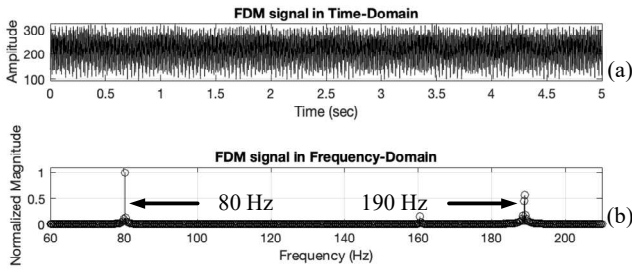


Fig. 8. The FDM signal from the amplifier circuit (a) in the time-domain (b) in the frequency-domain.

For Fig. 8(b), the frequency spectrums presented two PPG AM signals at 80 Hz and 190 Hz carrier frequencies, by using two digital BPFs to separate FDM signal into two PPG AM signals as shown in Fig. 9(a) and (b).

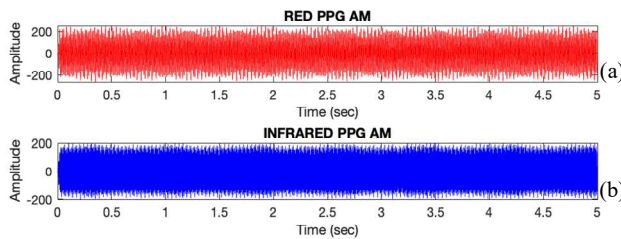


Fig. 9. Two PPG AM signals (a) red PPG AM and (b) infrared PPG AM signal.

Which Fig. 9(a) and 9(b) are PPG AM signals of red and infrared PPG respectively. For recovery PPG signals with the synchronous detector, the cosine signals from the local oscillator are generated and demonstrated the results in Fig. 10(a) and (b).

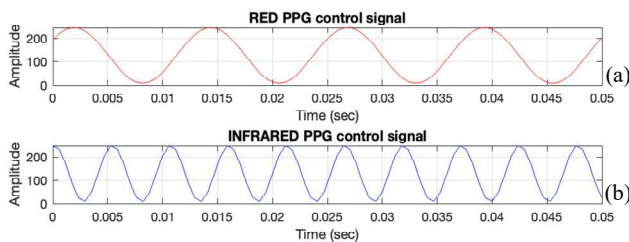


Fig. 10. The cosine signals generate from ESP32 (a) 80 Hz cosine signal (b) 190 Hz cosine signal.

Which Fig. 10(a) and (b) are cosine signals with 80 and 190 Hz frequencies respectively. Which are used to be the carrier and the local oscillator signals simultaneously.

After multiplying the PPG AM signal with its local oscillator signal, these signals were taken to be an input of the LPFs to recover the PPG signals as shown in Fig. 11.

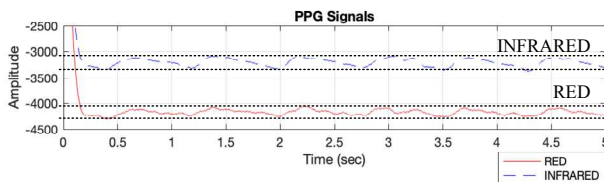


Fig. 11. The PPG signals (upper trace) infrared and (lower trace) red.

For Fig. 11, the upper trace is the infrared PPG signal, and the lower trace is the red PPG signal when these PPG signals

are taken to calculate the light absorbance ratio is 0.5788 and can estimate the blood oxygen saturation is 95.5287%.

Fig. 8 – Fig. 11 are the example of the signal from the proposed method, before going to the discussion section, TABLE I. is shown the details of the accuracy and the precision of SpO_2 of five subjects of the proposed method. It was found that the average accuracy and precision are 98.1261% and 0.9031 respectively.

TABLE I. THE ACCURACY AND PRECISION OF THE PROPOSED METHOD.

Test subject	Accuracy (%)	Precision
1	97.0484	1.2043
2	97.7825	0.8258
3	98.7652	0.9887
4	99.0230	0.7570
5	98.0114	0.7396
Average	98.1261	0.9031

V. CONCLUSION AND DISCUSSION

This paper presented the system for measuring blood oxygen saturation based on the pulse oximeter principle. The proposed pulse oximeter employs the ESP32 microcontroller to generate cosine signals to control red and infrared light sources of pulse oximeter probe with two different frequency cosine signals which have 80 and 190 Hz at the 1700 Hz sampling frequency of ESP32. Because of the PPG signal bandwidth is about 25 Hz which higher frequency cosine carrier is not selected in order to save the resource and power consumption of the ESP32 microcontroller.

The output signal of the light detector is amplified and passed through the analog-to-digital converter of ESP32, this digital signal is separated into two PPG AM digital signals by digital BPFs, and it is demodulated with the synchronous detector which all processes operate on the ESP32 microcontroller.

The examples of the signal have been shown in Fig. 8 – Fig. 11. Finally, the results from all the volunteers are compared to the commercial pulse oximeter, it gave the accuracy around 98.1261% with 0.9031 precision. The results show that the ESP32 can well perform to measure blood oxygen saturation with less electronic circuits complexity because the proposed method has only the trans-impedance amplifier circuit. In addition, the ESP32 microcontroller also has built-in Wi-Fi and Bluetooth modules that make it possible to extend the transmission of data and save data as well.

REFERENCES

- [1] J. Farmer, "Blood Oxygen Measurement," New York, USA: Taylor & Francis, pp.21-39, 1997.
- [2] J. F. Kelleher, "Pulse oximetry," Journal of clinical monitoring vol. 5, 1, pp. 37-62, 1989.
- [3] J.E. Sinex, "Pulse oximetry: Principles and limitations," The American Journal of Emergency Medicine, Volume 17, Issue 1, pp. 59-66, 1999.
- [4] Texas Instrument, "Miniaturized Pulse Oximeter Reference Design," 2014.
- [5] S. Sinchai, P. Kaiman, P. Wardkein, J. Koseeyaporn, "A Photoplethysmographic Signal Isolated From an Additive Motion Artifact by Frequency Translation," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 12, no. 4, pp. 904-917, August 2018.
- [6] O. Tsiakaka, B. Gosselin, and S. Feruglio, "Source-Detector Spectral Pairing-Related Inaccuracies in Pulse Oximetry: Evaluation of the Wavelength Shift," Sensors, vol. 20, no. 11, p. 3302, Jun. 2020.

ICBET 2022



◆ Proceedings of ◆

2022 12th International Conference
on Biomedical Engineering and Technology

Tokyo, Japan ◆

◆ April 20-23, 2022



Fully Digital Cosine Signal Driven Pulse Oximeter Without Bandpass Filter Based on Microcontroller

Pattana KAINAN, Supatsara WIRIYATANACHIT, Manussawee RUNGKRAE, And Paramote Wardkein
Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

Noppadol Maneerat
Department of Instrumentation and Control Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

Yannawit WITTAYAPHAN, Kittithut PROMKAEW, and Narutrat Boonyasuttusopon
Tyco Group Co., Ltd, 592/73 Lat Pla Khao Road, Chorakhe Bua Subdistrict, Lat Phrao District, Thailand.

ABSTRACT

In this research, almost fully digital microcontroller pulse oximeter processing by two frequencies of cosine wave-driven red and infrared light sources as well as direct recovering photoplethysmography (PPG) signals from FDM signal without bandpass filter with coherent amplitude demodulation is proposed. An ESP32 microcontroller is employed to generate two cosine waves with two difference equation algorithms instead of using the function of cosine from Arduino or C library language. Two frequency digital cosine wave signals are generated and converted to analog signals with D/A to drive two light sources while two digital cosine signals as mentioned above are recognized in order to use to be as two local oscillator cosine wave signals for recovery of two PPG signals with synchronous demodulation. The RED and IR PPG signals are later used to estimate blood oxygen saturation (SpO_2). The experimental result shows that it works well with accuracy and precision of 99.4448% and 0.5551, respectively.

CCS CONCEPTS

• **Hardware** → Emerging technologies; Biology-related information processing; Bio-embedded electronics.

KEYWORDS

Pulse Oximetry, Amplitude Modulation, Frequency-Division Multiplexing, Synchronous Detector

ACM Reference Format:

Pattana KAINAN, Supatsara WIRIYATANACHIT, Manussawee RUNGKRAE, And Paramote Wardkein, Noppadol Maneerat, and Yannawit WITTAYAPHAN, Kittithut PROMKAEW, and Narutrat Boonyasuttusopon. 2022. Fully Digital Cosine Signal Driven Pulse Oximeter Without Bandpass Filter Based on Microcontroller. In *2022 12th International Conference on Biomedical Engineering and Technology (ICBET) (ICBET 2022), April 20–23, 2022*.

Permission to make digital or hard copies of all or part of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies bear this notice and the full citation on the first page. Copyrights for components of this work owned by others than ACM must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, or republish, to post on servers or to redistribute to lists, requires prior specific permission and/or a fee. Request permissions from permissions@acm.org.

ICBET 2022, April 20–23, 2022, Tokyo, Japan

© 2022 Association for Computing Machinery.

ACM ISBN 978-1-4503-9577-9/22/04...\$15.00

<https://doi.org/10.1145/3535694.3535715>

Tokyo, Japan. ACM, New York, NY, USA, 7 pages. <https://doi.org/10.1145/3535694.3535715>

1 INTRODUCTION

In late 2019, the world has faced a major health crisis, the outbreak of the COVID-19. The COVID-19 was caused a major number of infections and death. The most common symptom is Hypoxia [1]. The Hypoxia can be monitored by measuring blood oxygen saturation using a device named the pulse oximeter.

The pulse oximeter has been developed for several decades. In the beginning, an invasive technique to measure the blood oxygen saturation is proposed which it must get a blood sample from a patient, and perform in a technical laboratory room, causing pain for the patient, and consuming a lot of time. Until the invention of the pulse oximeter which is the non-invasive measurement of blood oxygen saturation.

In general, the pulse oximeter operates by transmitting RED and INFRARED light through a fingertip to a light detector inside the pulse oximeter probe [2] and the light detector generates two signals called a photoplethysmography signal or PPG signal. These signals were used to calculate a light absorbance ratio (R) and then R was used to estimate a blood oxygen saturation (SpO_2)

The important part of the pulse oximetry is the oximeter probe because the oximeter probe has two light sources and only one light detector, therefore two light sources must operate at a different time in order not to cause both PPG signals to interfere with each other [3]. From the telecommunication point of view, it was known as time-division multiplexing (TDM). For the TDM pulse oximetry (convention pulse oximeter), while the measurement proceeds if the subject movement, the resulting signal will have interference with known as motion artifact (MA).

The MA was a major interference for measuring blood oxygen saturation with the pulse oximetry method. Reducing the MA can be performed in several techniques such as the use of adaptive filter [4], the signal processing in the frequency-domain [5], decomposed the MA from the PPG signals using independent component analysis [6], and by translating the frequency of PPG signals to the higher band [7].

The frequency translation in [7] was proposed by using two different frequency cosine signals to control two light sources instead of two square wave signals with different phases.

The results of using the cosine signals have reduced the MA, in addition, the signal at the light detector was also a combination of two amplitude modulation signals (AM) in the frequency-division multiplexing form (FDM). For recovering messages of two AM signals in the FDM form, in conventional, two bandpass filters (BPF) are used to separate two AM signals before recovering two PPG signals with an AM demodulator.

From the additional investigation, an embedded pulse oximeter is found in [8] in this here, the PIC microcontroller is used to be an analog to digital converter and transmitted the pulse oximeter signals to PC through 433 MHz FM/FSK transmitter, the pulse oximeter signal processing is not operated in the PIC microcontroller. In 2014 an embedded-based low-cost pulse oximeter is proposed [9], the ATmega16 microcontroller is used to record and calculate pulse oximeter while the signal processing condition is done with an analog processing form. In 2018, a pulse oximeter system, OxiSense, with embedded signal processing using an ultra-low-power ASIC designed for testability is presented [10], the analog and digital signal processing of pulse oximeter is fabricated in ASIC and gets red and infrared PPG signal outputs, the microcontroller MSP430F5529 LaunchPad Development Kit is used to convert analog PPG signals to digital PPG signals and estimate SpO_2 . From these researches, the conventional TDM pulse oximeter is employed. Therefore, the MA is inherent.

In this paper, the pulse oximeter using an ESP32 microcontroller was proposed. The ESP32 will generate two different frequency cosine signals to control two light sources in the oximeter probe by using the difference equation to save a resource and reduce time consumption. In the demodulation part, two PPG AM signals in the FDM form were directly recovered by using two synchronous detectors that used local cosine signals identical to employ controlling two light sources without using the BPFs. With this technique, the system performs faster and saves more memory and energy.

Before the explanation of the proposed method and displaying the results, briefly of the fundamental of pulse oximetry principle, the difference equation for generating cosine signal, and the synchronous detection are described in the next section.

2 METHODOLOGY

2.1 Pulse Oximetry

The blood oxygen saturation (SpO_2) is a measure of the saturation of oxygen in the blood, which is a ratio of Oxyhemoglobin (HbO_2) and all other kinds of hemoglobin, but there are two kinds of hemoglobin that have more numbers and are more effective to calculate the SpO_2 that are the HbO_2 and Deoxyhemoglobin (Hb), so the relationship between SpO_2 and both hemoglobin (HbO_2 and Hb) is equation (1).

$$spO_2 = \frac{c_{HbO_2}}{c_{HbO_2} + c_{Hb}} \times 100\% \quad (1)$$

The method to measure the concentrations of each hemoglobin was to be using Beer-Lambert's law. This law explains the relationship of the light intensity from the light source (I_0) transmitted through the medium with the concentration c and the extinction coefficient of the medium at wavelength λ is $\epsilon(\lambda)$, the optical path length between the light source and the light detector is d , so the

light intensity at the light detector (I) is shown in equation (2).

$$I = I_0 e^{-\epsilon(\lambda)cd} \quad (2)$$

For using Beer-Lambert's law to estimate the concentrations of both hemoglobin, the oximeter probe was attached to a fingertip as shown in Figure 1. In the fingertip, there are many components such as skins, tissues, bones, blood vessels, and blood.

By solving Beer-Lambert's law for getting both hemoglobin concentrations, it was found that a single wavelength light source cannot provide a complete solution. Therefore, to measure the SpO_2 , two-wavelength light sources are required. The most widely used light source's wavelengths in the present day are RED and INFRARED light sources. And since both lights travel to the same fingertip, the effect of optical path length (d_{finger}) can be discarded. Consequently, the use of Beer-Lambert's to estimate the concentrations of hemoglobin in order to figure out the SpO_2 can be performed by calculating the ratio between the absorbance of red (A_{RED}) and infrared light (A_{IR}) which is called the light absorbance ratio (R) equation (3).

$$R = \frac{A_{RED}}{A_{IR}} = \frac{AC_{RED}}{DC_{RED}} \bigg/ \frac{AC_{IR}}{DC_{IR}} \quad (3)$$

The absorbance (A) is a ratio of the AC component of the PPG signal and the DC component of the PPG signal. The example of the PPG signal is demonstrated in Figure 2.

The SpO_2 can be estimated from R by using equation (4). Equation (4) is an empirical calibration [11].

$$SpO_2 = 110 - 25R \quad (4)$$

After briefly describing the measurement of the SpO_2 , the next section will explain the generation of the cosine wave by using a discrete-time difference equation.

2.2 Digital Cosine Generated with Difference Equation

The generation of the discrete cosine signal by using the zero-input response of the second-order difference equation is shown in equation (5).

$$y(n) - 2 \cos(\theta)y(n-1) + y(n-2) = 0 \quad (5)$$

Where θ is a digital frequency ($0 < \theta < \pi$) and $y(n) = A \cos(\theta n)$ with the initial conditions are $y(-1) = A \cos(-\theta)$ and $y(-2) = A \cos(-2\theta)$.

When the $y(n)$ was converted to an analog signal with a sampling rate of f_s Hz, the analog cosine signal is equation (6).

$$y(t) = A \cos(\omega t) \quad (6)$$

Where $\omega = \theta / f_s$.

2.3 Amplitude Modulation (AM)

The modulation was a technique to transmit a signal through the channel by using the message signal to change the parameter of the carrier signal $c(t)$. In this article, amplitude modulation (AM) is interesting. For the AM, the amplitude of $c(t)$ was changed due to the amplitude of the message signal $E(t) = A_{off} + m(t)$, for example, the $E(t)$ was modulated with f_c Hz carrier signal, so the AM signal

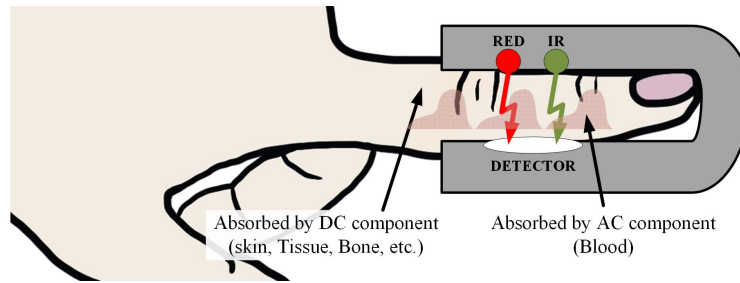


Figure 1: The absorption components inside the fingertip.

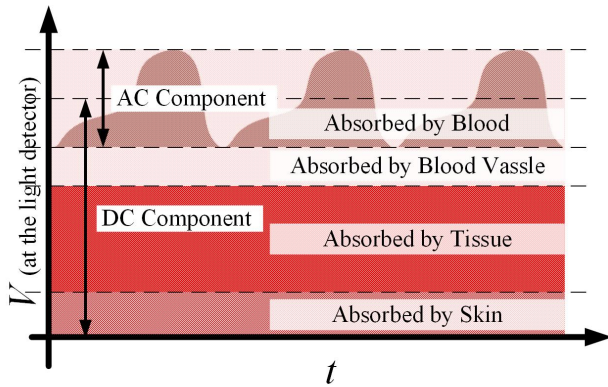


Figure 2: The example of the PPG signal shows the AC component and the DC component.

(ϕ_{AM}) in equation (7) is obtained.

$$\begin{aligned}\phi_{AM} = E(t) \cos(f_c t) &= [A_{off} + m(t)] \cos(f_c t) \\ &= m(t) \cos(f_c t) + A_{off} \cos(f_c t) \quad (7)\end{aligned}$$

To recover the $E(t)$ from the ϕ_{AM} , the synchronous detector was used as a demodulator. A block diagram of the synchronous detector was shown in Figure 3

From Figure 3, the result of the multiplication is equation (8).

$$\begin{aligned}\phi_{AM}(t) \times \cos(f_c t) &= \frac{A_{off}}{2} + \frac{m(t)}{2} + \frac{m(t)}{2} \cos(2f_c t) + \frac{A_{off}}{2} \cos(2f_c t) \\ &= \left[\frac{E(t)}{2} \right] + \left[\frac{E(t)}{2} \right] \cos(2f_c t) \quad (8)\end{aligned}$$

Equation (8) shows the $E(t)$ is in a low-frequency band, so the lowpass filter (LPF) can recover the $E(t)$.

In case of transmitting more than one message signal, the carrier signal must use a different frequency, this technique is called

frequency-division multiplexing (FDM). Equation (9) was an example of the FDM signal (ϕ_{FDM}) which is the combination of two AMs.

$$\begin{aligned}\phi_{FDM} &= [A_{off1} + m_1(t)] \cos(f_{c1} t) + [A_{off2} + m_2(t)] \cos(f_{c2} t) \\ &= E_1(t) \cos(f_{c1} t) + E_2(t) \cos(f_{c2} t) \quad (9)\end{aligned}$$

To recover the message signals ($E_1(t)$ or $E_2(t)$) from equation (9), in general, the FDM signal must separate into two AM signals by two BPFs before demodulating the AM signal. But from the concept of the synchronous detector, as shown in equation (8), it is a possibility to recover the message signals from the FDM signal directly by using two synchronous detectors without the BPFs. Therefore, the next section will describe the message signals recovery of combining two AMs in the FDM form that is proposed in this article.

3 PROPOSED METHOD

Generally, the demodulation of AMs from the FDM signal needs the BPFs to separate the AM signals. But equation (8) shows the result of the multiplication of AM signal and carrier signal (Local oscillator). Similarly, if multiplying the FDM signal with the local oscillator with the same frequency as one of the carriers, as a result, a message signal of that frequency carrier will appear in the low-frequency band and the LPF can recover this message signal. For example, multiply equation (9) with the cosine signal with the same carrier frequency with the ϕ_{AM1} , we will get equation (10).

$$\phi_{FDM} \times \cos(f_{c1} t) = \frac{1}{2} E_1(t) + \frac{1}{2} E_1(t) \cos(2f_{c1} t) + \phi_{AM2} \times \cos(f_{c1} t) \quad (10)$$

From equation (10), the message $E_1(t)$ is in the low-frequency band, but the $E_2(t)$ is still in a high-frequency band, so the $E_1(t)$ can recover by using the LPF that have a suitable cut off frequency.

Likewise, if multiply equation (9) with ϕ_{AM2} carrier frequency (f_{c2}), the output of the LPF will be $E_2(t)$.

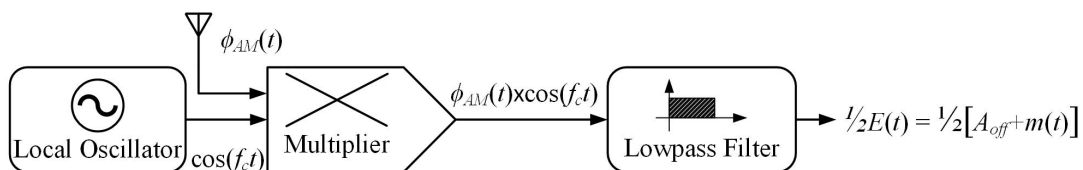


Figure 3: The synchronous detector block diagram.

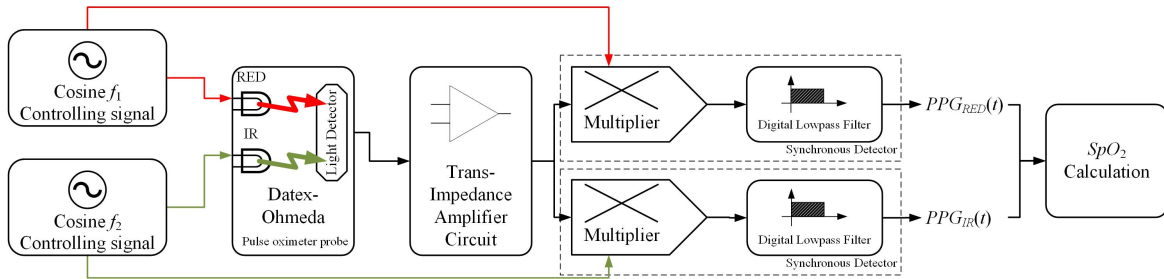


Figure 4: Proposed method's block diagram.

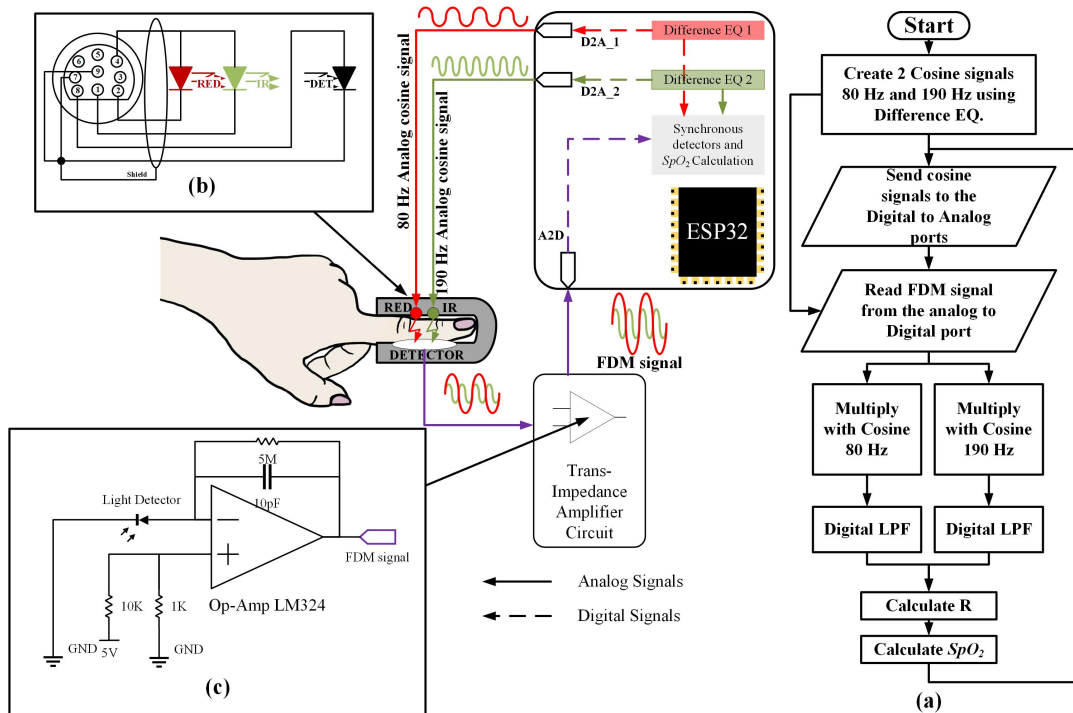


Figure 5: The System design (a) ESP32's processing flowchart (b) Datex-Ohmeda common anode pulse oximeter probe (c) trans-impedance amplifier circuit.

By giving the message signals of ϕ_{AM1} and ϕ_{AM2} are RED and INFRARED PPG signals respectively

$(E_1(t) = PPG_{RED}(t)$ and $E_2(t) = PPG_{IR}(t)$ while $PPG(t) = DC + AC(t)$), the messages of the AM signals in the FDM form can estimate the SpO_2 .

To perform this proposed concept in a practical, the pulse oximetry using the ESP32 microcontroller to control two light sources with two different frequency cosine signals from the difference equation and demodulates the AM signals in the FDM form with two synchronous detectors without BPFs is presented, the proposed method's block diagram is shown in Figure 4.

For the system implementation, the cosine signal generators, the analog-to-digital converter, the demodulator, and the calculation of the SpO_2 are performed on the ESP32. Thus, the operation flowchart

of ESP32 is shown in Figure 5(a). The details of the designed system are as follows.

- ESP32 is working with a 1700 Hz sampling frequency.
- Two cosine signals were generated by two difference equations. For Red-light source is controlled by an 80 Hz cosine signal and the Infrared-light source is controlled by a 190 Hz cosine signal.
- A commercial common anode pulse oximeter probe from the Datex-Ohmeda is used. Figure 5(b) shows the pins map of the probe.
- The op-amp trans-impedance amplifier circuit has 5 MV/Amp of gain. The circuit diagram is shown in Figure 5(c)

The overall system is shown in Figure 5.

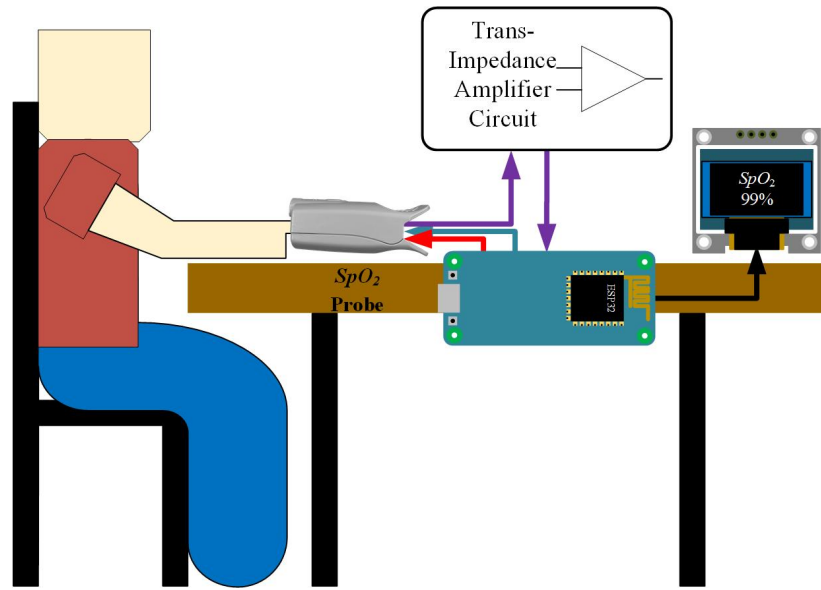


Figure 6: Experimental setup environment.

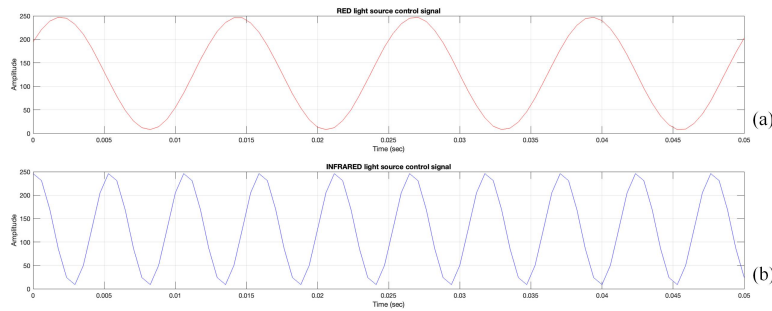


Figure 7: Two digital cosine signals generated by ESP32 using difference equation (a) 80 Hz for red PPG signal and (b) 190 Hz for infrared PPG signal, for controlling two light sources and use as two local oscillators.

For the experimental setup, the experiment was performed in an unvaried ambient light room. The signal data were collected from 12 volunteers. During the measurement, the volunteer was told to have minimum movement to minimize MA interferences. It will measure continuously 5 times, each time 5 seconds, and measure simultaneously with the commercial pulse oximeter for comparing the SpO_2 value. The setup is shown in Figure 6.

To display the results of the proposed method in this paper, one example signal has been demonstrated in the next section, and before the conclusion, the SpO_2 values of the proposed method have been compared with the commercial pulse oximeter probe for accuracy and precision as shown in equation (11) and equation (12) respectively.

$$\text{Relative Accuracy} = \frac{\text{measurement} \times 100\%}{\text{reference}} \quad (11)$$

$$\text{Precision} = \frac{\sum |x - \mu|}{n} \quad (12)$$

For equation (12), x and μ are measurements and average value, respectively, and n is the number of samples.

4 EXPERIMENTAL RESULTS

Firstly, by using the difference equation in equation (5) to generate two cosine signals, the ESP32 generated two different frequency cosine signals to control the red and infrared light sources as analog signals and store these two signals as numeric in the memory, which the digital cosine signals with DC offset by 128 numeric can demonstrate in Figure 7.

Figure 7(a) is an 80 Hz cosine signal for controlling the red-light source while Figure 7(b) is a 190 Hz cosine signal for controlling the infrared light source.

At the output of the amplifier circuit, the FDM signal from the light detector in the pulse oximeter probe was measured, the FDM signal is shown in Figure 8(a) and its frequency spectrum in Figure 8(b).

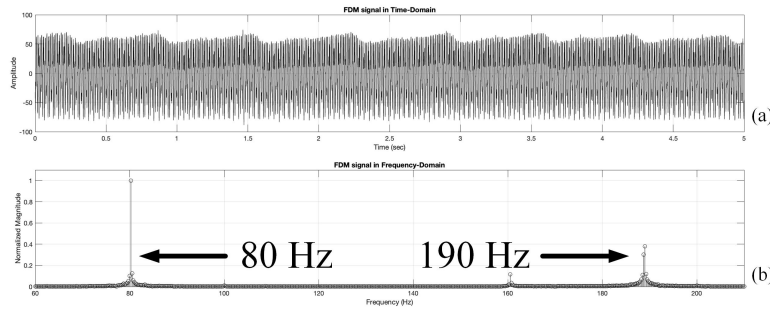


Figure 8: The FDM signal (a) in the time-domain and (b) in the frequency-domain.

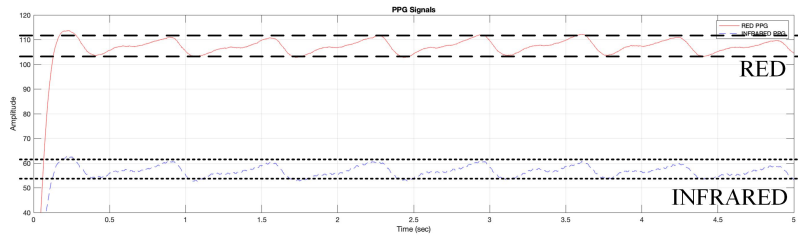


Figure 9: PPG signals (top) red (bottom) infrared.

Table 1: the Accuracy and Precision of the proposed method.

Test Subject	Accuracy (%)	Precision
1	99.05455	0.94545
2	99.0696	0.9304
3	99.2046	0.7953
4	99.2870	0.7130
5	99.5670	0.4330
6	99.7149	0.2851
7	99.5774	0.4226
8	99.8245	0.1755
9	99.5417	0.4583
10	99.3517	0.6483
11	99.9052	0.0948
12	99.2405	0.7595
Average	99.4448	0.5551

The frequency spectrum in Figure 8(b) was confirm that there are two AM signals combined in the FDM signal, the first one is red PPG AM and the second one is infrared PPG AM signal.

After the ESP32 acquired the FDM signal from the amplifier circuit, this FDM signal was multiplied with the cosine signals in Figure 7(a) and (b) as the local oscillators for the synchronous detector to demodulate red and infrared PPG signal respectively. Then taking both multiplication outputs to the LPFs, the PPG signals were recovered as shown in Figure 9.

From Figure 9, the upper trace is red PPG signal, and the lower trace is infrared PPG signal, so the light absorbance ratio (R) from these PPG signals is 0.5898 and can estimate the SpO_2 is 95.2539%

Finally, estimate the SpO_2 from all the volunteer’s signals including accuracy and precision estimation as shown in Table 1. Which gives 99.4448% average accuracy and 0.5551 average precision.

5 DISCUSSION

This research has proposed the pulse oximeter using the ESP32 microcontroller to control two light sources in the common anode pulse oximeter probe from the Datex-Ohmeda with two different frequency cosine signals; the red-light source is controlled by 80 Hz and the infrared light source is controlled by 190Hz cosine signals. By controlling two light sources with two cosine signals, the light detector could detect the signal in the FDM form which is

the combination of two PPG AM signals. To demodulate the PPG AM signals, two synchronous detectors were directly performed the FDM signal and recovered the RED PPG and INFRARED PPG signals. The proposed method's performance was compared to the commercial pulse oximeter and gave 99.4448% accuracy and 0.5551 precision rate. The experimental result shows that this proposed device works well and corresponding to the proposed concept.

REFERENCES

- [1] T. Greenhalgh, M. Knight, M. Ina-Kim, N.J. Fulop, J. Leach, C. Vindrola-Padros, "Remote management of covid-19 using home pulse oximetry and virtual ward support," *BMJ*, March 2021.
- [2] A. Jubran, "Pulse oximetry," *Crit Care*, May 1999.
- [3] S. Lopez, "Pulse Oximeter Fundamentals and Design," in Freescale Semiconductor Application Note, Document Number: AN4327, Rev 2, November 2012.
- [4] P. Gibbs, L. Wood, H. Asada, Harry, "Active motion artifact cancellation for wearable health monitoring sensors using collocated MEMS accelerometers," *Proceedings of The International Society for Optical Engineering*, May 2005.
- [5] T.L. Rusch, R. Sankar, J.E. Scharf, "Signal processing methods for pulse oximetry," *Computers in Biology and Medicine*, Volume 26, Issue 2, Pages 143-159, 1996.
- [6] F. Peng, Z. Zhang, X. Gou, *et al*, "Motion artifact removal from photoplethysmographic signals by combining temporally constrained independent component analysis and adaptive filter," *BioMed Eng OnLine* 13, April 2014.
- [7] S. Sinchai, P. Kainan, P. Wardkein, J. Koseeyaporn, "A Photoplethysmographic Signal Isolated From an Additive Motion Artifact by Frequency Translation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 904-917, August 2018.
- [8] M. Laghrouche, S. Haddab, S. Lotmani, K. Mekdoud, S. Ameer, "Low-Cost Embedded Oximeter," *MEASUREMENT SCIENCE REVIEW*, Volume 10, No.5, 2010.
- [9] S. P. Samuel, B.Thilagavathi, "Embedded Based Low Cost Pulse Oximeter," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, Volume 9, Issue 1, Ver. IV, PP 07-10, Jan. 2014.
- [10] D. M. Das, A. Gupta, A. Srivastava, A. Vidwans, M. Ahmad, A. Shelke, S. Kale, J. Ananthapadmanabhan, D. K. Sharma, M. S. Baghini, "A pulse oximeter system, OxiSense, with embedded signal processing using an ultra-low power ASIC designed for testability," *Microelectronics Journal* 72, 2018.
- [11] M. M. Hossain, A. S. M. Mohsin, N. I. Maruf, A. Shueb, I. A. Baqee, "An Advanced Architecture & Instrumentation for Developing the System of Monitoring a Vital Sign (Oxygen Saturation) of a Patient," *IACSIT International Journal of Engineering and Technology*, Vol.2, No.6, December 2010

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – สกุล	พัฒนะ คัยนันท์
เกิด	3 กันยายน พ.ศ. 2535
ภูมิลำเนา	กรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	2560 – 2565: วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2557 – 2558: วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2553 – 2556: วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	2559 – ปัจจุบัน: วิศวกรระบบจราจรทางอากาศ กองวิศวกรรมระบบสื่อสาร การเดินอากาศ ฝ่ายบริหารงานวิศวกรรมจราจรทางอากาศ บริษัท วิทยุการบินแห่งประเทศไทย จำกัด