



เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้  
โดยใช้วงจรถ่ายโคมิเตอร์

An Adaptive Active Band-Pass Filter By Using Tachometer Circuit

เกล้า ศรีพยางค์  
Klao Sripayang

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

2564



เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้

โดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์

An Adaptive Active Band-Pass Filter By Using Tachometer Circuit

เกล้า ศรีพยางค์

Klao Sripayang

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

2564

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

ชื่อวิทยานิพนธ์ เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้  
โดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์  
ชื่อ นามสกุล เกλλά ศรีพยางค์  
ชื่อปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะ วิศวกรรมศาสตร์  
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สาคร วุฒิพัฒน์พันธ์  
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม รองศาสตราจารย์ ดร.นัฐโชติ รักไทยเจริญชีพ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ได้ให้ความเห็นชอบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แล้ว

..... ประธานกรรมการ  
(ศาสตราจารย์ ดร.ประยุทธ์ อัครเอกตมลิน)

..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐพงศ์ พันธุ์นะ)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.นัฐโชติ รักไทยเจริญชีพ)

..... กรรมการและเลขานุการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สาคร วุฒิพัฒน์พันธ์)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร อนุมัติให้นับ  
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

..... รักษาการแทนคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณัฐพงศ์ พันธุ์นะ)

วันที่ 18 เดือน เมษายน พ.ศ. 2565

ชื่อวิทยานิพนธ์	เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้ โดยใช้วงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์
ชื่อ นามสกุล	เกล้า ศรีพยางค์
ชื่อปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)
สาขาวิชา และคณะ	วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
ปีการศึกษา	2564

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้โดยใช้วงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์ ส่วนหลักคือวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยอาศัยตัวขยายความนำถ่ายโอน ซึ่งสามารถปรับค่าความถี่กลางได้อัตโนมัติตามค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตด้วยวงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์ โดยกำหนดให้ค่าความผิดพลาดในการเลือกความถี่กลางไม่เกิน 3% ของความถี่สัญญาณอินพุต และสามารถรองรับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ 10 Hz – 10 kHz

จากผลจำลองการทำงานและผลทดสอบเครื่องกรองความถี่ต้นแบบที่นำเสนอ พบว่าเครื่องกรองความถี่มีรูปแบบการตอบสนองความถี่เป็นไปตามทฤษฎีของวงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์แบบแบนด์พาส โดยมีค่าความผิดพลาดในการเลือกความถี่กลางเฉลี่ย 1.45 % และ 2.6 % ตามลำดับ (ต่ำกว่าค่าความผิดพลาดที่กำหนดไว้คือ 3%) ดังนั้นวงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์ที่นำเสนอจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง

หลักการการทำงานของเครื่องกรองความถี่ต้นแบบที่นำเสนอยังสามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณรบกวนคลื่นไฟฟ้าหัวใจของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ยิ่งกว่านั้นยังสามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับผู้ที่ต้องการพัฒนาเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ชนิดแอกทีฟชนิดอื่นๆให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้

**คำสำคัญ :** เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสปรับตัวได้, วงจรถ่ายโอนโคมิเตอร์, ตัวขยายความนำถ่ายโอน, ความถี่ศูนย์กลาง

Thesis Title	An Adaptive Active Band-Pass Filter By Using Tachometer Circuit
Author	Klao Sripayang
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Major Program	Electrical Engineering Faculty of Engineering
Academic Year	2021

## ABSTRACT

This thesis presented the design and construction of an adaptive active band-pass filter by using a tachometer circuit. The main part was the multi voltage-mode filter circuit based on an operational transconductance amplifier, which could automatically adjust the center frequency to adapt to the input signal frequency by the tachometer circuit. The frequency error value in the center frequency was set to be  $\leq 3\%$  of the input signal. Furthermore, the proposed filter could support the input signal in the frequency range of 10 Hz - 10 kHz.

From the simulation and experimental results of the proposed prototype filter, it could respond to the frequency according to the theory of the band-pass filter and the error in choosing the center frequency, which was 1.45 % and 2.6 %, respectively (below the set error value of 3 %). Therefore, the proposed filter could be used for real application.

The working principles of the proposed prototype filter could also be applied to the noise attenuation circuit of an electrocardiogram machine. Moreover, this research could be used as a guideline study for those who want to develop other types of adaptive active filters for higher efficiency.

**Keywords:** Adaptive active band-pass filter, tachometer circuit, operational transconductance amplifier (OTA), center frequency

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงตามวัตถุประสงค์ไปได้ด้วยดีด้วยความช่วยเหลือเป็นอย่างดีของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สาคร วุฒิพัฒนพันธ์ และอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม รองศาสตราจารย์ ดร.นัฐโชติ รักไทยเจริญชีพ ที่กรุณาให้คำปรึกษาตลอดจนให้ความช่วยเหลือแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร ที่เอื้อเฟื้อสถานที่รวมถึงวัสดุอุปกรณ์ต่างๆสำหรับการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัว ตลอดจนญาติพี่น้องทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนแก่ผู้ทำวิจัยมาโดยตลอดจนสำเร็จการศึกษา

เกล้า ศรีพยางค์



## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญภาพ	ช
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
<b>บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง</b>	<b>3</b>
2.1 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน (ไอทีไอ)	3
2.2 วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ	5
2.3 วงจรแปลงผันความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า	8
2.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์	9
2.5 หลักการของชุดแสดงผล	17
2.6 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก	23
2.7 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายไอออน	26
<b>บทที่ 3 การออกแบบและการดำเนินการสร้าง</b>	<b>28</b>
3.1 แผนผังการดำเนินงาน	28
3.2 การออกแบบเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้	31
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่	32
3.4 การออกแบบวงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ	34
3.5 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก	35
3.6 การออกแบบวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส	36

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ และการเชื่อมต่อ	37
3.8 โครงสร้างเครื่องกรองความถี่	38
<b>บทที่ 4 ผลการดำเนินงานและการทดสอบ</b>	<b>40</b>
4.1 ทดสอบค่าความผิดในการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่	40
4.2 ทดสอบรูปแบบการตอบสนองทางความถี่	43
4.3 ทดสอบหาค่าตัวประกอบคุณภาพ	43
4.4 ทดสอบหาค่าความถี่สูงสุด	44
4.5 ทดสอบวัดหาค่าแรงดันอินพุตสูงสุด	44
4.6 สรุปผลการทดสอบเครื่องกรองความถี่	45
<b>บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ</b>	<b>46</b>
5.1 สรุปผลการดำเนินงาน	46
5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข	47
5.3 ข้อเสนอแนะ	47
<b>เอกสารอ้างอิง</b>	<b>48</b>
<b>ภาคผนวก</b>	<b>50</b>
ภาคผนวก ก เอกสารที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา	50
ภาคผนวก ข ตำแหน่งการวางอุปกรณ์และลายทองแดง	60
ภาคผนวก ค ข้อมูลทางเทคนิคอุปกรณ์ที่สำคัญ	64
<b>ประวัติการศึกษาและการทำงาน</b>	<b>81</b>



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่	
2.1 หน้าที่ของขาที่ใช้งานโมดูล LCD	17
2.2 การควบคุมการแสดงผล LCD	21
2.3 ตำแหน่งขา และหน้าที่การทำงานของ LTC 2641	25
2.4 การเลือกค่าแรงดันอินพุตเพื่อให้ได้ผลตอบสนองของแต่ละฟังก์ชัน	26
4.1 ผลการทดสอบค่าความผิดการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่	41
4.2 ค่าความผิดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 10 Hz ถึง 100 Hz	42
4.3 ค่าความผิดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 300 Hz ถึง 1 kHz	42
4.4 ค่าความผิดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 3 kHz ถึง 10 kHz	42
4.5 ผลการทดสอบหาค่าแรงดันอินพุตสูงสุด	44
4.6 สรุปผลการทดสอบสมรรถนะเครื่องกรองความถี่	45



## สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลย์ของโอทีเอ	3
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ	4
2.3 ลักษณะสมบัติโอนย้ายของวงจรขยายความแตกต่าง	5
2.4 ประเภทของวงจรรองความถี่ และย่านการตอบสนองความถี่	6
2.5 ลักษณะสมบัติของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	7
2.6 ลำดับของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ ลำดับที่ 1 ถึง 5	7
2.7 แรงดันไฟตรงเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงไปตามดิวิตีไซเคิล	8
2.8 โครงสร้างและส่วนประกอบหลักเบื้องต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์	9
2.9 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบพริ้นซ์ตัน หรือฟอน นิวแมน	10
2.10 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบฮาร์วาร์ด	11
2.11 ส่วนประกอบหลักของซีพียูในไมโครคอนโทรลเลอร์	12
2.12 กลไกการทำงานของสแต็กอย่างง่าย	16
2.13 โครงสร้าง และตำแหน่งขาของโมดูล LCD	17
2.14 การต่อใช้งาน LCD แบบ 8 บิต	19
2.15 การต่อใช้งาน LCD แบบ 4 บิต	20
2.16 วงจร Weighted – Resistor ขนาด 4 บิต	23
2.17 วงจร R – 2R Ladder ขนาด 4 บิต	24
2.18 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ LTC 2641	24
2.19 ไตอะแกรมเวลาของ LTC 2641	25
2.20 วงจรรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน	26
3.1 แสดงแผนผังการดำเนินงาน	28
3.2 ผังการทำงานของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้	31
3.3 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 100 Hz	33
3.4 คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 10 kHz	33
3.5 วงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ	35
3.6 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก	36
3.7 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส	36

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.8 การเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์ภายนอก	37
3.9 ขนาดกล่อง และการวางวงจร	38
3.10 การวางอุปกรณ์ตัวเครื่องด้านหน้า	38
3.11 การวางอุปกรณ์ตัวเครื่องด้านหลัง	38
3.12 ภายในเครื่องกรองความถี่	39
4.1 การทดสอบค่าความผิดในการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่	40
4.2 ฟังก์ชันแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ศูนย์กลาง 10 กิโลเฮิร์ตซ์	43



# บทที่ 1

## บทนำ

บทนำของวิทยานิพนธ์เรื่องเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้โดยใช้ วงจรแทคโคมิเตอร์ มีเนื้อหาทั้งหมด 4 ส่วนด้วยกันคือ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ขอบเขตของการศึกษา กรอบแนวความคิด และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ โดยในแต่ละ ส่วนมีรายละเอียดของเนื้อหา ดังนี้

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในการทดลองวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ หรือการทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณในระบบสื่อสาร เช่น การแพร่กระจายเสียงของระบบวิทยุ เราจะพบว่า มีสิ่งหนึ่งที่เกี่ยวข้องและมีความสำคัญ สำหรับทั้งสองงานนี้ คือ ความถี่ วงจรกรองความถี่ คือ วงจรที่สามารถทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน เลือกความถี่ที่ต้องการ หรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้

เครื่องกรองความถี่ที่มีใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันส่วนมากตั้งค่าความถี่คutoffจากการควบคุมด้วยผู้ใช้[1] ซึ่งอาจเกิดปัญหาการเลือกความถี่คutoffผิดพลาดจากผู้ใช้ได้ จากปัญหาดังกล่าวหากสามารถพัฒนาเครื่องกรองความถี่ให้สามารถปรับความถี่คutoffตามสัญญาณอินพุตได้โดยอัตโนมัติ จะสามารถแก้ปัญหการเลือกความถี่คutoffผิดพลาดจากผู้ใช้ได้

### 1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษาหลักการทำงานและวิธีการออกแบบวงจรกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ตามสัญญาณอินพุตโดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์

1.2.2 เพื่อสร้างเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ตามสัญญาณอินพุตโดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์

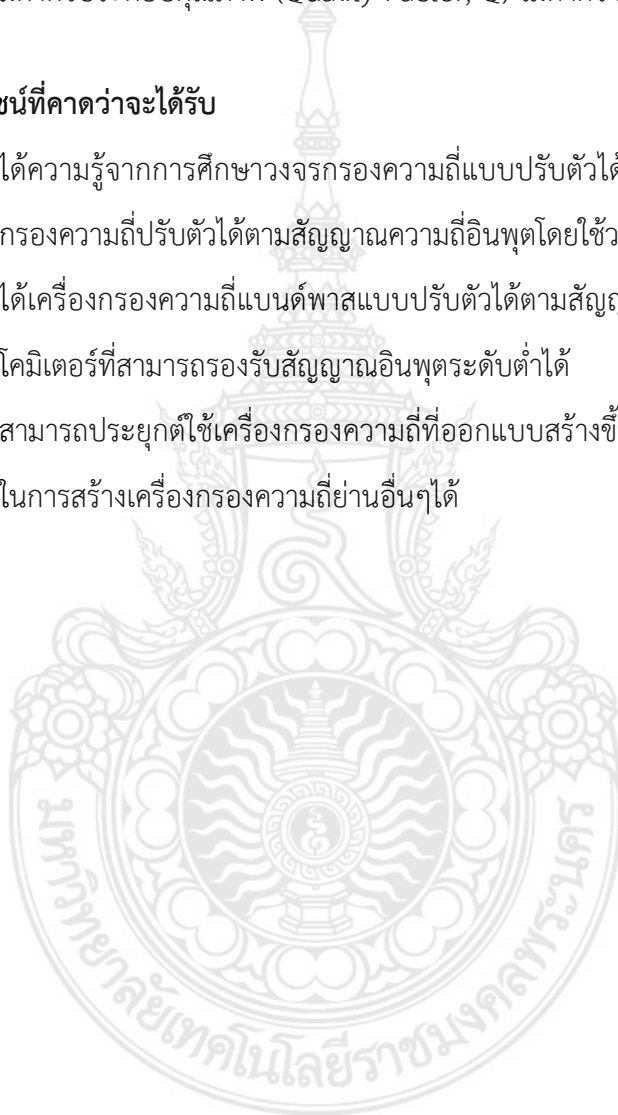
1.2.3 เพื่อประยุกต์ใช้ประโยชน์จากเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้น

### 1.3 ขอบเขตของการศึกษา

- 1.3.1 ใช้วงจรกรองความถี่แบบแบนด์พาสเป็นวงจรกรองความถี่
- 1.3.2 รับแรงดันอินพุตสูงสุดไม่สูงกว่า 2 Vp-p
- 1.3.3 รับความถี่ของสัญญาณอินพุตสูงสุดไม่เกิน 10 kHz
- 1.3.4 สามารถเลือกความถี่คัตออฟ ได้ตั้งแต่ 10 Hz – 10 kHz
- 1.3.5 ค่าผิดพลาดของความถี่คัตออฟ ไม่เกิน  $\pm 3\%$  จากค่าที่ตั้งไว้
- 1.3.6 มีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor, Q) ไม่ต่ำกว่า 5

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้ความรู้จากการศึกษาวงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้ เพื่อนำมาออกแบบเครื่องกรองความถี่ปรับตัวได้ตามสัญญาณความถี่อินพุตโดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์
- 1.4.2 ได้เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ตามสัญญาณอินพุตโดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์ที่สามารถรองรับสัญญาณอินพุตระดับต่ำได้
- 1.4.3 สามารถประยุกต์ใช้เครื่องกรองความถี่ที่ออกแบบสร้างขึ้นมาเพื่อเป็นเครื่องต้นแบบในการสร้างเครื่องกรองความถี่ย่านอื่นๆได้



## บทที่ 2

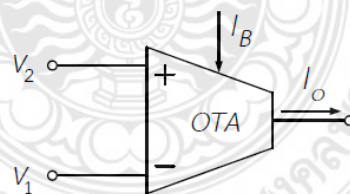
### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในการสร้างเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ จำเป็นจะต้องศึกษาทฤษฎีของอุปกรณ์และวงจรที่เกี่ยวข้อง โดยแบ่งเป็นหัวข้อดังต่อไปนี้

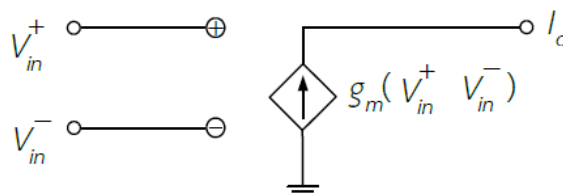
- 2.1 วงจรขยายความนำถ่ายโอน (โอทีเอ)
- 2.2 วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ
- 2.3 วงจรแปลงผันความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า
- 2.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์
- 2.5 หลักการของชุดแสดงผล
- 2.6 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก
- 2.7 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน

#### 2.1 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน [2] หรือโอทีเอ (Operational Transconductance Amplifier; OTA) เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่มีกระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งก็คือทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน นอกจากนี้อัตราส่วนของแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุต สามารถควบคุมด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก และยังมีแบนด์วิดท์ที่สูงกว่า ออปแอมป์ โอทีเอนิยมใช้ในงานหลายด้าน เช่น วงจรที่ใช้แรงดันต่ำ และวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ เป็นต้น



ก) สัญลักษณ์



ข) วงจรสมมูลย์

ภาพที่ 2.1 สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลย์ของโอทีเอ

สัญลักษณ์และวงจรมุมของโอทีเอ แสดงดังภาพที่ 2.1 ซึ่งกระแสเอาต์พุตจะเท่ากับ ความแตกต่างของแรงดันอินพุต ( $V_i^+ - V_i^-$ ) คูณอยู่กับอัตราส่งผ่านความนำ (Transconductance,  $g_m$ ) ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก ( $I_{bias}$ ) ซึ่งโครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอแสดง ในภาพที่ 2.2 นั้น ภาคอินพุตเป็นวงจรถยายความแตกต่างกับแหล่งจ่ายกระแสซึ่งทำหน้าที่เป็นภาระ ของวงจรถยายความแตกต่างด้วย ขณะที่ภาคเอาต์พุตจะประกอบด้วย คู่ของแหล่งจ่ายกระแสที่จ่าย ให้ภาคอินพุต และกระแสที่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  จะเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับแหล่งจ่าย กระแสทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี  $Q_7$  และ  $Q_8$  ขณะที่กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  จะ เป็นกระแสอ้างอิงของแหล่งจ่ายกระแสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็น  $Q_9$  และ  $Q_{10}$

พิจารณาที่ภาคเอาต์พุต

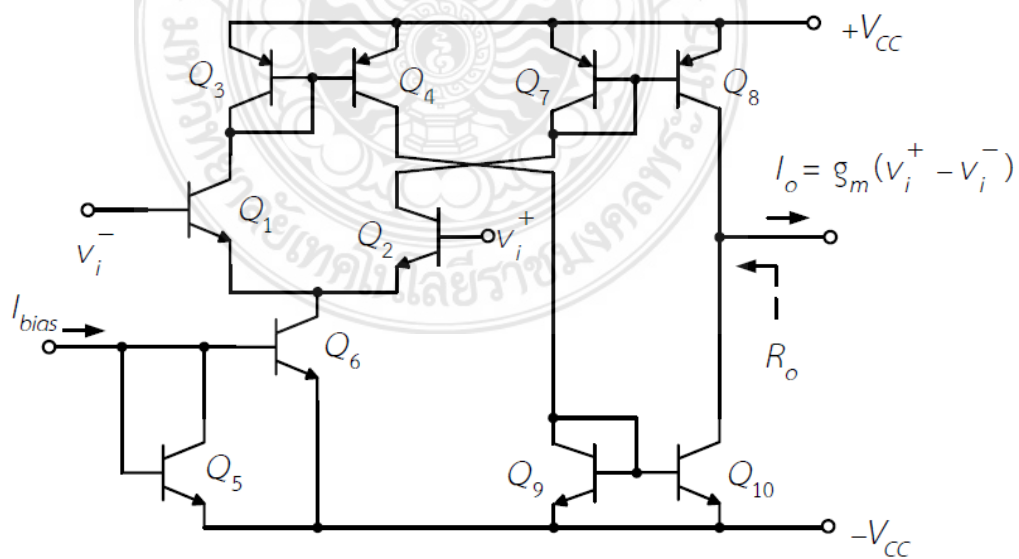
$$i_o = g_m(V_i^+ - V_i^-) \quad (2-1)$$

โดย

$$g_m = \frac{qI_{bias}}{2kT} = \frac{I_{bias}}{2V_T} \quad (2-2)$$

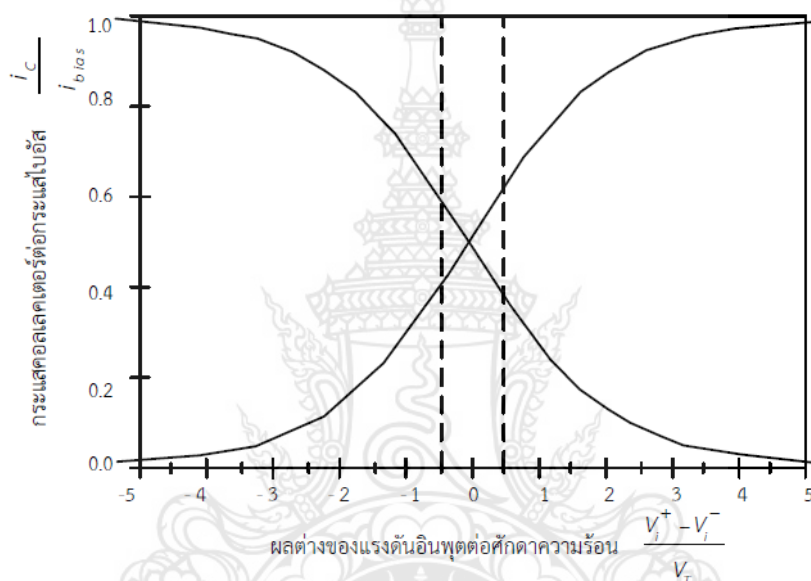
จาก  $V_T = kT/q$  นั้น  $V_T$  คือค่าศักดาความร้อน (Thermal Voltage) ของทรานซิสเตอร์ส่วน กระแสไบแอสจากภายนอกจะเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับแหล่งจ่ายกระแส ( $Q_5$  และ  $Q_6$ ) ที่ทำหน้าที่ไบแอสวงจรถยายความแตกต่าง ดังนั้นจึงทำหน้าที่กำหนดอัตราการส่งผ่านความนำด้วย ขณะที่อิมพีแดนซ์ทางออกของโอทีเอมีค่าสูงมาก ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$R_o = r_{o8} || r_{o10} \quad (2-3)$$



ภาพที่ 2.2 โครงสร้างพื้นฐานของโอทีเอ

เมื่อพิจารณาลักษณะสมบัติไอออนย้ายของวงจรรขยายความแตกต่างที่ภาคอินพุตของโอทีเอ ในภาพที่ 2.3 พบว่าโอทีเอจะทำงานเป็นเชิงเส้นถ้าผลต่างของแรงดันอินพุตมีค่าน้อยกว่า  $V_T/2$  ซึ่งเป็นเพราะว่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ของวงจรรขยายความแตกต่าง กับแรงดันอินพุตเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และถ้าผลต่างของแรงดันอินพุตมีค่าประมาณ  $4V_T$  (ประมาณ 100 mV) ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งจะได้รับกระแสไบแอสทั้งหมด ขณะที่อีกตัวหนึ่งนั้นจะไม่นำกระแส และที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุดนั้นถึงแม้ผลต่างของแรงดันเพิ่มขึ้น แต่กระแสที่ไหลออกก็จะมีค่าเท่าเดิม



ภาพที่ 2.3 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของวงจรรขยายความแตกต่าง

## 2.2 วงจรรองความถี่แบบแอกทีฟ

วงจรรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ [3] ตามอุปกรณ์ที่ใช้สร้าง คือ อุปกรณ์แบบพาสซีฟและอุปกรณ์แบบแอกทีฟ ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เลือกความถี่ที่ต้องการ หรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้การใช้งานวงจรรองความถี่สามารถใส่กรองสัญญาณรบกวน หรือกรองเอาสัญญาณข่าวสารออกมาจากคลื่นพาห้ในระบบวิทยุ ดังนั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในวงจรรองความถี่ ถ้าเป็นแบบพาสซีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ส่วนในวงจรรองความถี่แบบแอกทีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ หรือใช้ตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น OTA-C Filters, Do-CCCII และ CCCCTA เป็นต้น ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบวงจรรองความถี่แบบแอกทีฟ กับแบบพาสซีฟก็จะมีข้อดี และข้อเสีย ดังนี้



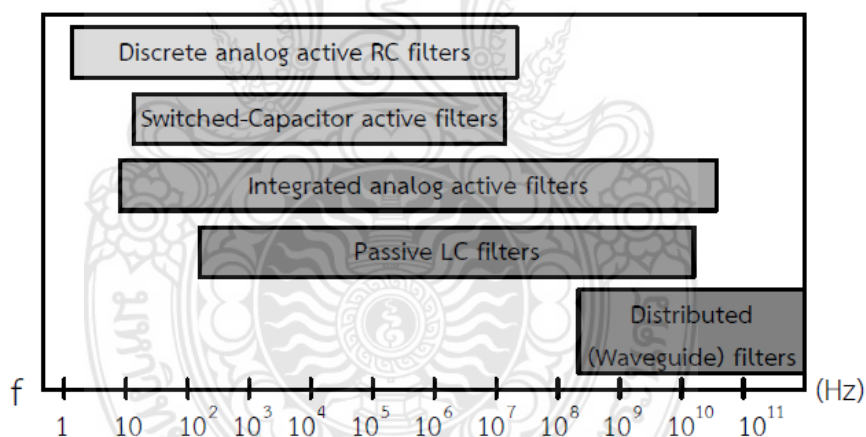
ข้อดี

- ไม่มีการสูญเสียของสัญญาณ
- ราคาถูก
- น้ำหนักเบา
- การปรับค่าที่ต้องการทำได้ง่าย
- ไม่มีการรบกวนระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต
- อุปกรณ์แอกทีฟที่พัฒนาขึ้นมาใหม่จะบริโภคกำลังไฟฟ้าต่ำ

ข้อเสีย

- การตอบสนองความถี่แคบกว่าแบบพาสซีฟ
- ต้องใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในการทำงาน

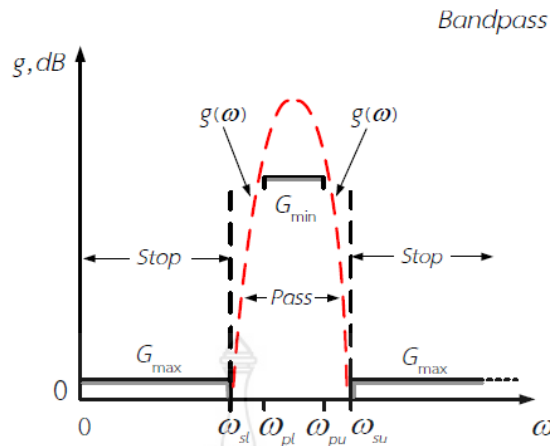
จากที่ได้กล่าวถึงประเภทของวงจรความถี่ และลักษณะการทำงานของวงจรกรองความถี่ตั้งข้างต้นไปแล้วนั้น วงจรกรองความถี่นั้นยังสามารถที่จะแสดงให้เห็นถึงย่านการตอบสนองความถี่ในวงจรแต่ละประเภทได้อีกด้วย ดังแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 ประเภทของวงจรกรองความถี่ และย่านการตอบสนองความถี่

### 2.2.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะทำหน้าที่ส่งผ่านความถี่ในช่วงแถบความถี่ผ่าน ในขณะที่จะกำจัดความถี่ที่อยู่ด้านข้างของแถบความถี่นี้ จากในภาพที่ 2.5 แถบความถี่ผ่านจะเริ่มจาก  $\omega_{pl}$  ไปจนถึง  $\omega_{pu}$  และมีการส่งผ่านอย่างน้อย  $G_{min}$  (dB) ส่วนแถบกำจัดความถี่ทั้งสองด้าน คือจากแรงดันไฟฟ้า-กระแสตรงตรงถึง  $\omega_{sl}$  และจาก  $\omega_{su}$  ถึงความถี่อนันต์ ซึ่งจะมีการส่งผ่านไม่เกิน  $G_{max}$  (dB)



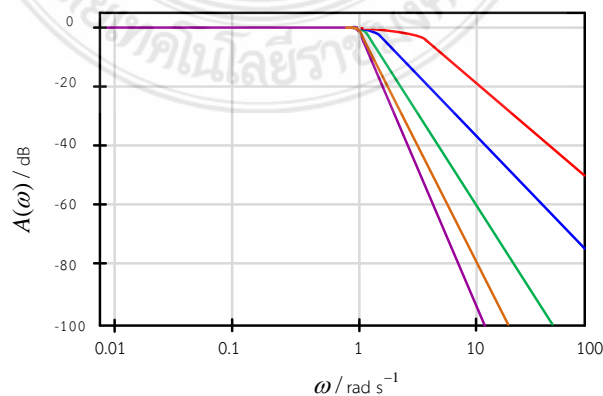
ภาพที่ 2.5 ลักษณะสมบัติของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

ฟังก์ชันโอนย้ายการส่งผ่านของวงจรรองแถบความถี่ผ่านลำดับที่ 2 คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2-4)$$

### 2.2.2 ลำดับของวงจรรองความถี่

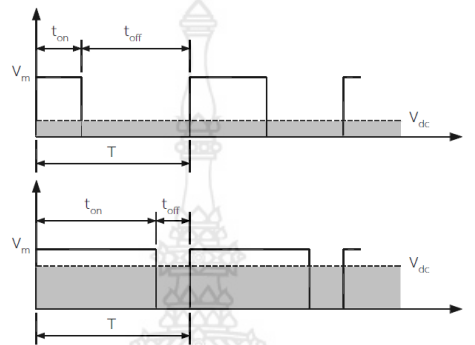
ในการออกแบบวงจรรองความถี่นั้น จำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงลำดับ (Order) โดยที่ลำดับของวงจรรองความถี่ยิ่งสูงการตอบสนองความถี่ก็จะยิ่งเข้าใกล้ค่าทางอุดมคติมากขึ้น แต่ก็ทำให้วงจรรองความถี่ที่มีลำดับสูงขึ้นมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักจะนิยมใช้วงจรรองความถี่ลำดับที่ 2 (2nd order filter) มากกว่า เนื่องจากวงจรรองความถี่ลำดับที่ 2 นี้ สามารถใช้ออปแอมป์เพียงตัวเดียวสร้างได้ จากภาพที่ 2.6 จะสังเกตเห็นว่าเมื่อความถี่อินพุตเปลี่ยนแปลงถึงจุดความถี่คัตออฟ ( $\omega_p = 1$ ) ของวงจรรอง ความถี่จะค่อยๆลดการตอบสนองความถี่ลง โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงนี้จะขึ้นอยู่กับลำดับของวงจรรองความถี่ ซึ่งโดยทั่วไปวงจรรองความถี่จะมีตั้งแต่ลำดับที่ 1, 2, 3, 4 ไปเรื่อยๆ จนถึงลำดับที่ n



ภาพที่ 2.6 ลำดับของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ ลำดับที่ 1 ถึง 5

### 2.3 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

รูปคลื่นของสัญญาณความถี่ที่ถูกป้อนเข้ามาทางด้านอินพุต [4] จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งโดยปกติค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟตรง ( $V_{dc}$ ) จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ แต่จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle,  $D$ ) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของค่าเวลาในช่วงมีสัญญาณบวก ( $t_{on}$ ) ต่อค่าคาบเวลา ( $T$ ) ของความถี่นั้นๆ ดังแสดงในภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 แรงดันไฟตรงเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงไปตามดิวตี้ไซเคิล

จากภาพที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าดิวตี้ไซเคิลซึ่งสามารถคำนวณได้ดังในสมการที่ (2-5)

$$V_{dc} = V_m \frac{t_{on}}{T} = V_m \cdot D \quad (2-5)$$

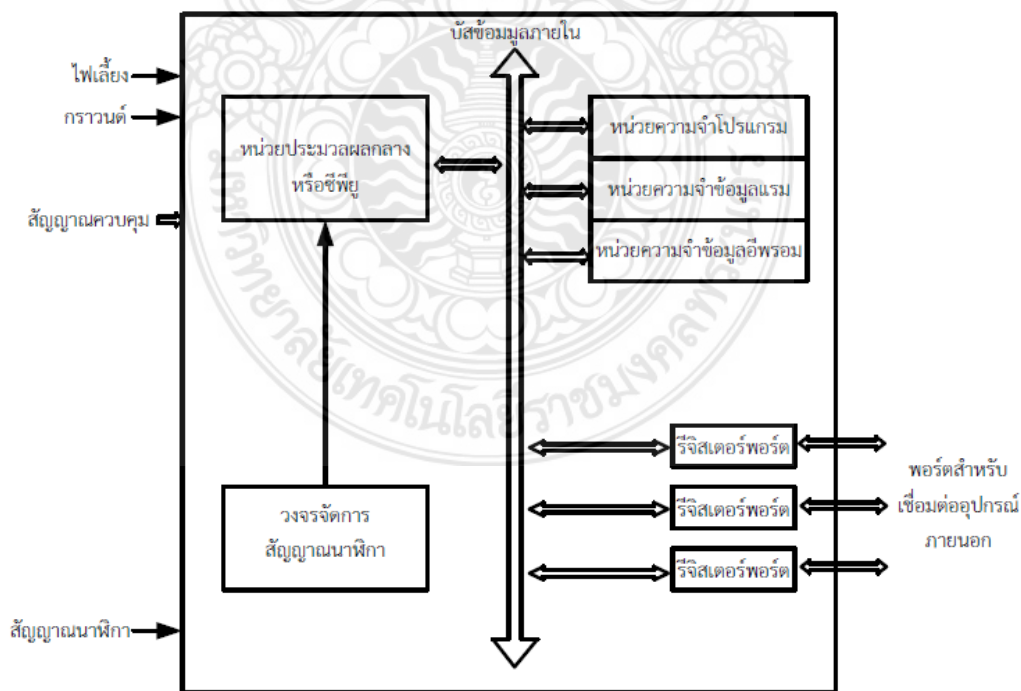
แต่ในทางปฏิบัติค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณความถี่ที่ป้อนเข้ามาจะมีค่าคงที่ ดังนั้นในการแปลงผันความถี่เป็นแรงดันไฟตรงจึงต้องใช้ในการกำหนดค่าเวลาคงที่ ( $t_w$ ) โดยใช้สัญญาณที่ขอบขาขึ้นหรือขอบขาลงของสัญญาณความถี่ที่ป้อนเข้ามาเป็นตัวกำหนด เมื่อกำหนดค่าเวลาคงที่ ( $t_w$ ) ให้เกิดขึ้นทุก ๆ ขอบขาขึ้นของสัญญาณความถี่ที่ป้อนเข้ามาทางด้านอินพุต ( $V_i$ ) ดังนั้นเมื่อความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้ามาเกิดการเปลี่ยนแปลง ก็จะส่งผลให้สัญญาณที่ออกมาทางเอาต์พุต ( $V_o$ ) เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้ไซเคิลไปตามความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้ามาทางด้านอินพุต

สำหรับวงจรที่ทำหน้าที่กำหนดค่าเวลาคงที่ ( $t_w$ ) ก็คือวงจรโมนอสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ (Mono Stable Multivibrator Circuit) ซึ่งส่งผลให้แรงดันไฟตรงเฉลี่ยเกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้ามาด้วยเช่นเดียวกัน สัญญาณที่ออกจากวงจรโมนอสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ จะถูกป้อนเข้ายังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เพื่อทำให้แรงดันไฟตรงเฉลี่ยมีความราบเรียบมากขึ้นเพื่อนำไปใช้ในระบควบคุมอัตโนมัติ ซึ่งในปัจจุบันสามารถใช้ไอซีสำเร็จรูปชนิดแทคโคมิเตอร์ (Tachometer) ในการแปลงความถี่เป็นแรงไฟฟ้า จึงทำให้ง่ายต่อการใช้งานมากขึ้น

## 2.4 ไมโครคอนโทรลเลอร์

### 2.4.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์

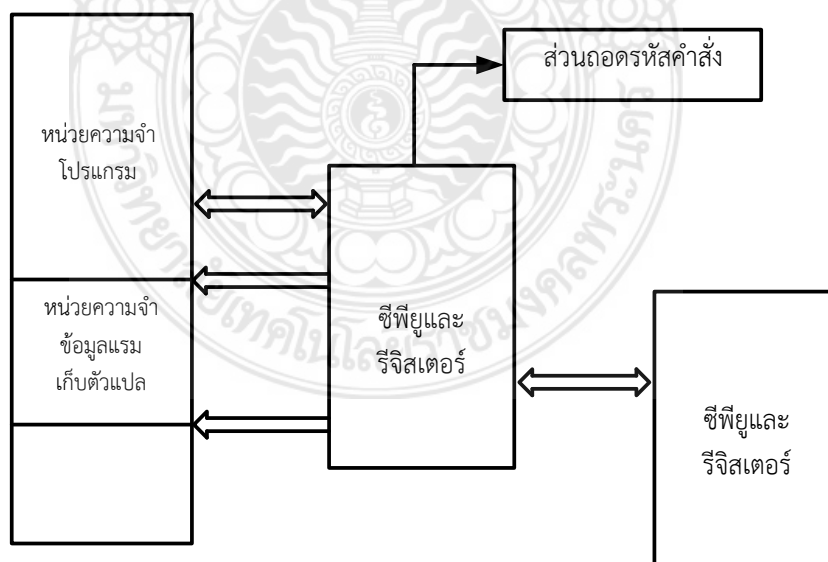
ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) [5] มาจากคำ 2 คำ คำหนึ่งคือ ไมโคร (Micro) หมายถึงขนาดเล็ก และคำว่าคอนโทรลเลอร์ (Controller) หมายถึง ตัวควบคุมหรืออุปกรณ์ควบคุม ดังนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ จึงหมายถึง อุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็ก แต่ในตัวอุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็กนี้มันได้บรรจุความสามารถที่คล้ายคลึงกับระบบคอมพิวเตอร์ที่คนโดยส่วนใหญ่นั้นคุ้นเคย กล่าวคือ ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ได้รวมเอาซีพียู หน่วยความจำ และพอร์ต ซึ่งเป็นส่วนประกอบหลักสำคัญของระบบคอมพิวเตอร์เข้าไว้ด้วยกัน โดยบรรจุรวมให้อยู่ภายใต้ตัวถังเดียวกัน โดยในภาพที่ 2.8 นั้นจะแสดงส่วนประกอบหลักที่สำคัญ และแสดงกลไกการทำงานเบื้องต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยซีพียูจะติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมเพื่ออ่านคำสั่งที่ระบุไว้ โดยจะต้องทำการอ้างตำแหน่งของหน่วยความจำผ่านสายสัญญาณที่เรียกว่า บัสตำแหน่ง (Address bus) แล้วทำการอ่านข้อมูลคำสั่งออกมาจากหน่วยความจำโปรแกรมในแอดเดรสนั้นๆ จากนั้นทำการประมวลผล โดยมีหน่วยความจำข้อมูลแรมเป็นที่พักของข้อมูลที่อยู่ในระหว่างการประมวลผล โดยข้อมูลในการประมวลผลจะส่งผ่านสายสัญญาณที่เรียกว่า บัสข้อมูล (Data bus) แล้วส่งต่อไปยังอุปกรณ์ภายนอกผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต



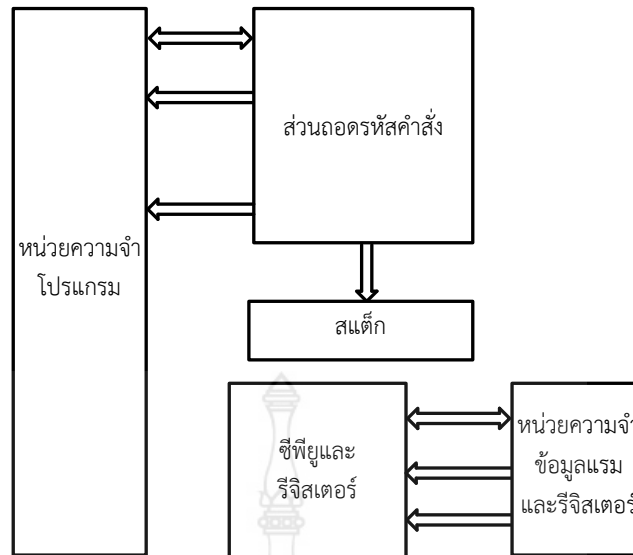
ภาพที่ 2.8 โครงสร้างและส่วนประกอบหลักเบื้องต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์

## 2.4.2 สถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์

เป็นที่ยอมรับกันว่าสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์มีด้วยกัน 2 แบบคือ พรินซ์ตัน (Princeton) หรือฟอนนิวแมน (Von Neumann) และฮาร์วาร์ด (Harvard) ดังในภาพที่ 2.9 และ 2.10 ซึ่งจะแสดงการจัดสรรหน่วยความจำ และรีจิสเตอร์ในสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ ทั้ง 2 แบบ พิจารณาในภาพที่ 2.9 เป็นการจัดสรรในสถาปัตยกรรมแบบพรินซ์ตัน จะเห็นได้ว่ามีโครงสร้างที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน ส่วนของหน่วยความจำโปรแกรมกับหน่วยความจำข้อมูลจะได้รับการจัดสรรให้อยู่รวมกัน เพื่อติดต่อกับซีพียูผ่านส่วนจัดการเชื่อมต่อหน่วยความจำ และภายในซีพียูจะมีรีจิสเตอร์บรรจุอยู่ ข้อดีของสถาปัตยกรรมแบบนี้คือ ออกแบบง่าย เพราะหน่วยความจำทั้งหมดอยู่รวมกัน ทำให้สามารถเข้าถึงได้ง่าย หน่วยความจำมีขนาดใหญ่เพียงพอที่จะเก็บได้ทั้งโปรแกรมควบคุมการทำงาน และข้อมูลของตัวแปรในการประมวลผล ข้อด้อยของสถาปัตยกรรมนี้คือ ความเร็วในการประมวลผล เนื่องจากหน่วยความจำอยู่ต่อรวมกันจึงต้องติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมสลับกับหน่วยความจำข้อมูล ส่งผลให้ซีพียูต้องใช้จำนวนไซเคิลในการทำงานมากใน ขณะที่สถาปัตยกรรมแบบฮาร์วาร์ด ซึ่งแสดงในภาพที่ 2.10 จะแยกส่วนของหน่วยความจำข้อมูล และรีจิสเตอร์ออกจากหน่วยความจำโปรแกรม ทำให้ไซเคิลการทำงานลดลงเนื่องจากสามารถติดต่อหน่วยความจำโปรแกรม และหน่วยความจำข้อมูลได้เร็วกว่า และนอกจากนั้นในสถาปัตยกรรมนี้ในขณะที่ซีพียูกำลังเอ็กเซคิวต์คำสั่งปัจจุบันอยู่สามารถที่จะเฟตซ์คำสั่งถัดไปได้ยังทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานได้เร็วขึ้น



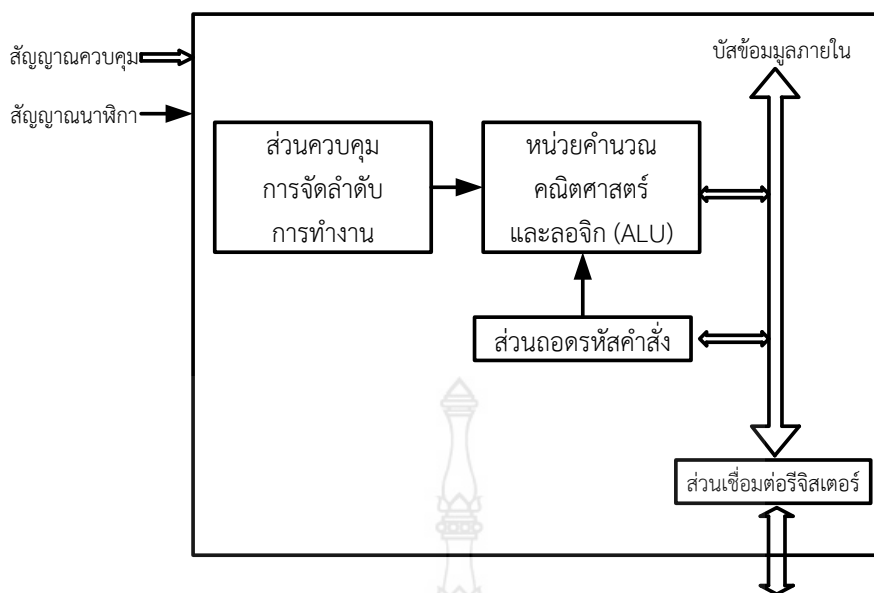
ภาพที่ 2.9 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบพรินซ์ตัน หรือฟอน นิวแมน



ภาพที่ 2.10 โครงสร้างสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์แบบฮาร์วาร์ด

### 2.4.3 หน่วยประมวลผลกลาง หรือซีพียู

ซีพียูนั้นเป็นเสมือนมันสมองของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งก็ทำหน้าที่ ประมวลผลข้อมูลที่ผ่านเข้ามาในระบบ แล้วทำการส่งต่อไปยังส่วนต่างๆ เพื่อควบคุมการทำงานต่อไป ในภาพที่ 2.11 แสดงส่วนประกอบพื้นฐานของซีพียูในไมโครคอนโทรลเลอร์ต่างๆ ไป จะเห็นได้ว่าหัวใจหลักของซีพียูคือ หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ และลอจิก (Arithmetic and Logic Unit; ALU) ซึ่งได้รับการกำหนด จังหวะการทำงานจากส่วนควบคุมลำดับการทำงาน โดยจังหวะการทำงานนั้น จะมีความสัมพันธ์กับ สัญญาณนาฬิกา เมื่อซีพียูทำการติดต่อหน่วยความจำแล้ว สิ่งปรากฏขึ้นบนบัสข้อมูลภายในซีพียูนั่นคือ รหัสคำสั่ง (Instruction Code) ซึ่งจะต้องผ่านการทำงานของส่วนถอดรหัสคำสั่ง (Instruction Decoder) เสียก่อน จะได้เป็นข้อมูลคำสั่งที่ซีพียูเข้าใจ และสามารถดำเนินการต่อได้หลังจากที่หน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์ และลอจิกประมวลผลแล้วที่ส่งข้อมูลมายังส่วนเชื่อมต่อดีจิสเตอร์ภายในซีพียู เพื่อติดต่อกับส่วนอื่นๆ ต่อไปการทำงานของซีพียูมีด้วยกัน 2 จังหวะ เฟตช์ (Fetch) และเอ็กซีคิวต์ (Executed) โดยการทำงานนั้นจะเริ่มจากการเฟตช์ คือการเรียก หรือการเข้าถึงคำสั่ง แล้วทำการถอดรหัสเป็นภาษาเครื่องเพื่อเตรียมการประมวลผล จากนั้นจะเป็นจังหวะของการเอ็กซีคิวต์ ซึ่งก็คือ การกระทำตามคำสั่งที่กำหนดให้จนเสร็จสิ้น



ภาพที่ 2.11 ส่วนประกอบหลักของซีพียูในไมโครคอนโทรลเลอร์

### 2.4.3.1 หน่วยความจำ

ในไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบด้วยหน่วยความจำ 3 แบบ คือ หน่วยความจำโปรแกรม (Program Memory), หน่วยความจำข้อมูลแรม (RAM Data Memory) และหน่วยความจำข้อมูลอีอีพรอม (EEPROM Data Memory)

#### - หน่วยความจำโปรแกรม

หน่วยความจำโปรแกรม เป็นที่สำหรับเก็บข้อมูลคำสั่งของโปรแกรมควบคุมที่ผู้พัฒนาเขียนขึ้น หรือเรียกว่า โปรแกรมมอนิเตอร์ (Monitor Program) ซีพียูจะเข้ามาติดต่อเพื่ออ่านข้อมูลรหัสคำสั่งจากหน่วยความจำในส่วนนี้ แล้วจะนำไปประมวลผลเพื่อควบคุมการทำงานของระบบทั้งหมดต่อไป หน่วยความจำโปรแกรมนี้นักมีขนาดที่ใหญ่ ซึ่งยังมีขนาดใหญ่เท่าใด ก็ยิ่งจะทำให้สามารถบรรจุโปรแกรมที่มีความซับซ้อน หรือสามารถเก็บตารางข้อมูลที่ใช้ในการประมวลผลได้มากตามไปด้วย โดยทั่วไปนั้นจะมีความจุไม่น้อยกว่า 512 ไบต์ ซึ่งขนาดของหน่วยความจำโปรแกรมจะแปรไปตามความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี ชนิดของหน่วยความจำโปรแกรมที่ใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ ก็จะมีอยู่ 3 แบบ ที่นิยมกันคือ แบบอีพรอม (EPROM: Erasable Programmable Read - Only Memory), แบบอีอีพรอม (EEPROM: Electrically Erasable Programmable Read - Only Memory) และแบบแฟลช (Flash Memory) ซึ่งความแตกต่างของทั้ง 3 แบบอยู่ที่จำนวนครั้งในการลบ และเขียนข้อมูลทับลงไปใหม่ โดยสามารถสรุปได้ดังนี้

แบบอีพรอม จะแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบที่โปรแกรมได้หลายครั้ง และแบบที่โปรแกรมได้ครั้งเดียว ซึ่งถ้าหากเป็นแบบโปรแกรมได้หลายครั้งบนตัวถังของไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีหน้าตากระจกติดอยู่สามารถมองเห็นชิปภายในได้ เวลาลบข้อมูลต้องลบด้วยแสงอุลตราไวโอเล็ต จำนวนรอบในการโปรแกรมใหม่อยู่ระหว่าง 10-100 ครั้ง แต่ถ้าเป็นแบบโปรแกรมได้ครั้งเดียว (One-Time Programmable; OTP) จะไม่สามารถลบได้ และตัวถังจะปิดมิดชิดเหมือนกับไอซีธรรมดา

แบบอีอีพรอม หน่วยความจำแบบนี้จะลบและเขียนใหม่ได้ด้วยสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งในอดีตจะเป็นที่นิยมมากเนื่องจากสามารถเขียนใหม่ได้เป็นหลักร้อยรอบขึ้นไป ในบางตระกูลเขียนได้ถึง 1 ล้านครั้ง แต่ในปัจจุบันไม่เป็นที่นิยมใช้ในไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากมีต้นทุนสูง

แบบแฟลช หน่วยความจำโปรแกรมชนิดนี้นั้นสามารถลบ และเขียนได้ด้วยสัญญาณไฟฟ้าซึ่งแตกต่างกับแบบอีอีพรอมในเชิงการใช้งานตรงที่กระบวนการลบข้อมูล หน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลช จะไม่สามารถเลือกลบเฉพาะเจาะจงบางตำแหน่งได้ เมื่อทำการลบข้อมูลจะต้องลบทั้งหมด หน่วยความจำแบบนี้ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากราคาไม่สูง และสามารถโปรแกรมได้เป็นร้อยครั้งขึ้นไป ในบางรุ่นสูงเป็นหมื่นครั้ง และเป็นแชนครั้ง ขึ้นอยู่กับแรงดันที่ใช้ในการโปรแกรม

ขนาดข้อมูลของหน่วยความจำโปรแกรมขึ้นอยู่กับผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ ยกตัวอย่างในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51, 68HC05, 68HC08, 68HC11 ขนาดของหน่วยความจำโปรแกรมคือ 8 บิต ถ้าเป็นตระกูล PIC จะเป็น 12 และ 14 บิต ถ้าเป็นตระกูล AVR, 68HC12 จะเป็นขนาด 16 บิต ทั้งนี้ขนาดของหน่วยความจำโปรแกรมไม่ได้เป็นตัวระบุความสามารถในการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์

#### - หน่วยความจำข้อมูลแรม

เป็นหน่วยความจำที่ต้องมีในไมโครคอนโทรลเลอร์ทุกตัว เพราะใช้เป็นพื้นที่สำหรับเก็บข้อมูลทั้งในระหว่าง และหลังการประมวลผล ยิ่งมีมากยิ่งช่วยในการทำงานสะดวกขึ้น เพราะหน่วยความจำแรมมีอัตราเร็วในการอ่านเขียนสูงมาก และจะไม่จำกัดจำนวนรอบในการอ่านเขียน ซึ่งในพื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลแรมจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของข้อมูลทั่วไปสำหรับเก็บค่าตัวแปร และส่วนของรีจิสเตอร์ โดยปกติแล้วหน่วยความจำข้อมูลแรมนั้นจะมีความจุไม่มากเมื่อเทียบกับหน่วยความจำโปรแกรมในบางตัวอยู่ในหลักสิบบิต แต่ถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์มีความสามารถสูงขึ้น ความจุของหน่วยความจำข้อมูลแรมก็เพิ่มมากขึ้นตาม ทั้งนี้เพราะต้องเพิ่มในส่วนของรีจิสเตอร์ตามความสามารถที่สูงขึ้นของไมโครคอนโทรลเลอร์



ขนาดของหน่วยความจำข้อมูลแรมโดยส่วนใหญ่จะมีขนาด 8 บิตแต่จะสามารถต่อรวมกันเป็น 16 บิตได้ ส่วนการจัดสรรตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำข้อมูลแรมจะขึ้นอยู่กับสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งหากเป็นแบบฮาร์วาร์ด (Harvard) จะได้รับการจัดสรรให้อยู่แยกจากหน่วยความจำโปรแกรม จึงจะทำให้มีค่าแอดเดรสที่เหมือนกัน ทั้งในหน่วยความจำโปรแกรม และหน่วยความจำข้อมูล แต่จริงๆ แล้วอยู่ต่างที่กัน ซึ่งจะพบในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51, PIC, AVR เป็นต้น แต่ถ้าเป็นแบบพริન્ซ์ตัน (Princeton) จะจัดสรรให้อยู่ในบริเวณเดียวกัน ดังนั้นค่าแอดเดรสจะไม่มีทางตรงกัน จะพบในไมโครคอนโทรลเลอร์ 68HCxxx ของ Motorola

- หน่วยความจำข้อมูลอีพีรอม

เป็นหน่วยความจำข้อมูลแบบพิเศษมีอยู่ในไมโครคอนโทรลเลอร์ บางเบอร์ บางรุ่น บางตระกูล ใช้สำหรับเก็บข้อที่ต้องการรักษาไว้เมื่อไม่มีการจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์ การติดต่อเพื่ออ่านจะมีลักษณะพิเศษขึ้นอยู่กับไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ ขนาดของหน่วยความจำแบบนี้ มักมีค่าเท่ากับ 8 บิต ส่วนความจุก็จะแตกต่างกันไปตั้งแต่ไม่กี่สลิปไบต์จนถึงเป็นกิโลไบต์ การอ่านเขียนหน่วยความจำแบบนี้จะใช้สัญญาณไฟฟ้าทั้งหมด และสามารถรักษาข้อมูลล่าสุดไว้แม้ว่าจะไม่มีการจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วก็ตาม สำหรับจำนวนรอบในการเขียนโดยปกติแล้ว จะอยู่ในหลักล้านครั้งขึ้นไป

#### 2.4.3.2 หน่วยความจำพิเศษ

เป็นหน่วยความจำที่ใช้เก็บข้อมูลพิเศษ ซึ่งไม่ได้ใช้สำหรับเก็บชุดคำสั่งของโปรแกรม หรือข้อมูลอื่นๆ ซึ่งมีหลายชนิดแตกต่างกันขึ้นอยู่กับตระกูลของไมโครคอนโทรลเลอร์

- รีจิสเตอร์

เป็นหน่วยความจำพิเศษที่มีบทบาทสูงมากในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งสามารถที่จะอ่าน และเขียนข้อมูลได้ตลอดเวลา จนกว่าจะหยุดจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยมีหน้าที่หลักก็คือ ใช้เก็บข้อมูลในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยข้อมูลที่เก็บนี้มีทั้งข้อมูลแสดงสถานะการทำงาน ข้อมูลสำหรับควบคุมการทำงานโมดูลย่อยต่างๆ ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ ข้อมูลที่รับเข้ามาจากพอร์ตอินพุต หรือข้อมูลที่ต้องส่งออกไปยังอุปกรณ์ภายนอกผ่านพอร์ตเอาต์พุต โดยข้อมูลแต่ละประเภทก็จะจัดเก็บลงในรีจิสเตอร์ที่แตกต่างกันตามหน้าที่การทำงาน

หน่วยความจำที่นำมาใช้ทำรีจิสเตอร์นั้น มีด้วยกัน 2 ลักษณะ ขึ้นอยู่กับสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ หากเป็นแบบพริન્ซ์ตัน รีจิสเตอร์จะมีอยู่ด้วยกัน 2 ส่วน ส่วนแรกจะอยู่ร่วมกับซีพียู หรือเรียกว่า รีจิสเตอร์ซีพียู ส่วนที่สองจะอยู่แยกต่างหาก ซึ่งมักเป็นรีจิสเตอร์ควบคุมพอร์ตอินพุตเอาต์พุต และรีจิสเตอร์แสดงสถานะ แต่ในสถาปัตยกรรมแบบฮาร์วาร์ด จะใช้แค่บางส่วนในหน่วยความจำข้อมูลแรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์

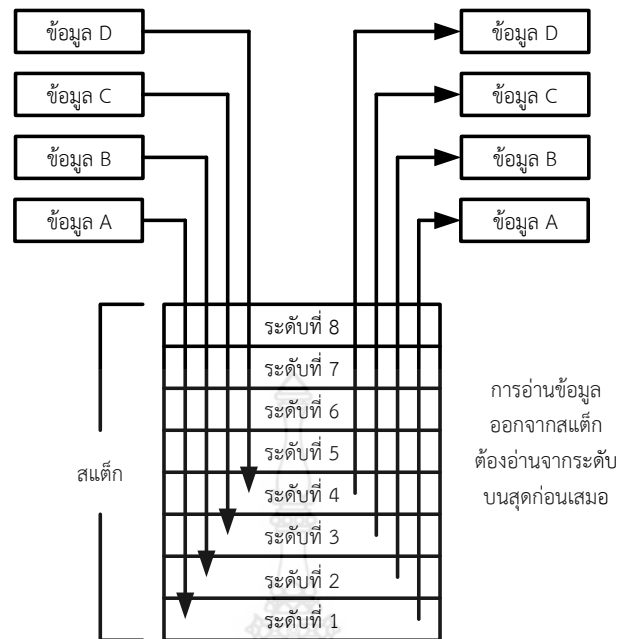
#### - โปรแกรมเคาน์เตอร์

การที่ซีพียูสามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรม เพื่ออ่านข้อมูลคำสั่งได้อย่างถูกต้องนั้น เป็นผลมาจากรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษตัวหนึ่งคือ รีจิสเตอร์ตัวนับโปรแกรม หรือโปรแกรมเคาน์เตอร์ (Program Counter; PC) โดยโปรแกรมเคาน์เตอร์จะเป็นตัวชี้ตำแหน่งแอดเดรสของหน่วยความจำ โปรแกรมที่ซีพียูนั้นจะต้องไปกระทำในลำดับถัดไป ซึ่งโดยปกติแล้วค่าของโปรแกรมเคาน์เตอร์นั้นจะเปลี่ยนแปลงโดยอัตโนมัติขึ้นอยู่กับผลการทำงานที่เกิดขึ้น ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์บางตระกูลสามารถเข้าถึงโปรแกรมเคาน์เตอร์เพื่อทำการอ่านเขียนได้ แต่ในบางตระกูลก็ไม่สามารถทำได้

#### - สแต็ก

สแต็ก (Stack) เป็นหน่วยความจำพิเศษที่ไม่โครคอนโทรลเลอร์ทุกตัวต้องมี โดยหน้าที่ของสแต็ก คือ ใช้สำหรับเก็บข้อมูลที่ต้องการอยู่ของรีจิสเตอร์ และเมื่อข้อมูลนั้นถูกนำมาเก็บไว้ในสแต็กแล้วก็สามารถที่จะเปลี่ยนข้อมูลในรีจิสเตอร์ตัวนั้นๆ ได้ทันที หลังจากทำงานเรียบร้อยแล้วจึงกลับมาอ่านข้อมูลเดิมกลับคืนจากสแต็ก ซึ่งมีกระบวนการทำงาน ดังในภาพที่ 2.12 การเก็บข้อมูลของสแต็กจะมีลักษณะเป็นระดับหรือเป็นชั้น ซึ่งข้อมูลที่เก็บเข้ามาก่อนจะต้องอ่านออกทีหลัง หรือแบบ FILO (First In Last Out) และจำนวนระดับหรือจำนวนชั้นของสแต็กก็มีจำกัด

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ส่วนใหญ่จะมีความจุของสแต็กไม่น้อยกว่า 8 ระดับ การที่ยังมีขนาดของสแต็กมาก หรือมีจำนวนระดับมาก ก็จะช่วยช่วยให้การทำงานสะดวกขึ้นเพราะในการประมวลผลมีโอกาสมากที่จะต้องพักข้อมูลในรีจิสเตอร์หลักเพื่อไปทำงานอื่นก่อน หลังจากนั้นจึงกลับมาทำงานต่อ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับงานที่มีการอินเตอร์รัปต์ หรือขัดจังหวะซีพียูอยู่บ่อยๆ รวมถึงการกระโดดไปทำงานที่โปรแกรมย่อยที่มีความต้องการเขียนข้อมูลลงในรีจิสเตอร์ตัวเดียวกันนี้ หลังจากทำงานแล้วจึงกลับมาที่โปรแกรมหลัก แล้วอ่านค่าเดิมก่อนหน้านี้อีกกลับมาทำงานต่อ ทว่าในงานบางลักษณะนั้น การกระโดดไปทำงานยังโปรแกรมย่อยซ้อนกัน 2-3 ชั้น ทำให้ต้องมีการเก็บข้อมูลไว้ในสแต็กมากขึ้น และหากความจุของสแต็กมีน้อย ก็จะไม่สามารถรองรับการทำงานในลักษณะนี้ได้ ขนาดของสแต็กนั้น โดยปรกติจะต้องเท่ากับขนาดของรีจิสเตอร์ตัวนับโปรแกรม หรือ PC เพราะมีโอกาสที่จะต้องเก็บค่าของ PC ไว้ในสแต็กด้วย



ภาพที่ 2.12 กลไกการทำงานของสแต็กอย่างง่าย

#### 2.4.3.3 การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

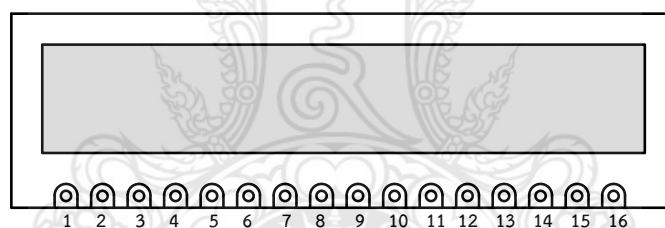
ไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะสามารถทำงานได้เมื่อจ่ายไฟเลี้ยง และต้องทำการต่อวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาให้แก่มันด้วย จากนั้นซีพียูภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมเพื่ออ่านข้อมูลคำสั่งทำงานตามคำสั่งที่บรรจุอยู่ในหน่วยความจำโปรแกรม

นั่นหมายความว่าต้องมีการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรมก่อนโดยไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์จะมีรูปแบบของข้อมูลคำสั่งที่แตกต่างกัน ภาษาที่ใช้เขียนโปรแกรมสามารถแบ่งได้ 2 ระดับ คือภาษาระดับสูง (High Language) และภาษาแอสเซมบลี (Assembly Language) โดยปกติไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องโปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลี เนื่องจากสามารถทำงานได้รวดเร็วผ่านกระบวนการแปลงข้อมูลคำสั่งเป็นเลขฐานสิบหกเพื่อทำงาน ตามคำสั่งเพียง 1 ขั้นตอน คือแปลงจากภาษาแอสเซมบลีเป็นข้อมูลฐานสิบหกที่เรียกว่า ออปโค้ด (Opcode) แต่ข้อเสียของการเขียนภาษาแอสเซมบลีคือ ผู้เขียนต้องทำความเข้าใจในชุดคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นั้นๆ อย่างถ่องแท้ และเมื่อเปลี่ยนเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะต้องทำการเรียนรู้ และทำความเข้าใจชุดคำสั่งใหม่ซึ่งอาจทำให้เสียเวลามาก รวมทั้งการเขียนโปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลีผู้เขียนต้องมีทักษะในการเขียนโปรแกรมสูงพอสมควร และยังคงต้องเข้าใจถึงสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอย่างดีด้วย

ในขณะที่การเขียนโปรแกรมด้วยภาษาระดับสูง อาทิเช่น ภาษาซี ภาษาเบสิก นั้นผู้เขียนจะต้องใช้กระบวนการที่เรียกว่า คอมไพล์ (Compile) เพื่อแปลงภาษาระดับสูงเหล่านั้นเป็นภาษาเครื่อง หรือออปโค้ดของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นั้นๆเสียก่อน เมื่อใช้เครื่องมือทางซอฟต์แวร์ตัวนี้ ทำให้ผู้เขียนโปรแกรมอาจไม่จำเป็นต้องศึกษาสถาปัตยกรรม และชุดคำสั่งของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นั้นๆ อย่างลึกซึ้งเท่ากับการเขียนภาษาแอสเซมบลี ทั้งนี้เพราะคอมไพเลอร์จะทำงานในส่วนนี้แทน ดังนั้นเมื่อผู้ใช้งานเปลี่ยนเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ ก็แค่เพียงจัดหาโปรแกรมคอมไพเลอร์ที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน และศึกษาสถาปัตยกรรมของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ใหม่ก็เพียงเล็กน้อยก็สามารถใช้งานได้ แต่ข้อเสียของการใช้คอมไพเลอร์คือ ราคาแพงมาก

## 2.5 หลักการของชุดแสดงผล

ในการแสดงผลรูปแบบการตอบสนอง ฟังก์ชันไอน์ย่าย และความถี่คัตออฟ นั้นจะใช้จอ LCD (Liquid Crystal Display) แบบตัวอักษร (Character) ขนาด 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด เพื่อแสดงผล โดยโมดูล LCD มีการต่อใช้งาน 16 ขา ดังในภาพที่ 2.13 ส่วนหน้าที่ของขาที่ใช้งานโมดูล LCD [6] มีรายละเอียดดังแสดงในตารางที่ 2.1



ภาพที่ 2.13 โครงสร้าง และตำแหน่งขาของโมดูล LCD

ตารางที่ 2.1 หน้าที่ของขาที่ใช้งานโมดูล LCD

ขา	สัญลักษณ์	หน้าที่ใช้งาน
1	GND	กราวด์
2	V <sub>DD</sub>	ไฟเลี้ยง 5 โวลต์
3	V <sub>o</sub>	เป็นขาสำหรับป้อนแรงดันเพื่อปรับความสว่างของจอแสดงผล
4	RS	เป็นขาเลือกการติดต่อกับรีจิสเตอร์คำสั่งหรือรีจิสเตอร์ข้อมูล 0 : จะติดต่อกับรีจิสเตอร์คำสั่ง 1 : จะติดต่อกับรีจิสเตอร์ข้อมูลเพื่อนำข้อมูลไปแสดงผล
5	R / W	เป็นขาเลือกการอ่านหรือเขียนข้อมูลกับโมดูล LCD
6	E	เป็นขาสำหรับป้อนสัญญาณพัลส์เอ็นเอเบิลให้โมดูล LCD ทำงาน
7-14	D0-D7	เป็นขาข้อมูล 8 บิต โดยใช้ขาที่ 7 เป็น D0 ไล่ไปจนถึงขาที่ 14 คือ D7
15	A	เป็นขาไฟแบ็คไลท์บวก 5 โวลต์
16	K	เป็นขาไฟแบ็คไลท์ 0 โวลต์

### 2.5.1 โครงสร้างภายในของตัวควบคุมโมดูล LCD

ภายในตัวควบคุมโมดูล LCD จะมีส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

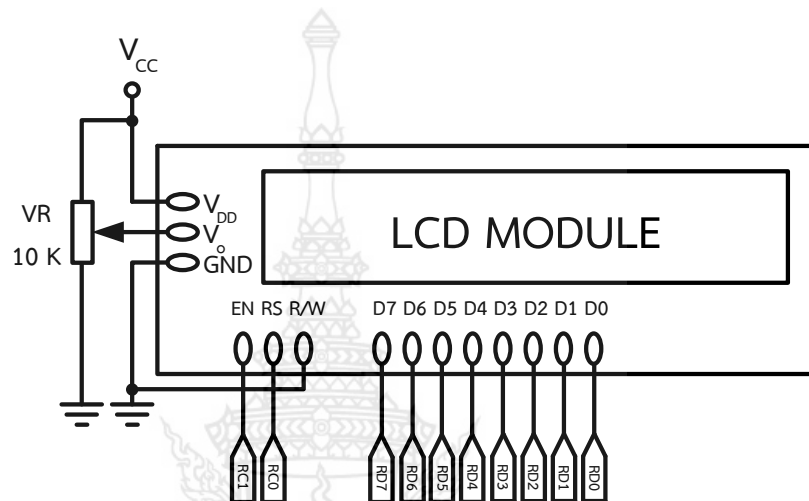
- อินพุต/เอาต์พุตบัฟเฟอร์ เป็นส่วนที่ใช้ในการติดต่อรับส่งข้อมูลกับอุปกรณ์ภายนอก เพื่อที่จะถ่ายทอดข้อมูลเข้าออกภายในตัวควบคุม
- รีจิสเตอร์คำสั่ง เป็นรีจิสเตอร์ที่รับข้อมูลคำสั่งจากอุปกรณ์ภายนอก เพื่อที่จะนำไปควบคุมการแสดงผล
- รีจิสเตอร์ข้อมูล เป็นรีจิสเตอร์ที่รับข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอก เพื่อที่จะถ่ายทอดต่อไปยังหน่วยความจำที่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลแสดงผล หรือเป็นการนำข้อมูลไปสร้างตัวอักษรเพิ่มเติมเข้าไปที่แรมเก็บตัวอักษร
- แรมเก็บข้อมูลแสดงผล (Display Data RAM: DDRAM) เป็นหน่วยความจำแรมที่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่ได้มาจากรีจิสเตอร์ DR ตัวควบคุมจะนำข้อมูลใน DDRAM นี้ไปเปิดตารางของตัวอักษรที่เก็บไว้ในหน่วยความจำรอม และแรมเก็บตัวอักษร เพื่อนำไปแสดงที่ตัวแสดงผล
- รอมเก็บตัวอักษร (Character Generator ROM: CGROM) เป็นหน่วยความจำรอมที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลตัวอักษร หรือสัญลักษณ์ที่สามารถอ่านออกไปแสดงที่ตัวแสดงผลได้ ซึ่งมีขนาด 7,200 บิต โดยจะถูกอ่านด้วยค่าของข้อมูลใน DDRAM
- แรมเก็บตัวอักษร (Character Generator RAM: CGRAM) เป็นหน่วยความจำแรมที่ใช้เก็บอักษรที่มีการสร้างเพิ่มเติมขึ้นมาใหม่ ในกรณีที่ตัวอักษรใน CGROM ไม่เพียงพอ มีขนาด 512 บิต การเขียน และอ่านค่าที่ไปใช้นั้นทำได้เช่นเดียวกับ CGROM คือเขียนข้อมูลลงใน DDRAM แล้วตัวควบคุมจะมาอ่านค่า CGRAM เอง
- แพลก BUSY (BUSY Flag) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แจ้งสถานะการทำงาน ของตัวควบคุมให้อุปกรณ์ภายนอกทราบว่า ตัวควบคุมพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือคำสั่งหรือไม่ ดังนั้นก่อนการส่งข้อมูลหรือคำสั่งมายังตัวควบคุมต้องตรวจสอบสถานะของ BUSY แพลกนี้เสียก่อน

### 2.5.2 การเขียนคำสั่ง และข้อมูลให้โมดูล LCD

การติดต่อกับโมดูล LCD 16 ตัวอักษรมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบคือ แบบ 8 บิต และแบบ 4 บิตโดยปกติจะมีการใช้แบบ 8 บิตมากกว่า แต่ถ้าหากมีข้อจำกัดเรื่องจำนวนพอร์ต ควรเลือกใช้แบบ 4 บิต ซึ่งจะมีขั้นตอนที่เพิ่มขึ้นเล็กน้อย แต่จะใช้สายสัญญาณเพียง 6 เส้นในขณะที่แบบ 8 บิต จะใช้สายจำนวน 10 เส้น

### 2.5.2.1 การต่อโมดูล LCD แบบ 8 บิต

จากภาพที่ 2.14 แสดงการเชื่อมโยงต่อโมดูล LCD กับ CPU แบบ 8 บิต ขา D0-D7 ของโมดูล LCD เชื่อมต่อกับขา RD0-RD7 ขา RS ต่อกับ RC0 และ E ต่อกับ RC1 ส่วนขา R/W ให้ต่อลงกราวนด์เพื่อให้ LCD สามารถทำงานในลักษณะเขียนข้อมูลอย่างเดียว ในขณะที่ขา  $V_0$  ต่ออยู่กับตัวต้านทาน 10 ค่ากิโห์ม เพื่อปรับความสว่างของจอแสดงผล



ภาพที่ 2.14 การต่อใช้งาน LCD แบบ 8 บิต

- การเขียนข้อมูลคำสั่งไปยังจอ LCD

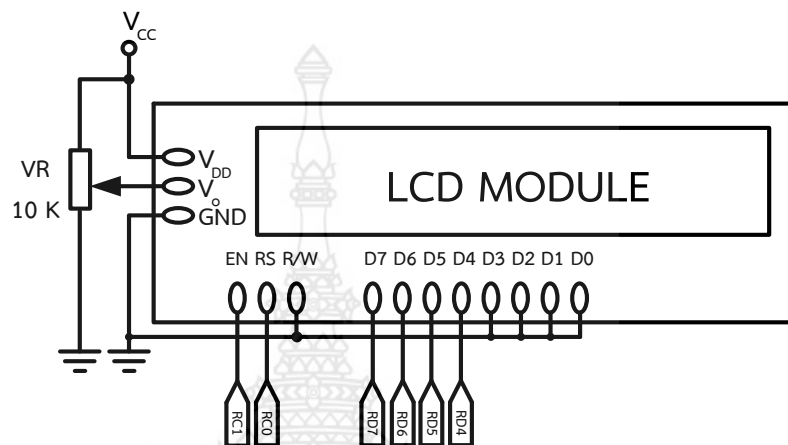
1. ทำให้ขา RS เป็น “0” เพื่อแจ้งให้โมดูลทราบว่า ข้อมูลที่ขา Data นั้นเป็นข้อมูลคำสั่ง
2. ส่งข้อมูลคำสั่งที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 8 เส้น
3. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E

- การเขียนข้อมูล (Data) เพื่อแสดงผลข้อมูล

1. ทำให้ขา RS เป็น “1” เพื่อแจ้งให้โมดูลทราบว่า ข้อมูลที่ขา Data นั้นเป็นข้อมูลที่จะแสดงผล
2. เขียนข้อมูลที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 8 เส้น
3. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E

### 2.5.2.2 การต่อโมดูล LCD แบบ 4 บิต

จากภาพที่ 2.15 จะเห็นได้ว่าขาของข้อมูลที่ใช้มีเพียง 4 เส้น คือ D4-D7 ซึ่งต่อเข้ากับ RD4-RD7 ของ CPU สำหรับ D0-D3 ของโมดูล LCD ให้ต่อลงกราวด์ ส่วนขา RS ต่อเข้ากับ RC0 และ E ต่อเข้ากับ RC1 ซึ่งจุดที่แตกต่างจากการต่อแบบ 8 บิต ในการเขียนโปรแกรม คือ ต้องทำการส่งข้อมูล 2 ครั้ง คือส่ง 4 บิตบนของข้อมูลก่อน จากนั้นจึงส่งข้อมูล 4 บิตล่างตามไป



ภาพที่ 2.15 การต่อใช้งาน LCD แบบ 4 บิต

- การเขียนข้อมูลคำสั่งไปยังจอ LCD

1. ทำให้ขา RS เป็น “0” เพื่อแจ้งให้โมดูลทราบว่า ข้อมูลที่ขา Data นั้นเป็นข้อมูลคำสั่ง
2. ส่งคำสั่ง 4 บิตบน (บิต 7-> บิต 4) ที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 4 เส้น
3. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E
4. ส่งคำสั่ง 4 บิตล่าง (บิต 3-> บิต 0) ที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 4 เส้น
5. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E

- การเขียนข้อมูล (Data) เพื่อแสดงผลข้อมูล

1. ทำให้ขา RS เป็น “1” เพื่อแจ้งให้โมดูลทราบว่า ข้อมูลที่ขา Data นั้นเป็นข้อมูลที่จะแสดงผล
2. ส่งคำสั่ง 4 บิตบน (บิต 7-> บิต 4) ที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 4 เส้น
3. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E
4. ส่งคำสั่ง 4 บิตล่าง (บิต 3-> บิต 0) ที่ต้องการไปยังขา Data ทั้ง 4 เส้น
5. ส่งพัลส์ Enable ไปยังขา E

## 2.5.2.3 คำสั่งในการควบคุมการทำงานของ LCD

## ตารางที่ 2.2 การควบคุมการแสดงผล LCD

รหัสคำสั่ง (ตัวเลขฐานสอง)										
คำสั่ง	RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X
3	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S
4	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B
5	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	X	X
6	0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X
7	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X
8	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X

\*X หมายถึง การกำหนดเป็นอะไรก็ได้ (don't Care)

อธิบายรายละเอียดคำสั่งจากตารางที่ 2.2

## 1. คำสั่งเคลียร์หน้าจอแสดงผล

- ข้อมูลคำสั่ง 0x01 ซึ่งเมื่อส่งข้อมูลคำสั่งนี้ไปยัง LCD จะเป็นการเขียนข้อมูลที่เป็นช่องว่างเข้าไปหน่วยความจำ DDRAM ซึ่งเป็นพื้นที่ๆใช้เก็บข้อมูลที่แสดงผลบนจอ LCD ซึ่งจะทำให้จอแสดงผลอยู่ในลักษณะว่างๆ หรือไม่แสดงผลใดๆ และจะทำให้เคอร์เซอร์กลับมาอยู่ ณ ตำแหน่งซ้ายสุดของจอแสดงผล

## 2. คำสั่ง Return Home

- ข้อมูลคำสั่ง คือ 0x02 เป็นคำสั่งควบคุมเคอร์เซอร์ไปแสดงผลในตำแหน่งซ้ายสุดของจอ LCD ซึ่งข้อมูลที่แสดงอยู่นั้นไปเปลี่ยนแปลง

## 3. คำสั่งกำหนดโหมดการป้อนข้อมูล

เป็นคำสั่งในการกำหนดการป้อนข้อมูล

- I/D เป็นบิตที่ใช้กำหนดการเพิ่มหรือลดลงของแอดเดรสที่ใช้แสดงผล (DDRAM) หลังจากมีการเขียนข้อมูลเข้าไปแสดงผล

“0” เท่ากับลดแอดเดรสลงหนึ่ง

“1” เท่ากับเพิ่มแอดเดรสขึ้นหนึ่ง

- S เป็นบิตที่ใช้กำหนดรูปแบบการแสดงผล

“0” เท่ากับเคอร์เซอร์เลื่อนไปทางขวามือเมื่อมีการเขียนอักษรขึ้นมาใหม่

“1” เท่ากับเคอร์เซอร์อยู่ที่เดิม แต่ตัวอักษรเลื่อนไปทางซ้ายเมื่อมีการเขียนตัวอักษรเข้ามาใหม่



#### 4. คำสั่งควบคุมลักษณะการแสดงผลของจอ LCD

เป็นคำสั่งในการกำหนดรูปแบบการทำงานของจอ LCD ซึ่งมี 3 ส่วนดังนี้คือ

- D เป็นบิตที่ใช้กำหนดการปิดเปิดจอแสดงผล

“0” เท่ากับปิดจอแสดงผล

“1” เท่ากับเปิดจอแสดงผล

- C เป็นบิตที่ใช้ควบคุมการแสดงผลของเคอร์เซอร์

“0” เท่ากับไม่แสดงเคอร์เซอร์

“1” เท่ากับแสดงเคอร์เซอร์

- B เป็นบิตที่กำหนดการแสดงตัวกระพริบของจอแสดงผล

“0” เท่ากับไม่แสดงตัวกระพริบ

“1” เท่ากับแสดงตัวกระพริบ

#### 5. คำสั่งควบคุมการเลื่อนเคอร์เซอร์ และ ตัวอักษร

เป็นคำสั่งควบคุมการเลื่อนตำแหน่งเคอร์เซอร์และตัวอักษรโดยมีรูปแบบการกำหนดต่างๆดังนี้

- S/C เป็นบิตที่ใช้กำหนดลักษณะของการเลื่อนว่าเป็นการเลื่อนเคอร์เซอร์หรือการเลื่อนตัวอักษร

“0” เท่ากับการเลื่อนเคอร์เซอร์

“1” เท่ากับการเลื่อนตัวอักษร

- R/L เป็นบิตที่กำหนดทิศทางการเลื่อนข้อมูล ไปทางซ้ายหรือขวา

“0” เท่ากับเลื่อนซ้าย

“1” เท่ากับเลื่อนขวา

#### 6. คำสั่งกำหนดฟังก์ชันการทำงานของ LCD

เป็นคำสั่งกำหนดฟังก์ชันในการทำงานต่างๆของ LCD ซึ่งมีการกำหนดค่าต่างๆนี้

- DL เป็นโหมดที่ใช้ในการติดต่อกับ LCD

“0” เท่ากับกำหนดการทำงานเป็นโหมด 4 บิต

“1” เท่ากับกำหนดการทำงานเป็นโหมด 8 บิต

- N เป็นบิตที่ใช้กำหนดบรรทัดที่ต้องการแสดง

“0” เท่ากับแสดงผลเป็น 1 บรรทัด

“1” เท่ากับแสดงผลเป็น 2 บรรทัดขึ้นไป

- F ใช้กำหนดความละเอียดของตัวอักษรที่ต้องการแสดงผล

“0” เท่ากับแสดงผลแบบ 5x7 จุด

“1” เท่ากับแสดงผลแบบ 5x10 จุด

### 7. คำสั่งเลือกแอดเดรสของ CGRAM

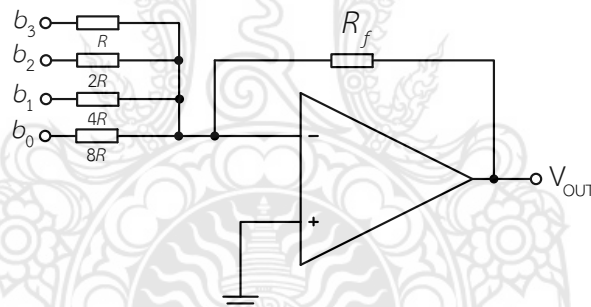
เป็นคำสั่งกำหนดตำแหน่งแอดเดรสของ CGRAM ที่ต้องการติดต่อโดยจะตั้งกำหนดให้บิต D7 เป็น “0” และบิต D6 เป็น “1” ส่วนในบิตที่เหลือ D5-D0 จะเป็นค่าตำแหน่งแอดเดรสของ CGRAM จะต้องมีการกำหนดแอดเดรสตรงนี้เสียก่อน

### 8. คำสั่งเลือกแอดเดรสของ DDRAM

- สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าที่ D7 เป็น “1” จากนั้นอีก 6 บิตที่เหลือจะเป็นค่าแอดเดรสของ DDRAM

## 2.6 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

หลักการเบื้องต้นของการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (Digital to Analog Converter) [7] อาศัยหลักการง่ายๆ คือ ตำแหน่งของเลขฐาน 2 ที่คิดตามความสำคัญของบิตจะต้องมีค่าเท่ากับกับระดับของสัญญาณแอนะล็อก (V) ที่เกิดขึ้น เช่น ที่บิต 0 จะมีค่าของขนาดแรงดันเท่ากับ  $2^0 = 1 \times V$  บิตที่ 1 จะมีค่าแรงดันเท่ากับ  $2^1 = 2 \times V$  บิตที่ 2 มีค่าระดับแรงดันเท่ากับ  $2^2 = 4 \times V$ , และบิตที่ n จะมีค่าระดับแรงดันเท่ากับ  $2^n \times V$  โวลต์ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกพื้นฐานที่นิยมใช้มีอยู่ 2 แบบคือ แบบ Weighted Resistor และแบบ R – 2R Ladder



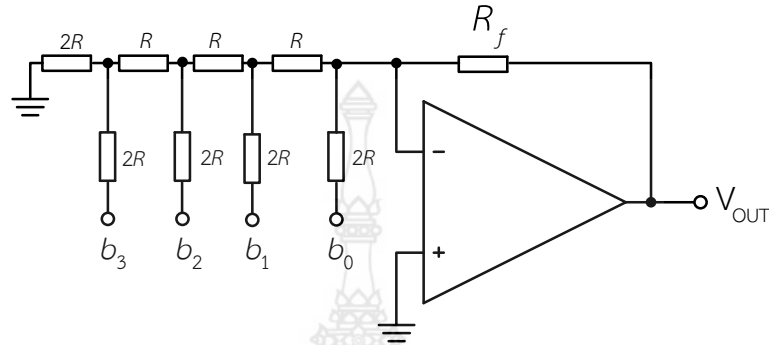
ภาพที่ 2.16 วงจร Weighted – Resistor ขนาด 4 บิต

จากภาพที่ 2.16 เป็นวงจรแบบ Weighted – Resistor ขนาด 4 บิต จากวงจรจะเห็นว่า เป็นวงจรรวมสัญญาณแบบกลับเฟส แต่ค่าความต้านทานที่อินพุตของแต่ละบิตจะมีค่าต่างกัน ซึ่งสามารถคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตของวงจรนี้ได้จาก

$$V_{out} = -R_f \left( \frac{b_3}{R} + \frac{b_2}{2R} + \frac{b_1}{4R} + \frac{b_0}{8R} \right) \quad (2-5)$$

โดย  $b_0$  ถึง  $b_3$  เป็นสัญญาณดิจิทัลซึ่งมีเพียงลอจิก 0 และลอจิก 1 โดยที่ลอจิก 0 หมายถึงการต่ออินพุตนั้นลงกราวด์ ส่วนลอจิก 1 หมายถึงต่อกับค่าแรงดันที่ต้องการ เช่น แรงดัน 5 โวลต์ เป็นต้น

วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกแบบ R – 2R Ladder จะใช้ความต้านทานเพียงสองค่ามาต่อเป็นข่ายงานที่เรียกว่า R – 2R Ladder โดยค่าความต้านทานสองค่านี้จะมีความแตกต่างกันเท่าตัว ซึ่งการไหลของกระแสจากข้อมูลที่บิตต่างๆมาที่เอาต์พุตนั้น จะมีค่าตามความสำคัญของบิต วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกแบบ R – 2R Ladder ดังแสดงในภาพที่ 2.17

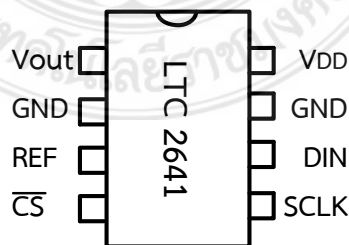


ภาพที่ 2.17 วงจร R – 2R Ladder ขนาด 4 บิต

ซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจร R – 2R Ladder สามารถหาได้จาก

$$V_{out} = -R_f \left( \frac{b_3}{2R} + \frac{b_2}{4R} + \frac{b_1}{8R} + \frac{b_0}{16R} \right) \quad (2-6)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกเป็นแบบ R – 2R Ladder โดยวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกนี้จะอยู่ในไอซีเบอร์ LTC 2641 ของบริษัท LINEAR TECHNOLOGY ไอซีเบอร์นี้เป็นไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกที่มีความละเอียด 16 บิต รับข้อมูลดิจิทัลอินพุตแบบอนุกรม และสัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดัน โดยมีตำแหน่งขาใช้งานต่างๆ ดังภาพที่ 2.18 ส่วนการทำงานของแต่ละขาได้อธิบายไว้ในตารางที่ 2.3



ภาพที่ 2.18 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ LTC 2641

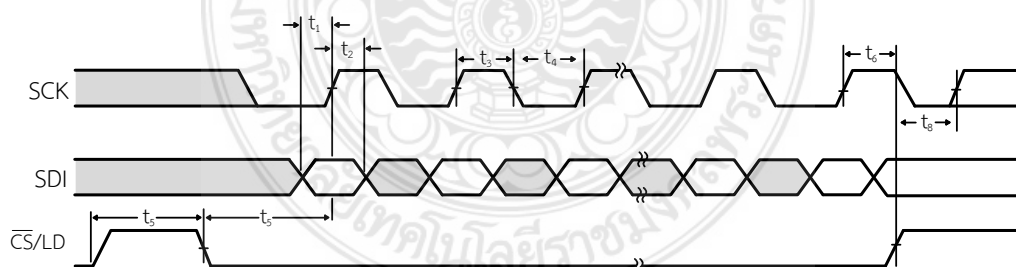
ตารางที่ 2.3 ตำแหน่งขา และหน้าที่การทำงานของ LTC 2641

ขา	สัญลักษณ์	หน้าที่การทำงาน
1	V <sub>DD</sub>	แรงดันไฟเลี้ยง
2	GND	กราวด์
3	REF	แรงดันอ้างอิง
4	$\overline{\text{CS}}$	Chip select Input จะทำงานที่ลอกจาก Low เพื่อที่จะ Enable Clock และ Data
5	SCLK	รับสัญญาณ Clock (SPI) จากภายนอกเข้ามา
6	DIN	เป็นขา Data สำหรับรับข้อมูลแบบ Serial จากภายนอกเข้ามา
7	GND	กราวด์
8	V <sub>DD</sub>	แรงดันไฟเลี้ยง

สามารถคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการที่ (2-7)

$$V_{out} = \left( \frac{k}{65,535} \right) V_{REF} \quad (2-7)$$

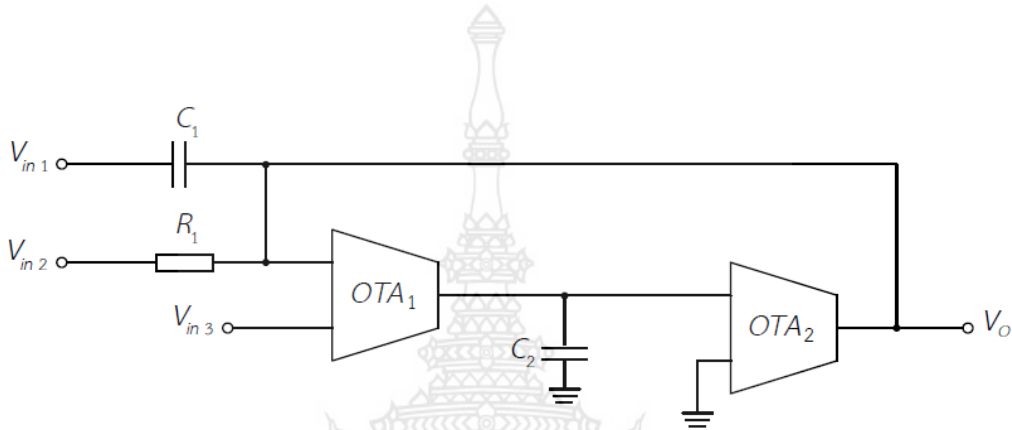
โดย  $k$  คือตัวเลขฐานสิบที่แปลงค่ามาจาก 10 บิตของส่วนข้อมูล (INPUT CODE) และไดอะแกรมเวลาการทำงานของ LTC 2641 แสดงดังภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.19 ไดอะแกรมเวลาของ LTC 2641

## 2.7 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Voltage-Mode Universal Filter Using OTAs) [8] เป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถให้ฟังก์ชันโอนย้ายได้หลายชนิดในวงจรเดียว โครงสร้างของวงจรแสดงดังภาพที่ 2.20 โดยที่  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  เป็นกระแสไบอัสของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ และอาศัยคุณสมบัติของ OTA จะได้แรงดันเอาต์พุตดังแสดงในสมการที่ 2-8



ภาพที่ 2.20 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน

$$V_o = \frac{V_{in1}s^2C_1C_2 + V_{in2}sC_2G_1 + V_{in3}g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2G_1 + g_{m1}g_{m2}} \quad (2-8)$$

โดยที่  $G_1 = 1/R_1$  จากสมการที่ (2-8) สามารถเลือกอินพุตในลักษณะการควบคุมด้วยดิจิตอลได้ตามตารางที่ 2.4 ซึ่งพบว่าวงจรกรองความถี่สามารถให้ผลตอบสนองได้ครบทั้งหมดซึ่งความถี่โพลและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรดังกล่าวดังแสดงในสมการ 2-9 และ 2-10

ตารางที่ 2.4 การเลือกค่าแรงดันอินพุตเพื่อให้ได้ผลตอบสนองของแต่ละฟังก์ชัน

$V_1$	$V_2$	$V_3$	เอาต์พุตที่ได้
0	1	0	ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน (BP)
1	0	0	ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน (HP)
0	0	1	ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน (LP)
1	0	0	ฟังก์ชันกรองแถบความถี่หยุด (BR)
1	-1	1	ฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่าน (AP)

$$\omega_0 = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (2-9)$$

$$Q_0 = R_1 \sqrt{\frac{C_1g_{m1}g_{m2}}{C_2}} \quad (2-10)$$

เมื่อ  $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$  แทนค่า  $g_m$  ลงในสมการที่ (2-9) และสมการที่ (2-10) ดังแสดงในสมการที่ (2-11) และสมการที่ (2-12)

$$\omega_0 = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (2-11)$$

$$Q_0 = \frac{R_1}{2V_T} \sqrt{\frac{C_1I_{B1}I_{B2}}{C_2}} \quad (2-12)$$

จากสมการที่ (2-11) และ (2-12) พบว่าสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ได้อย่างอิสระไม่ขึ้นกับความถี่โพล และแบนด์วิธของวงจรถหาได้จากสมการที่ (2-13)

$$BW = \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{1}{R_1C_1} \quad (2-13)$$

จากสมการที่ (2-13) แบนด์วิธของวงจรถหาสามารถปรับอย่างเป็นเชิงเส้นผ่าน  $R_1$  นอกจากนี้วงจรถหานี้ยังสามารถให้ค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงได้ด้วยการปรับ  $R_1$  ให้มีค่ามากๆ

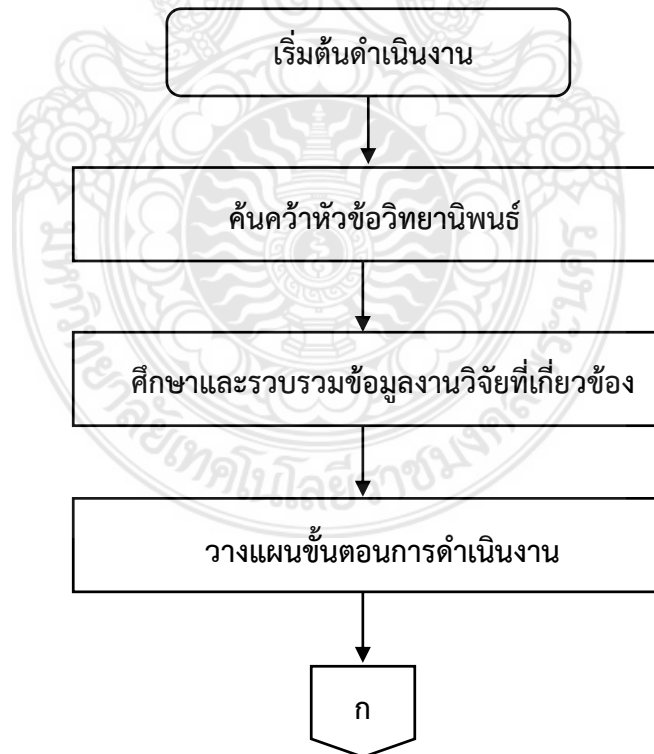
### บทที่ 3

#### การออกแบบและการดำเนินการสร้าง

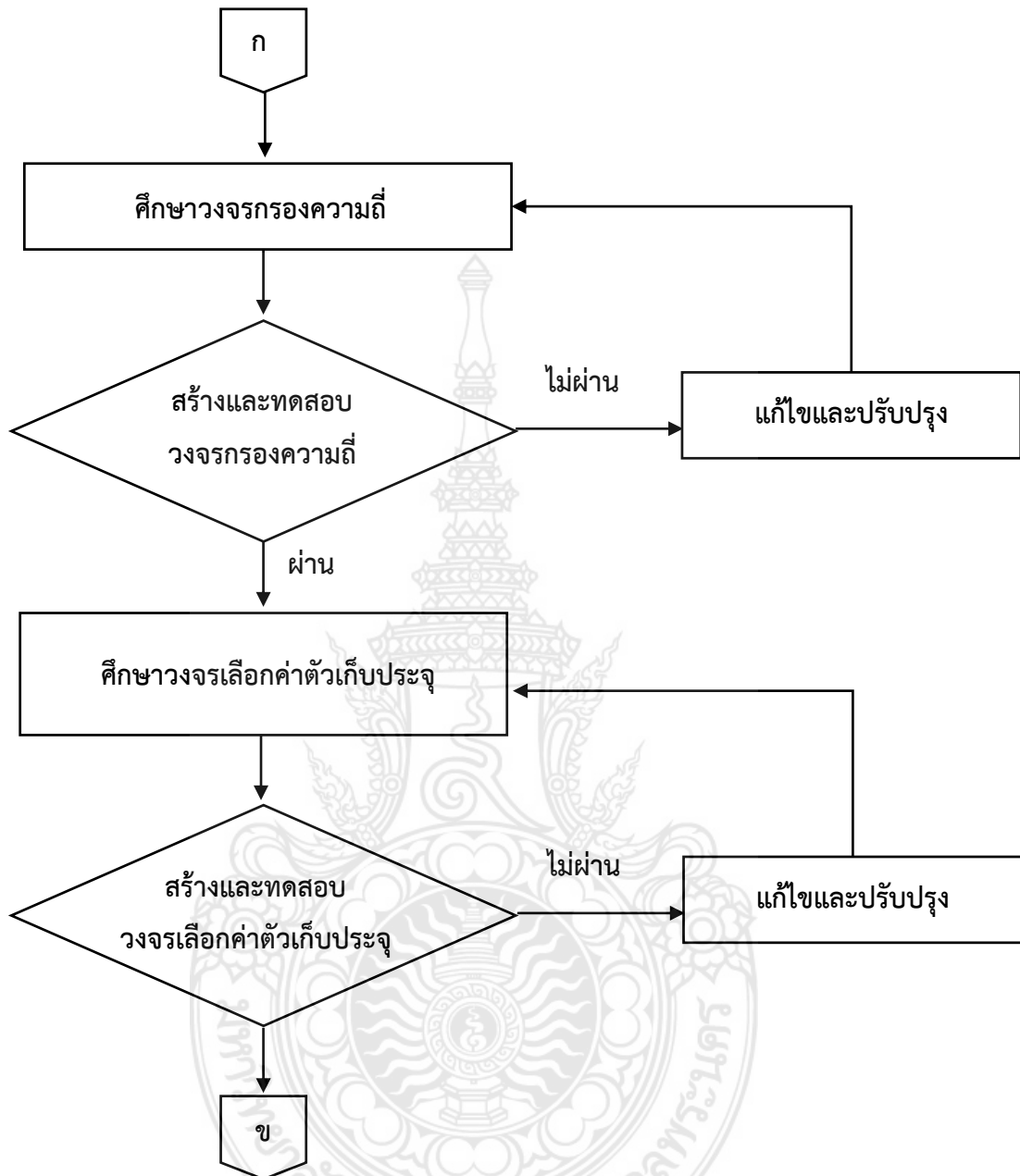
ในบทนี้จะนำเสนอการดำเนินการ และขั้นตอนออกแบบสร้างเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ โดยทำการศึกษาทฤษฎีที่สำคัญต่างๆ มาแล้วในบทที่ 2 ให้เป็นไปตามแผนการทำงานและวัตถุประสงค์ที่ได้วางไว้ซึ่งมีตามขั้นตอนดังนี้

- 3.1 แผนผังการดำเนินงาน
- 3.2 การออกแบบเครื่องกรองความถี่
- 3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่
- 3.4 การออกแบบวงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ
- 3.5 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก
- 3.6 การออกแบบวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส
- 3.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ และการเชื่อมต่อ
- 3.8 โครงสร้างเครื่องกรองความถี่

#### 3.1 แผนผังการดำเนินงาน

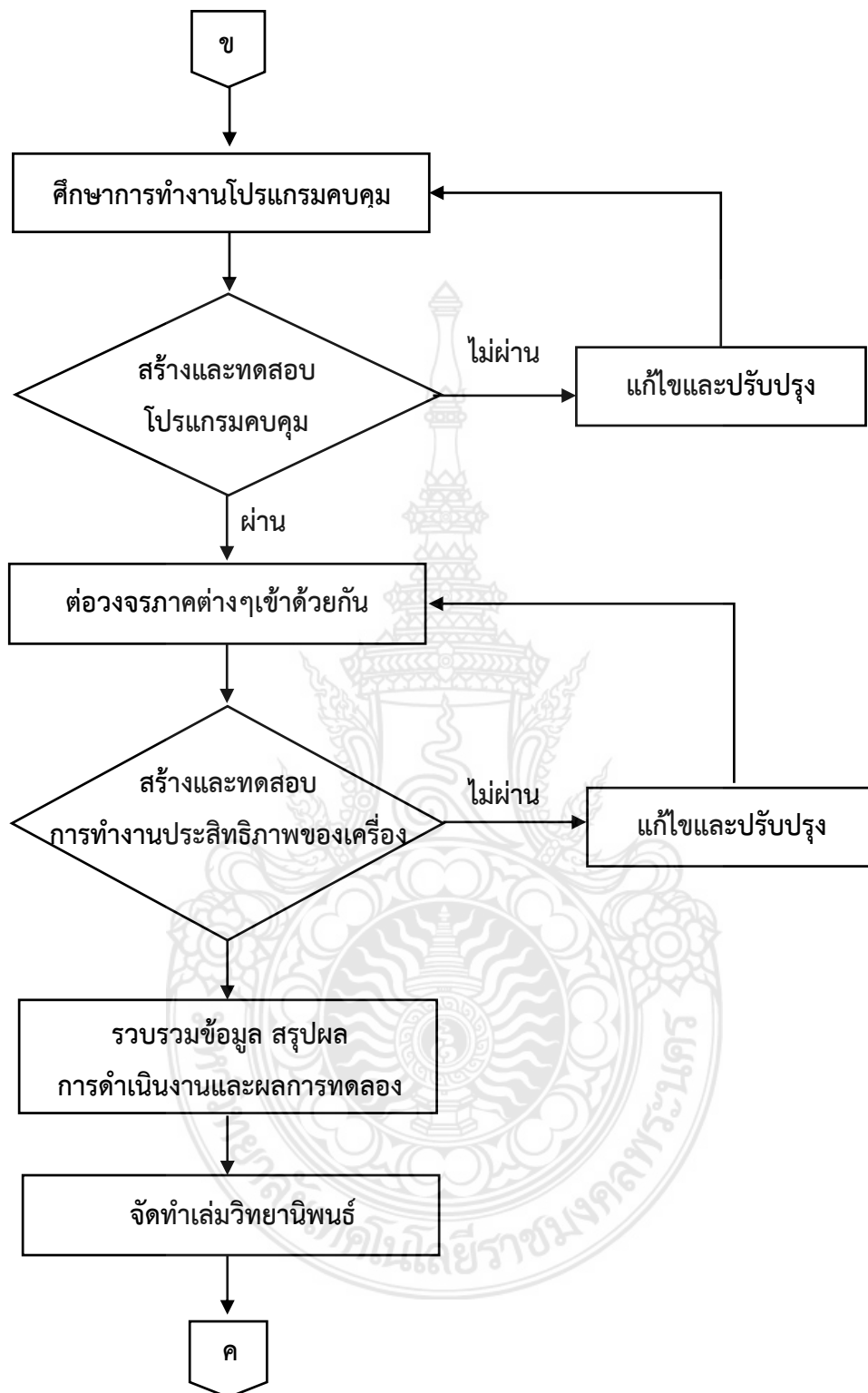


ภาพที่ 3.1 แสดงแผนผังการดำเนินงาน

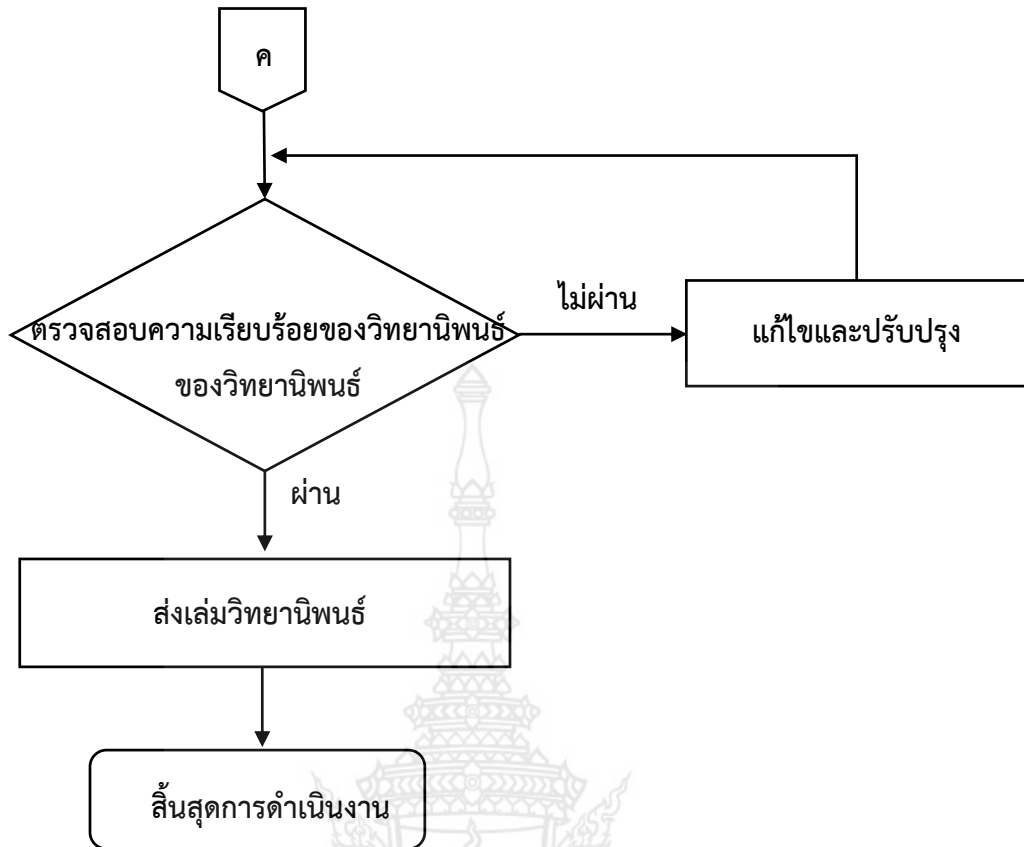


ภาพที่ 3.1 แสดงแผนผังการดำเนินงาน (ต่อ)





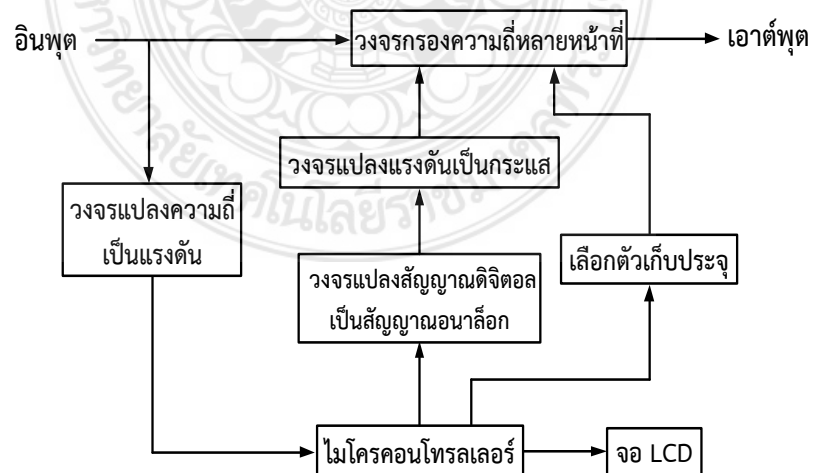
ภาพที่ 3.1 แสดงแผนผังการดำเนินงาน (ต่อ)



ภาพที่ 3.1 แสดงแผนผังการดำเนินงาน (ต่อ)

### 3.2 การออกแบบเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้

เครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้ สามารถอธิบายหลักการทำงานด้วยผังการทำงาน ดังแสดงในภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 ผังการทำงานของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้

จากหลักการทำงานที่ของเครื่องกรองความถี่ดังแสดงในภาพที่ 3.2 พบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำมาใช้ ต้องเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่รองรับการปรับความถี่ศูนย์กลางด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ควรมีค่าตัวประกอบคุณภาพมากกว่า 5 และมีค่าความผิดพลาดในการเซ็ทความถี่ศูนย์กลางไม่น้อยกว่า 2%

### 3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่

ด้วยความต้องการของวงจรกรองความถี่ที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงเลือกใช้วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายไอออน (Voltage-Mode Universal Filter Using OTAs) [8] เป็นวงจรกรองความถี่ของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้

จากสมการที่ (2-8) เมื่อทำการเลือกใช้งานฟังก์ชันการกรองความถี่แบนด์พาส ตามตารางที่ 2.4 กำหนดให้  $V_1 = V_3 = 0$  และ  $V_2 = V_{in}$  ดังแสดงในสมการที่ (3-1)

$$V_o = \frac{V_2 s C_2 G_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 G_1 + g_{m3} g_{m4}} \quad (3-1)$$

จากสมการที่ (3-1) เพื่อความสะดวกต่อการออกแบบ กำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$ ;  $G_1 = g_{m1} = g_{m2} = g_1$  และ  $g_{m3} = g_{m4} = g_2$  ดังแสดงในสมการที่ (3-2)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sg_1/C}{s^2 + \frac{g_1}{C} + \frac{g_2^2}{C^2}} \quad (3-2)$$

จากสมการที่ (3-2) ทำการ Impedance scaling ดังแสดงในสมการที่ (3-3) และสมการที่ (3-4)

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{g_1}{C} \quad (3-3)$$

$$g_1 = \frac{2\pi f_c C}{Q_p}; \omega_p = 2\pi f_c \quad (3-4)$$

จากสมการที่ (3-2) เมื่อทำการ Frequency Scaling จะได้เป็นสมการที่ (3-5) และ สมการที่ (3-6)

$$\omega_p = \frac{g_2}{C} \quad (3-5)$$

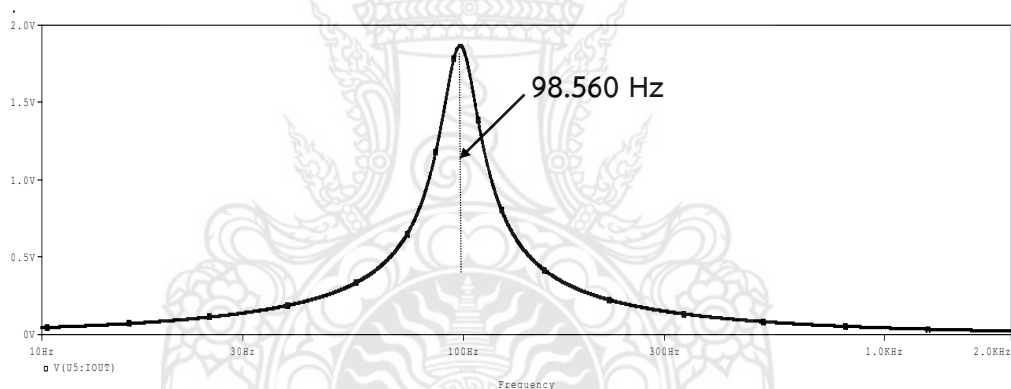
$$g_2 = 2\pi f_c C ; \omega_p = 2\pi f_c \quad (3-6)$$

เลือกใช้โอทีเอเบอร์ LT1228 ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับค่าความนำถ่ายโอน ดังแสดงในสมการที่ (3-7)

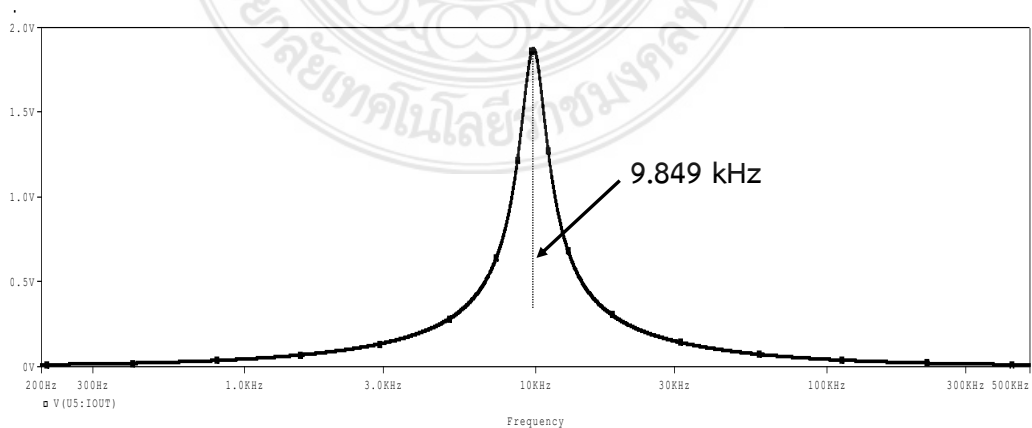
$$g = 10 * I_{bias} \quad (3-7)$$

จากสมการที่ (3-4) และสมการที่ (3-6) ได้ความถี่คัตออฟ 10 kHz และพารามิเตอร์ต่างๆ มีค่าดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $C = 10 \text{ nF}$  จะได้ค่ากระแส  $i_{b1} = i_{b2} = 12.6 \mu\text{A}$  และ  $i_{b3} = i_{b4} = 62.8 \mu\text{A}$

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของเครื่องกรองความถี่ที่น่าเสนอ จึงได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดให้ OTA ทำงานที่แรงดัน  $\pm 12\text{V}$  ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  โดยมีขนาดแรงดันอินพุตมีเท่ากับ  $2 V_{pp}$  และตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 100 Hz และ 10 kHz ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในภาพที่ 3.3 และภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.3 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 100 Hz



ภาพที่ 3.4 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 10 kHz

จากผลการจำลองการทำงานดังแสดงในภาพที่ 3.3 และภาพที่ 3.4 สามารถคำนวณค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่คัตออฟ ดังแสดงในสมการที่ (3-8)

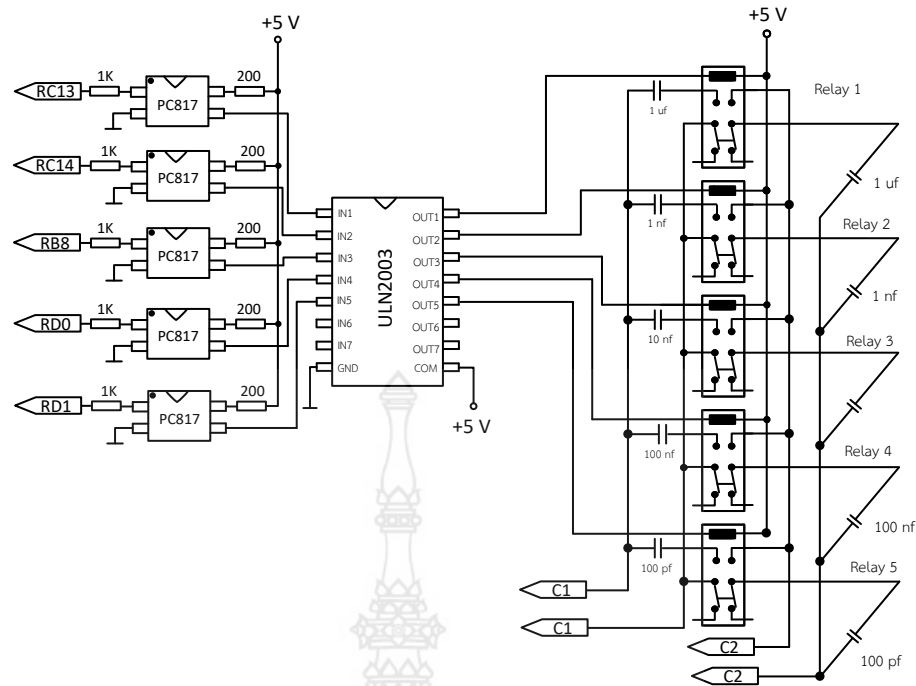
$$\% \text{ Error} = \left( \frac{\text{Input Frequency} - \text{Center Frequency}}{\text{Input Frequency}} \right) \times 100 \quad (3-8)$$

จากสมการที่ (3-8) ถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 100 Hz ค่าความถี่คัตออฟดังแสดงในภาพที่ 3.3 มีค่าเท่ากับ 98.56 Hz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.44 % และถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 10 kHz ค่าความถี่คัตออฟดังแสดงในภาพที่ 3.4 มีค่าเท่ากับ 9.849 kHz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.51 %

จากผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ที่มีรูปแบบการตอบสนองทางความถี่ตามทฤษฎีของวงจรกรองความถี่แบบแบนด์พาส และมีค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่คัตออฟโดยเฉลี่ยเท่ากับ 1.46% ซึ่งเป็นไปตามขอบเขตที่ตั้งไว้ คือจะต้องมีค่าความผิดพลาดไม่เกิน  $\pm 3\%$  จากค่าที่กำหนดไว้สามารถนำวงจรนี้มาใช้ในเครื่องกรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ได้

### 3.4 การออกแบบวงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ

เนื่องจากโอทีเอทีที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต้องควบคุมการทำงานได้ด้วยกระแส  $I_B$  ซึ่งกระแส  $I_B$  ที่ใช้ต้องมีค่าตั้งแต่ 10  $\mu\text{A}$  ถึง 1 mA ทำให้ความถี่คัตออฟที่สามารถเลือกได้นั้นจะอยู่ในช่วงที่จำกัดเพราะค่า  $I_B$  นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าความจุของตัวเก็บประจุดังในสมการที่ (3-6) ดังนั้นเพื่อที่จะขยายย่านความถี่คัตออฟให้กว้างขึ้น จึงต้องมีการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุทุกหนึ่งช่วง Decade ซึ่งในการที่เราจะเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุในแต่ละ Decade นั้น เราจะต้องใช้รีเลย์เป็นสวิตซ์ในการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ วงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุนั้นจะประกอบด้วยไอซีเบอร์ ULN2003 ซึ่งเป็นไอซี DARLINGTON- Arrays นำมาใช้สำหรับขับรีเลย์ แต่การเปลี่ยนหน้าสัมผัสรีเลย์จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเข้ามาที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ การรบกวนนี้จะทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ทำงานผิดพลาด จึงต้องแก้ไขด้วยการใช้ออปโตคัปเปิล เบอร์ PC817 ซึ่งจะเป็นตัวแยกกราวด์ของวงจรควบคุม และกราวด์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ออกจากกัน วงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุแสดงดังภาพที่ 3.4



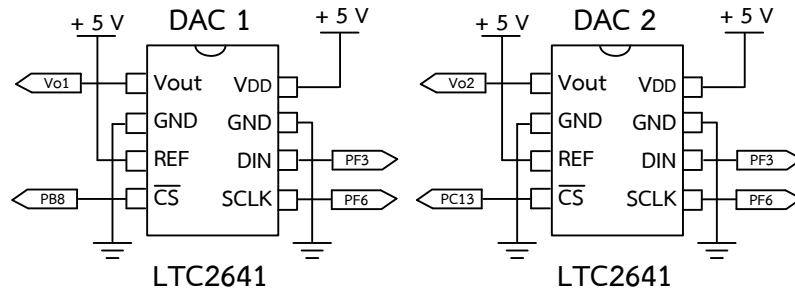
ภาพที่ 3.5 วงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ

จากวงจรในภาพที่ 3.5 ขั้วของ RC13 ถึง RD1 ของวงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุนั้น จะต่ออยู่กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณอินพุตจาก 74HC273 นั้นมีสถานะเป็น “0” ทำให้ไม่มีกระแสไหลไปยัง PC817 ทำให้เอาต์พุตของ ULN2003 นั้นยังคงแรงมีดัน 5 V ดังนั้นจึงจะไม่มีกระแสไหลผ่านรีเลย์ ซึ่งจะทำให้รีเลย์ไม่ทำงาน และเมื่อสัญญาณอินพุตมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ จะมีการเปลี่ยนสถานะเป็น “1” ทำให้มีกระแสไหลไปยัง PC817

ซึ่งกระแสจากเอาต์พุตของ PC817 จะไหลไปยังอินพุตของ ULN2003 และเอาต์พุตของ ULN2003 เปลี่ยนระดับแรงดันจาก 5 V เป็น 0 V กระแสจึงสามารถไหลผ่านรีเลย์ได้ ส่งผลให้รีเลย์จึงทำงานเปลี่ยนหน้าสัมผัสจาก NC เป็น NO

### 3.5 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

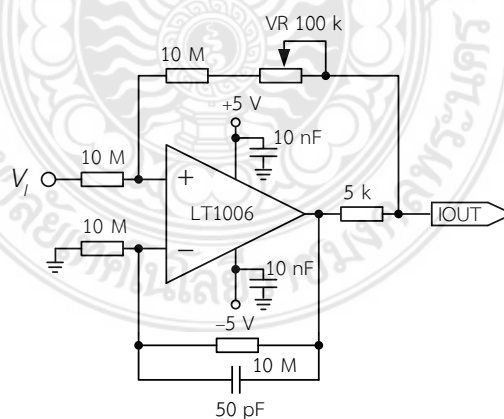
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลที่รับจากไมโครคอนโทรลเลอร์ไปเป็นสัญญาณแอนะล็อก เพื่อใช้ในการปรับกระแสไบแอสของโอทีเอ โดยวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกนี้ จะใช้ไอซีเบอร์ LTC 2641 ซึ่งเป็นของบริษัท LINEAR TECHNOLOGY เป็นไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกขนาด 16 บิต โดยรับสัญญาณอินพุตแบบอนุกรม ดังแสดงในภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก

### 3.6 การออกแบบวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

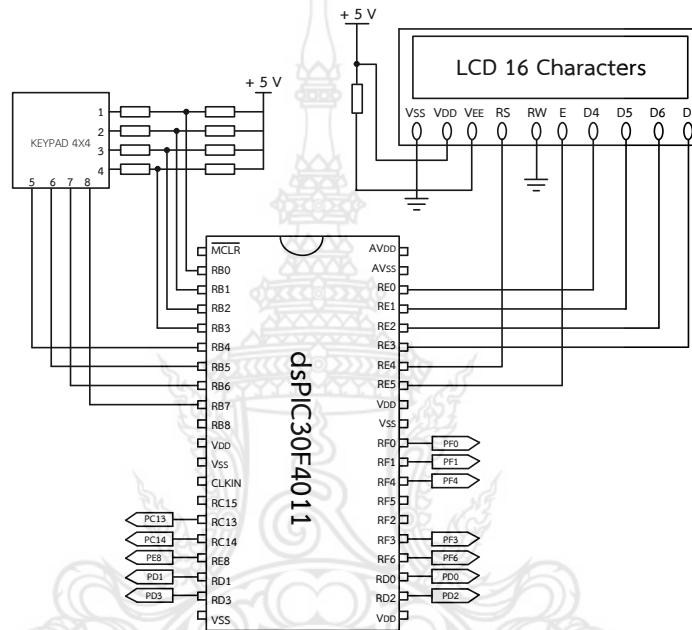
จากความต้องการของไอทีเอทีที่ต้องการใช้กระแสไบแอสในการควบคุม จึงต้องใช้วงจรที่สามารถแปลงแรงดันมาเป็นกระแสได้ โดยที่แรงดันที่จะนำมาเป็นอินพุตของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสนี้จะถูกส่งมาจากเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ซึ่งจะมีค่าระดับแรงดันตั้งแต่ 0 V ถึง +5 V วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่เหมาะสมกับการใช้งานจะเป็นวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันแบบโวลตกราวนด์ วงจรดังในภาพที่ 3.7 ซึ่งจะต้องใช้ตัวกันทั้งหมด 4 ชุด โดยกระแสเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับ  $\frac{VC}{5K}$  เพราะฉะนั้นกระแสเอาต์พุตที่นำไปไบแอสไอทีเอทีจึงสามารถปรับได้ตั้งแต่ 1  $\mu$ A ถึง 1 mA



ภาพที่ 3.7 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

### 3.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์ และการเชื่อมต่อ

ไมโครคอนโทรลเลอร์ถูกนำมาใช้ในการควบคุมการทำงานต่างๆ ของเครื่องกรองความถี่ ดังนั้นจึงต้องมีการเชื่อมต่อระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์ภายนอก โดยผ่านทางพอร์ตอินพุต และพอร์ตเอาต์พุตต่างๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์มีพอร์ตอินพุต และเอาต์พุตอยู่ทั้งหมด 5 พอร์ต นอกจากนี้การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องอาศัยสัญญาณนาฬิกาในการทำงาน ซึ่งใช้คริสตัล 4 MHz ร่วมกับตัวเก็บประจุเป็นตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา ดังในภาพที่ 3.8 ซึ่งแสดงการเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์เชื่อมต่อต่างๆ รวมทั้งวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา

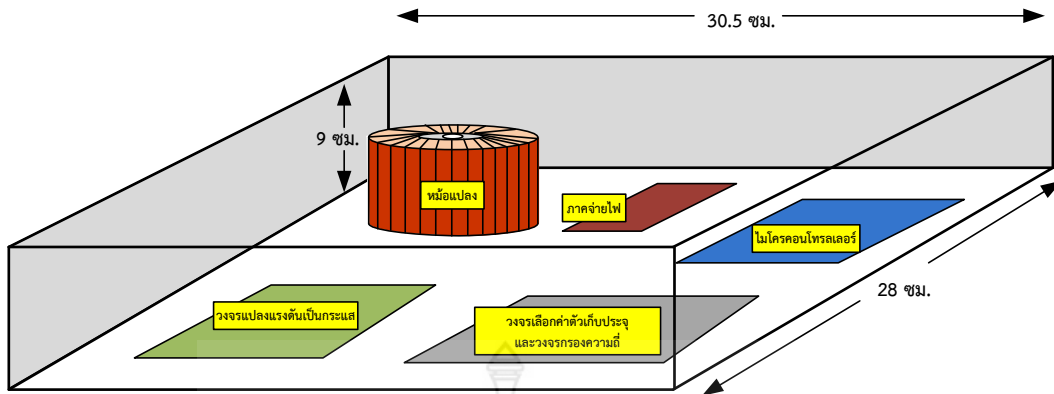


ภาพที่ 3.8 การเชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์กับอุปกรณ์ภายนอก

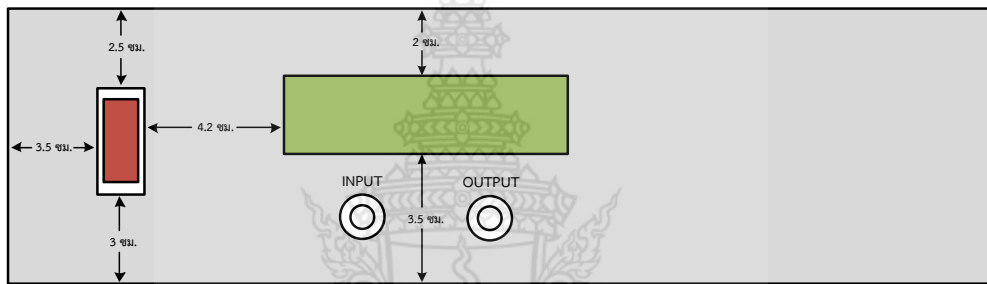
### 3.8 โครงสร้างเครื่องกรองความถี่

เมื่อทำการปรับปรุงแก้ไขวงจรจนสามารถทำงานร่วมกันได้อย่างดีแล้ว จึงทำการประกอบแผ่นวงจรพิมพ์ต่างๆ ที่ได้ออกแบบไว้ และทำการวางวงจรเพื่อประกอบกล่อง ตามแบบที่ร่างไว้ โดยใช้กล่องเหล็กยัดน็อตด้านข้างกล่อง และใช้แผ่นอะคริลิกเพื่อรองด้านในกล่องระหว่างแผ่นวงจรกับพื้นกล่อง โดยขนาดของกล่อง การวางวงจร ตัวเครื่องด้านหน้า และตัวเครื่องด้านหลังนั้น ดังแสดงในภาพที่ 3.9, 3.10, 3.11 และ 3.12

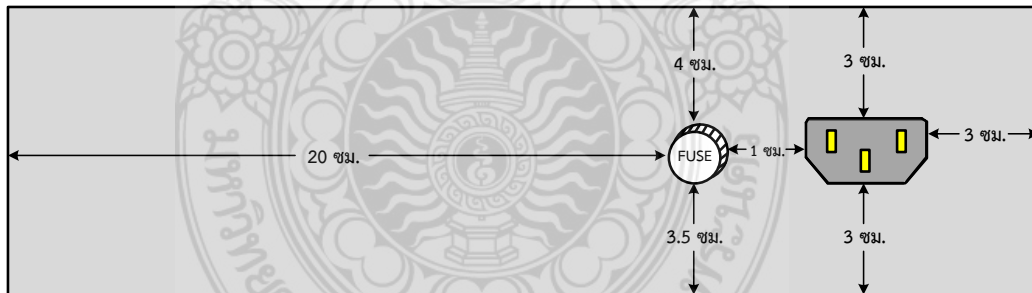




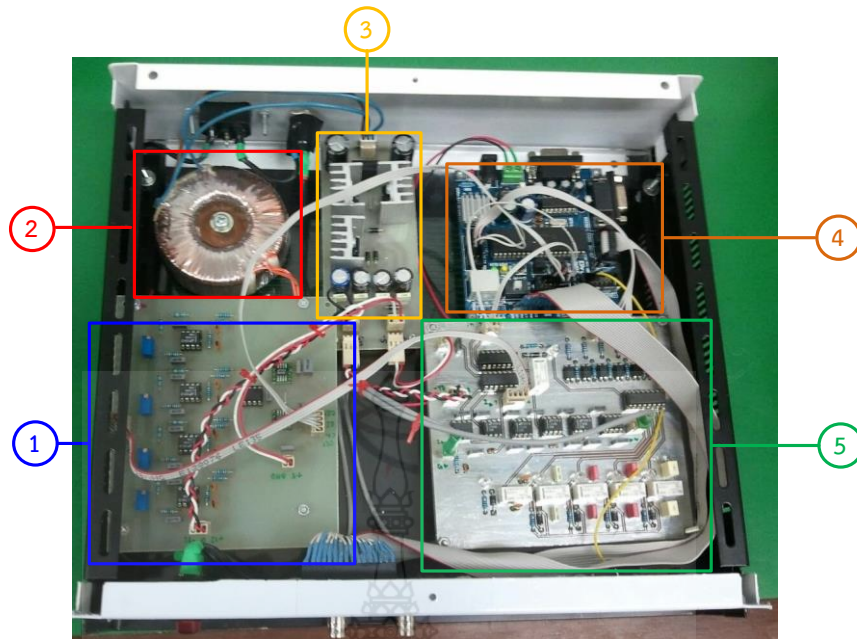
ภาพที่ 3.9 ขนาดกล่อง และการวางวงจร



ภาพที่ 3.10 การวางอุปกรณ์ตัวเครื่องด้านหน้า



ภาพที่ 3.11 การวางอุปกรณ์ตัวเครื่องด้านหลัง



ภาพที่ 3.12 ภายในเครื่องกรองความถี่

จากภาพที่ 3.12 หมายเลขที่แสดงตำแหน่งการวางอุปกรณ์ในภาพ คือ 1.วงจรแปลงแรงดันเป็น-กระแส 2.หม้อแปลง 3.วงจรแหล่งจ่ายไฟ 4.ไมโครคอนโทรลเลอร์ 5.วงจรกรองความถี่ เลือกรินพุต และเลือกค่าตัวเก็บประจุ



## บทที่ 4

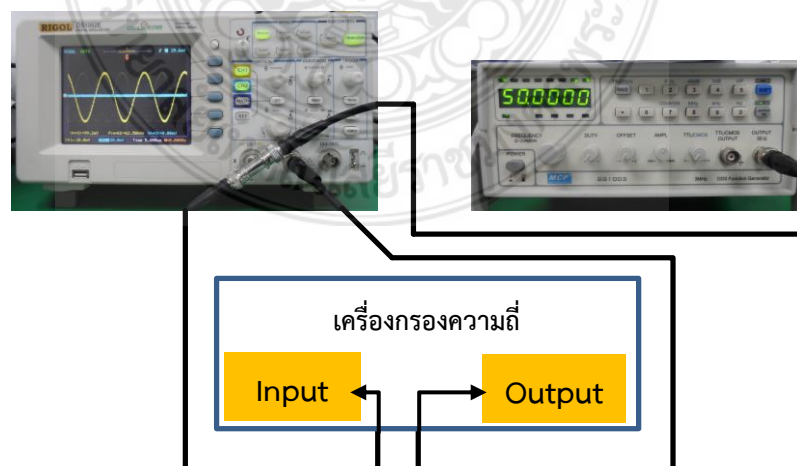
### ผลการดำเนินงานและการทดสอบ

จากการดำเนินการสร้างเครื่องกรองความถี่ที่ได้กล่าวในบทที่ 3 นั้น ในบทนี้จะนำเสนอการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้ โดยใช้วงจรถ่ายโคมิเตอร์ ซึ่งจะมีการทดสอบอยู่ 6 ส่วนด้วยกัน คือ

- 4.1 ทดสอบค่าความผิดในการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่
- 4.2 ทดสอบรูปแบบการตอบสนองทางความถี่
- 4.3 ทดสอบหาค่าตัวประกอบคุณภาพ
- 4.4 ทดสอบหาค่าความถี่สูงสุด
- 4.5 ทดสอบวัดหาค่าแรงดันอินพุตสูงสุด
- 4.6 สรุปผลการทดสอบเครื่องกรองความถี่

#### 4.1 ทดสอบค่าความผิดพลาดในการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่

การทดสอบค่าผิดพลาดของเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้ โดยใช้วงจรถ่ายโคมิเตอร์นั้น จะต้องทำการวัดความถี่ด้วยการนำเครื่องมือมาตรฐานที่สามารถวัดค่าความถี่และขนาดของสัญญาณได้มาทำการวัด ในการทดสอบจะใช้ออสซิลโลสโคปเป็นเครื่องมือในการทดสอบ และใช้ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์เป็นเครื่องกำเนิดสัญญาณป้อนเข้าที่อินพุต โดยลักษณะการต่อวงจรเพื่อทดสอบค่าความถี่คือต่อฟจะต่อสัญญาณจากขั้ว OUT ของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์เข้าไปที่ขั้ว IN ของเครื่องกรองความถี่ที่สร้างและเข้าที่ช่อง CH1 ของออสซิลโลสโคป และวัดสัญญาณจากขั้ว OUT ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องกรองความถี่เข้ากับช่อง CH2 ของออสซิลโลสโคป ดังแสดงในภาพที่ 4.1 และนำค่าที่อ่านได้จากทั้งเครื่อง 2 นำมาหาเปอร์เซ็นต์ผิดพลาด



ภาพที่ 4.1 การต่อทดสอบค่าความผิดในการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่

สูตรที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความผิดพลาดของความถี่คัตออฟ คือ

$$\text{Error (\%)} = \left| \frac{f_i - f_o}{f_i} \right| \times 100 \quad (4-1)$$

โดยที่

$f_i$  คือ ความถี่ที่กำหนด

$f_o$  คือ ความถี่ที่อ่านจากออสซิลโลสโคป

ซึ่งผลการทดสอบการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่ ที่การกรองความถี่แบบต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่

ค่าความถี่ที่กำหนด (Hz)	ค่าความถี่ที่อ่านจากออสซิลโลสโคป (Hz)				ค่าความผิดพลาด (%)
	วัดครั้งที่1	วัดครั้งที่2	วัดครั้งที่3	เฉลี่ยรวม	
10	10.26	10.23	10.25	10.25	2
50	49.1	50.95	51.05	50.37	1.96
100	102.5	98	102.4	100.97	2.57
300	306.6	305.7	293.7	302	2.1
500	505.5	506	507.22	506.24	1.98
700	687.4	711.2	712.6	703.73	1.8
900	919.26	918	917.1	918.12	2.14
1 k	1.01 k	986	987	994.33	1.9
3 k	2.93 k	3.07 k	3.06 k	3.2 k	1.73
5 k	4.92 k	5.08 k	4.93 k	4.98 k	1.7
7 k	7.13 k	7.14 k	7.13 k	7.13 k	1.86
9 k	9.14 k	9.15 k	9.16 k	9.15 k	1.79
10 k	9.76 k	9.67 k	9.7 k	9.71 k	1.83
	ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย (%)				1.92

จากผลการทดสอบค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางของเครื่องกรองความถี่ ดังที่แสดงในตารางที่ 4.1 ไปแล้วนั้น พบว่าค่าผิดพลาดของความถี่คัตออฟที่วัดได้นั้นมีค่าเป็นไปตามขอบเขตที่ตั้งไว้ คือจะต้องมีค่าความผิดพลาดไม่เกิน  $\pm 3\%$  จากค่าที่กำหนดไว้

จากผลการทดลองดังแสดงในตารางที่ 4.1 พบว่าในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 10 Hz ถึง 100 Hz พบว่ามีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 2.18 % ดังแสดงในตารางที่ 4.2

**ตารางที่ 4.2** ค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 10 Hz ถึง 100 Hz

	ค่าความถี่ที่กำหนด (Hz)			ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย (%)
	10 Hz	50 Hz	100 Hz	
ค่าความผิดพลาด (%)	2	1.96	2.57	2.18

จากผลการทดลองดังแสดงในตารางที่ 4.1 พบว่าในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 300 Hz ถึง 1 kHz พบว่ามีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 1.93 % ดังแสดงในตารางที่ 4.3

**ตารางที่ 4.3** ค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 300 Hz ถึง 1 kHz

	ค่าความถี่ที่กำหนด (Hz)			ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย (%)
	300 Hz	700 Hz	1 kHz	
ค่าความผิดพลาด (%)	2.1	1.8	1.9	1.93

จากผลการทดลองดังแสดงในตารางที่ 4.1 พบว่าในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 3 kHz ถึง 10 kHz พบว่ามีค่าความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 1.81 % ดังแสดงในตารางที่ 4.4

**ตารางที่ 4.4** ค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 3 kHz ถึง 10 kHz

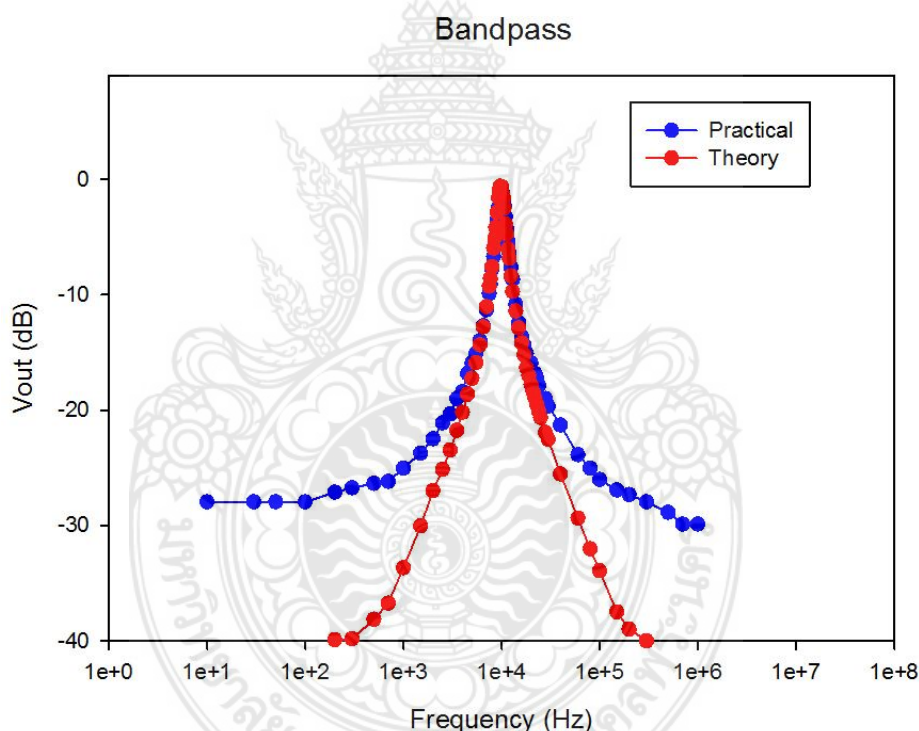
	ค่าความถี่ที่กำหนด (Hz)			ค่าความผิดพลาดเฉลี่ย (%)
	3 kHz	7 kHz	10 kHz	
ค่าความผิดพลาด (%)	1.73	1.86	1.83	1.81

จากตารางที่ 4.2 ตารางที่ 4.3 และตารางที่ 4.4 พบว่าในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 10 Hz ถึง 100 Hz มีค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตสูงสุดคือ 2.18 % เนื่องจากช่วงความถี่ดังกล่าวจะถูกรบกวนจากการทำงานของหม้อแปลง

ความถี่ต่ำขนาดใหญ่ที่นำมาใช้งานในวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกรองความถี่ โดยแนวทางการแก้ไขปัญหานี้อาจเปลี่ยนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกรองความถี่เป็นแบบสวิตชิ่งที่มีความถี่สูงกว่า 10 KHz (มากกว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตที่ใช้) เพื่อหลีกเลี่ยงความถี่รบกวนจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีต่อความถี่ของสัญญาณอินพุต

#### 4.2 ทดสอบรูปแบบการตอบสนองทางความถี่

รูปแบบการตอบสนองทางความถี่ของเครื่องกรองความถี่แบบด์พาสชนิดแอกทิฟที่ปรับตัวได้ โดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์นั้น โดยทำการต่อวัดดังในภาพที่ 4.1 ให้ทำการตั้งค่าความถี่กลางไว้ค่าหนึ่ง จากนั้นวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของเครื่องกรองความถี่ในแต่ละค่าความถี่ นำค่าแรงดันที่วัดได้ไปพล็อตกราฟด้วยโปรแกรม SigmaPlot แล้วนำไปเปรียบเทียบกับรูปแบบการตอบสนองในทางทฤษฎี ซึ่งได้ผลการทดสอบ ดังแสดงในภาพที่ 4.2



ภาพที่ 4.2 ฟังก์ชันแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ศูนย์กลาง 10 kHz

#### 4.3 ทดสอบค่าตัวประกอบคุณภาพ

ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) เป็นพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่เพื่อบอกคุณภาพของการกรองความถี่นั้นๆ สำหรับการต่อวัดเพื่อหาค่าตัวประกอบคุณภาพนั้นสามารถทำการต่อวัดได้ดังในภาพที่ 4.1 โดยทำการสุ่มวัดหาค่าตัวประกอบคุณภาพที่ความถี่ 10 kHz ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันแถบความถี่ได้ด้วยการใช้สมการที่ (4-2)

$$Q = \frac{\omega_0}{Bw} \quad (4-2)$$

โดย  $\omega_0$  คือ ความถี่ศูนย์กลาง  
BW คือ ช่วงแถบความถี่ผ่าน

ผลการสุ่มวัดค่าตัวประกอบคุณภาพของเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้ที่ความถี่ 10 kHz พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันแถบความถี่ผ่านมีค่าเท่ากับ

$$Q = \frac{10k}{(11k-9k)} = 5 \quad (4-3)$$

#### 4.4 ทดสอบหาค่าความถี่สูงสุด

ในการทดสอบหาค่าความถี่สูงสุดของเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้ที่สร้างขึ้นนั้น จะทำการต่อวัดดังแสดงในภาพที่ 4.1 โดยเลือกค่าความถี่กลางเท่ากับ 10 kHz ทำการปรับความถี่ของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์จนกว่าสัญญาณที่เอาต์พุตมีรูปร่างของสัญญาณ ผิดเพี้ยนจนแตกต่างจากสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไป ก็จะทำให้ความถี่สุดท้ายที่รับสัญญาณยังไม่มีเปลี่ยนแปลงคือความถี่สูงสุดที่เครื่องกรองความถี่รับได้ ซึ่งได้ผลการทดสอบที่ได้ ค่าความถี่สูงสุดที่ได้มีค่าเท่ากับ 11.7 kHz

#### 4.5 ทดสอบวัดหาค่าแรงดันอินพุตสูงสุด

การทดสอบวัดหาค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด ทำการทดสอบโดยต่อวัดดังในภาพที่ 4.1 โดยปรับแรงดันที่ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ จนถึงระดับที่สัญญาณเอาต์พุตมีการผิดเพี้ยน หรือมีการอิมิตัว ที่ระดับแรงดันอินพุตสุดท้ายก่อนการผิดเพี้ยน คือ แรงดันอินพุตสูงสุดของเครื่องกรองความถี่ โดยความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ใช้ในการทดสอบ คือ 100 Hz 1 kHz และ 10 kHz ซึ่งจะทำให้การวัดแรงดันในแต่ละค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตจำนวน 3 ครั้ง จากนั้นนำค่าที่วัดได้มาหาค่าเฉลี่ย ผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ผลการทดสอบหาค่าแรงดันอินพุตสูงสุด

ความถี่ (Hz)	แรงดันอินพุต (mV)			
	วัดครั้งที่ 1	วัดครั้งที่ 2	วัดครั้งที่ 3	ค่าเฉลี่ย
100	134.8	135.5	135.1	135.1
1k	134.1	133.7	132.9	133.6
10k	129.5	130.2	130.3	130.0
	แรงดันเฉลี่ยรวม			133.9

#### 4.6 สรุปผลการทดสอบสมรรถนะเครื่องกรองความถี่

จากการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้ โดยได้ทำการทดสอบค่าความผิดในการเลือกความถี่กลาง ค่าตัวประกอบคุณภาพ ทดสอบรูปแบบการตอบสนองทางความถี่ ค่าความถี่สูงสุด และแรงดันอินพุตสูงสุด ซึ่งสรุปผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่องดังแสดงในตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 สรุปผลการทดสอบสมรรถนะเครื่องกรองความถี่

รายการทดสอบ	ขอบเขต	ผลการทดสอบ
ค่าความผิดในการเลือกความถี่กลาง	<3 %	1.92 %
รูปแบบการตอบสนองทางความถี่	วงจรมอดูเลชัน	วงจรมอดูเลชัน
ค่าตัวประกอบคุณภาพ	$\geq 5$	5
ความถี่สูงสุด	10 kHz	11.7 kHz
แรงดันอินพุตสูงสุด	$\leq 2V$	133.9 mV

จากผลการทดสอบในตารางที่ 4.6 พบว่าเครื่องกรองความถี่ตัวต้นแบบที่สร้างขึ้นนั้นมีสมรรถนะตามขอบเขตที่ตั้งไว้ เครื่องกรองความถี่ต้นแบบที่นำเสนอยังสามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรลดทอนสัญญาณรบกวนคลื่นไฟฟ้าหัวใจของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ยิ่งกว่านั้นมันสามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับผู้ที่ต้องการพัฒนาเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ชนิดแอกทีฟชนิดอื่นๆให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้



## บทที่ 5

### สรุปผลการดำเนินงานและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้จะสรุปผลการดำเนินงานของวิทยานิพนธ์ โดยนำข้อมูลการออกแบบในบทที่ 3 และผลการทดสอบสมรรถนะเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้โดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์ในบทที่ 4 มาอธิบายสรุปดังนี้

- 5.1 สรุปผลการดำเนินงาน
- 5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข
- 5.3 ข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการดำเนินงาน

เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้ โดยทำการพัฒนาเครื่องกรองความถี่เดิมให้มีสมรรถนะการใช้งานให้สูงขึ้น เพื่อที่จะใช้ในการทดลอง และวิจัยทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ หรืองานสื่อสาร เช่น การทดลองวงจรของเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณในระบบสื่อสาร โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสชนิดแอกทีฟที่ปรับตัวได้โดยใช้วงจรแทคโคมิเตอร์ ส่วนหลักคือวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยอาศัยตัวขยายความนำถ่ายโอน ซึ่งสามารถปรับค่าความถี่กลางได้อัตโนมัติตามค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตด้วยวงจรแทคโคมิเตอร์ โดยกำหนดให้ค่าความผิดพลาดในการเลือกความถี่กลางไม่เกิน 3% ของความถี่สัญญาณอินพุต และสามารถรองรับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ 10 Hz – 10 kHz

หลักการทำงานของเครื่องกรองความถี่ต้นแบบที่นำเสนอยังสามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรลดทอนสัญญาณรบกวนคลื่นไฟฟ้าหัวใจของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ยิ่งกว่านั้นมันสามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับผู้ที่ต้องการพัฒนาเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ชนิดแอกทีฟชนิดอื่นๆให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นได้

ผลของการทดสอบเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้ที่สร้างขึ้น มีดังต่อไปนี้

1. ค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่กลาง โดยเฉลี่ยค่าเท่ากับ 1.92 %
2. รูปแบบการตอบสนองทางความถี่เป็นไปตามทฤษฎีของวงจร
3. มีค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 5
4. สามารถเลือกความถี่ค้ต่อฟได้ตั้งแต่ 10 Hz ถึง 10 kHz
5. รับแรงดันอินพุตได้สูงสุด 133.9 mV

## 5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข

ในการดำเนินงานสร้างเครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้ สามารถสรุปปัญหา และวิธีแก้ไข ได้ดังนี้

1. การใช้งานหม้อแปลงชนิดแกนเหล็กทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ทำให้เครื่องกรองความถี่ ทำงานแล้วได้สัญญาณที่ผิดเพี้ยน แนวทางการแก้ไข คือ เปลี่ยนเป็นใช้หม้อแปลงชนิดแกนเทอร์ลอยด์ ทำให้สัญญาณรบกวนลดลง

2. เมื่อเครื่องกรองความถี่ทำงานในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุต ประมาณ 10 Hz ถึง 100 Hz พบว่ามีค่าความผิดพลาดการเลือกความถี่กลางเฉลี่ยในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตสูงสุด เนื่องจากช่วงความถี่ดังกล่าวถูกรบกวนจากการทำงานของหม้อแปลงความถี่ต่ำขนาดใหญ่ที่นำมาใช้งานในวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกรองความถี่ โดยอาจเปลี่ยนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกรองความถี่เป็นแบบสวิตชิ่งที่มีความถี่สูงกว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตที่ใช้ เพื่อหลีกเลี่ยงความถี่รบกวนจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีต่อความถี่ของสัญญาณอินพุต หรือโดยการป้องกันสัญญาณรบกวน เช่น การปิดครอบภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนป้องกันสัญญาณรบกวน

3. ในการออกแบบวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรกรองความถี่ วงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุ แต่ละวงจรแยกกัน ทำให้มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นเพราะต้องใช้สายไฟเชื่อมต่อในแต่ละวงจร และมีพื้นที่ว่างระหว่างอุปกรณ์แต่ละตัวมาก แนวทางแก้ไข คือ รวมวงจรกรองความถี่ และวงจรเลือกค่าตัวเก็บประจุให้อยู่ในแผ่นวงจรเดียวกันเพื่อลดการใช้สายไฟ

## 5.3 ข้อเสนอแนะ

1. ควรพัฒนาเครื่องให้ทำงานในโหมดของกระแสได้ เพราะจะมีความแม่นยำกว่า และมีสัญญาณรบกวนน้อยกว่า

2. สามารถเลือกค่าประสิทธิภาพในการกรองความถี่ได้

3. ควรพัฒนาภาคเลือกตัวเก็บประจุให้ใช้เป็นแบบ Electronic-Capacitor และลดการใช้รีเลย์เพราะจะทำให้หม้อแปลงมีขนาดใหญ่

4. แรงดันอินพุตของเครื่องกรองความถี่ที่สามารถทำงานเป็นเชิงเส้นโดยสัญญาณเอาต์พุตไม่ผิดเพี้ยน มีขนาดเพียง 100 มิลลิโวลต์ ดังนั้นจึงควรพัฒนาให้สามารถรับสัญญาณแรงดันสูงขึ้น เช่น การใช้ไดโอดต่อเป็นวงจรลิเนียร์ไรเซชัน (Diode Linearization) ที่ภาคอินพุตของโอทีเอ

5. เครื่องกรองความถี่ควรที่จะสามารถใช้งานได้ที่ความถี่สูงกว่า 10 kHz ซึ่งสามารถที่จะทำได้โดยใช้ การเปลี่ยนไอซีแปลงคามถี่เป็นแรงดัน เพื่อให้เครื่องกรองความถี่สามารถทำงานในช่วงความถี่ที่สูงขึ้นได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] พงษ์นรินทร์ เม่าทับ และเกล้า ศรีพยางค์, “เครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้”, ปรินญาทิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2556.
- [2] Edwin W. Greneich, Analog Integrated Circuits. New York : Chapman & Hall, 2014, pp. 183-184.
- [3] Gobind Daryanani, Principles of Active Network Synthesis and Design, New York: John Wiley & Sons, 2012.
- [4] บุญเรือง วังศิลาบัตร และ เสถียร ธีญญศิริรัตน์, “การออกแบบวงจรแปลงผันความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้าราคาถูก,” สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน, 2557.
- [5] ณัฐพล วงศ์สุนทรชัย และชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล, “เรียนรู้และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F28,” อินโนเวตีฟ เอ็กเพอริเมนต์, 2546.
- [6] วชิรินทร์ เคารพ, “เรียนรู้และเข้าใจสถาปัตยกรรมไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F877,” อีทีที, 2546.
- [7] สันติ สุขาชัยศรี, “คู่มือการทดลอง 223572 Microprocessor Interfacing Techniques,” เอกสารประกอบการสอน ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2540.

- [8] มন্ত্রী ศิริปรัชญานันท์ และ วินัย ใจกล้า, “ วงจรรองความถี่โหมตแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ วงจรขยายความนำถ่ายโอน,” การสัมมนาทางวิชาการทางวิทยาศาสตร์และสังคมศาสตร์ ครั้งที่ 1, มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม, หน้าที่ 857-863, 2551.



## ภาคผนวก

ภาคผนวก ก เอกสารที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา



## การออกแบบเครื่องกรองความถี่ปรับตัวได้ด้วย LM2907

### A Designed Adaptive Active Filter with LM2907

เกล้า ศรีพยางค์ สาคร วุฒิพัฒน์พันธุ์ และณัฐโชติ รักไทยเจริญชีพ

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

เลขที่ 1381 ถนนประชาชื่น 1 แขวงวงศ์สว่าง เขตบางซื่อ กรุงเทพมหานคร 10800 โทรศัพท์ 028363000 ต่อ 4150 E-mail: nattachote.r@rmutp.ac.th

#### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบเครื่องกรองความถี่ปรับตัวได้ด้วย LM2907 เครื่องกรองความถี่นี้สามารถปรับตัวได้ โดยการปรับค่าความถี่คัตออฟโดยอัตโนมัติได้ตามความถี่ของสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ 10 Hz - 10kHz วงจรที่ใช้เกิดจากนำเอาวงจรถองความถี่แบบแบนด์พาสที่สร้างขึ้นจากตัวขยายความนำถ่ายไอออน (OTA) มาทำงานร่วมกับวงจรถองโคมิเตอร์ เบอร์ LM2907 โดยตัวขยายความนำถ่ายไอออนสามารถปรับค่าความต้านทานภายในได้ด้วยแรงดันจากไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งสัญญาณอินพุตมาจากวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า จากนั้นนำค่าแรงดันที่ได้รับคำนวณแล้วมาใช้ในการเลือกค่าความถี่คัตออฟให้กับวงจรถองความถี่ โดยมีค่าความผิดพลาดในการเลือกความถี่คัตออฟไม่เกิน 3% ของความถี่สัญญาณอินพุต ประสิทธิภาพของเครื่องกรองความถี่ที่นำเสนอจะพิสูจน์ให้เห็นด้วยผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSPICE

คำสำคัญ: วงจรถองความถี่, วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า, ตัวขยายความนำถ่ายไอออน

#### Abstract

This paper presented a designed adaptive active filter with applied LM2907. Cutoff frequency of the proposed filter can automatically adjust by its input signal at frequency range 10 Hz – 10 kHz. The circuit is base on a universal active filter that was made from the Operational Transconductance Amplifier (OTA) to work with the tachometer circuit. OTA can adjust the resistance by the voltage from the microcontroller which the input signal is derived from the frequency to voltage converter. The calculated current is used to select the cutoff frequency for the filter. The efficiency of the proposed filter will be demonstrated by simulation results from the PSPICE program.

Keywords: filter circuit, frequency to voltage converter, operational transconductance amplifier

#### 1. บทนำ

ในการทดลองวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ หรือการทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณในระบบสื่อสาร เช่น การแพร่กระจายเสียงของระบบวิทยุ พบว่ามีสิ่งหนึ่งที่เกี่ยวข้อง และมีความสำคัญ สำหรับทั้งสองงานนี้ คือ ความถี่ วงจรถองความถี่ คือ วงจรที่สามารถหาหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน, เลือกความถี่ที่ต้องการ หรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้

วงจรถองความถี่ (Operational Transconductance Amplifier) เป็นวงจรถองความถี่ที่นิยมนำมาสร้างและออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณ วงจรถองความถี่สามารถปรับค่าความนำถ่ายด้วยกระแส หรือแรงดันที่ไบอัสให้กับตัวมัน วงจรถองความถี่ที่ใช้วงจรถองความถี่เป็นอุปกรณ์พื้นฐานมักจะไม่ต้องอาศัยตัวต้านทานและเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งแบบเทคโนโลยีไบโพลาร์และซีมอส

วงจรถองความถี่อันดับที่สองแบบเอ็ททีพีที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงเป็นวงจรถองความถี่ที่ได้รับความนิยมเพราะสามารถนำมาต่อแบบแคสเคดเพื่อสร้างวงจรถองความถี่ที่มีอันดับสูงได้ง่าย [2] ในขณะที่เดียวกันวงจรถองความถี่ที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์เป็นวงจรถองความถี่ที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

เครื่องกรองความถี่ที่มีการใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน การตั้งค่าความถี่คัตออฟจะใช้การกดปุ่มเลือก ซึ่งอาจเกิดปัญหาการเลือกความถี่คัตออฟผิดพลาดจากผู้ใช้ได้

จากปัญหาดังกล่าวหากสามารถพัฒนาเครื่องกรองความถี่ให้สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟตามสัญญาณอินพุตได้โดยอัตโนมัติจะสามารถแก้ปัญหาการเลือกความถี่คัตออฟผิดพลาดจากผู้ใช้ได้

#### 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

##### 2.1 ตัวขยายความนำถ่ายไอออน

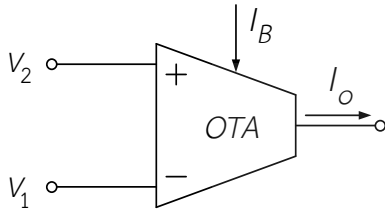
ตัวขยายความนำถ่ายไอออน (Operational Transconductance Amplifier; OTA) [1] มีสัญลักษณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 1 เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่มีกระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งก็คือทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน

## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10

Proceedings of the 10<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network 2018 (EENET 2018)

นอกจากนี้อัตราส่วนของแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุต สามารถควบคุมด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก และยังมีแบนด์วิดท์ที่สูงกว่าออปแอมป์ โดย OTA นิยมใช้ในงานหลายด้าน เช่น วงจรที่ใช้แรงดันต่ำ และวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ เป็นต้น

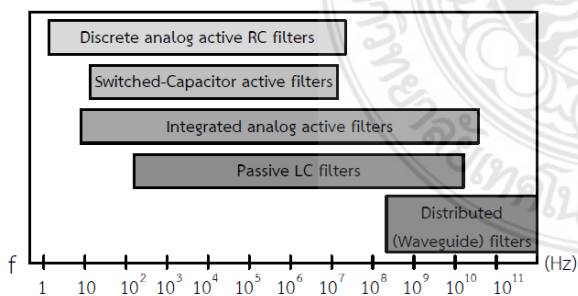


รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจรรายความนำถ่ายโอน

## 2.2 วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

วงจรกรองความถี่ [2] สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดหลักๆตามอุปกรณ์ที่ใช้สร้างคือแบบพาสซีฟและแบบแอกทีฟ ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่เลือกความถี่ที่ต้องการ หรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้การใช้งานวงจรกรองความถี่สามารถใช้กรองสัญญาณรบกวน หรือกรองเอาสัญญาณข่าวสารออกมาจากคลื่นพาห้ในระบบวิทยุ

ดังนั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในวงจรกรองความถี่ ถ้าเป็นแบบพาสซีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ส่วนในวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ หรือใช้ตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น OTA-C Filters, Do-CCCII และ CCCCTA เป็นต้น ซึ่งเมื่อทำการเปรียบเทียบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ กับแบบพาสซีฟ ดังแสดงในรูปที่ 2

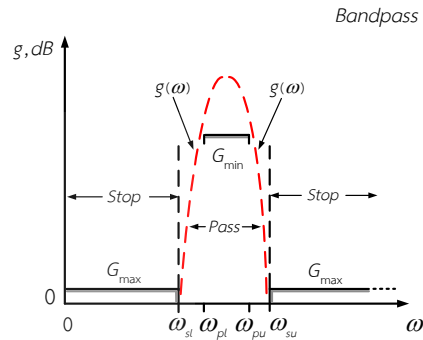


รูปที่ 2 ประเภทของวงจรกรองความถี่และย่านการตอบสนองความถี่

## 2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะทำหน้าที่ส่งผ่านความถี่ในช่วงแถบความถี่ผ่าน ในขณะที่จะกำจัดความถี่ที่อยู่ข้างของแถบความถี่นี้ แถบความถี่ผ่านจะเริ่มจาก  $\omega_{pl}$  ไปจนถึง  $\omega_{pu}$  และมีการส่งผ่านอย่าง

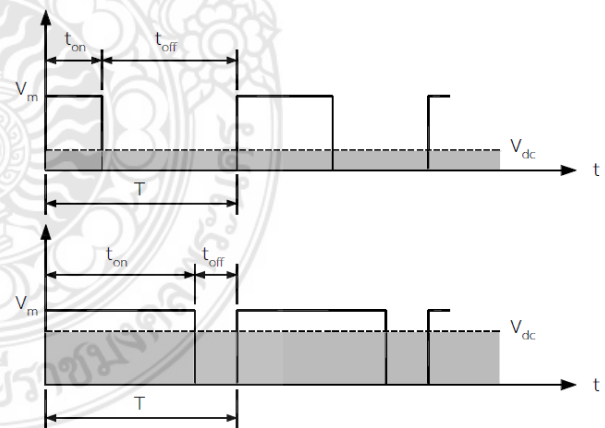
น้อย  $G_{min}$  (dB) ส่วนแถบกำจัดความถี่ทั้งสองด้าน คือจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตรงถึง  $\omega_{sl}$  และจาก  $\omega_{su}$  ถึงความถี่อื่นใด ซึ่งจะมีการส่งผ่านไม่เกิน  $G_{max}$  (dB) ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 3 ลักษณะสมบัติของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

## 2.4 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

รูปคลื่นของสัญญาณความถี่ที่ถูกป้อนเข้ามาทางด้านอินพุต จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งโดยปกติค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟตรง ( $V_{dc}$ ) จะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ แต่จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าตัวชี้ไซเคิล (Duty Cycle,  $D$ ) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของค่าเวลาในช่วงมีสัญญาณบวก ( $t_{on}$ ) ต่อค่าคาบเวลา ( $T$ ) ของความถี่นั้นๆดังแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 แรงดันไฟตรงเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงไปตามตัวชี้ไซเคิล

จากรูปที่ 4 จะเห็นว่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าตัวชี้ไซเคิลซึ่งสามารถคำนวณได้ดังในสมการที่ (1)

$$V_{dc} = V_m \frac{t_{on}}{T} = V_m \cdot D \quad (1)$$

## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10

Proceedings of the 10<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network 2018 (EENET 2018)

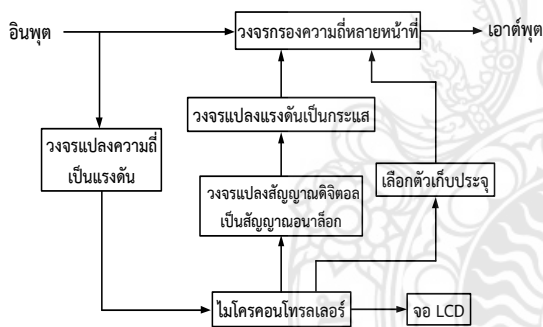
แต่ในทางปฏิบัติค่าความถี่ที่เกิดขึ้นของสัญญาณความถี่ที่ป้อนเข้ามาจะมีค่าที่ ดังนั้นในการแปลงผันความถี่เป็นแรงดันไฟตรงจึงต้องใช้ในการกำหนดค่าเวลา (t<sub>w</sub>) โดยใช้สัญญาณที่ขอบขาขึ้นหรือขอบขาลง

เพื่อนำไปใช้ในระบบควบคุมอัตโนมัติ ซึ่งในปัจจุบันสามารถใช้ไอซีสำเร็จรูปชนิดแทคโคมิเตอร์ (Tachometer) ในการแปลงความถี่เป็นแรงไฟฟ้า จึงทำให้ง่ายต่อการใช้งานมากขึ้น

### 3. วิธีการออกแบบ

ใช้ไอซีชนิดแทคโคมิเตอร์ (Tachometer IC) เพื่อแปลงความถี่ไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าจากนั้นป้อนให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้อ่านค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต และทำการคำนวณค่ากระแสในการปรับความถี่คัตออฟของวงจรถอดความถี่ ทำให้เครื่องกรองความถี่สามารถปรับความถี่คัตออฟได้อัตโนมัติ ซึ่งจะทำให้ย่านความถี่ย่านที่ต้องการให้ผ่านเปลี่ยนแปลงตามความถี่คัตออฟ [3]

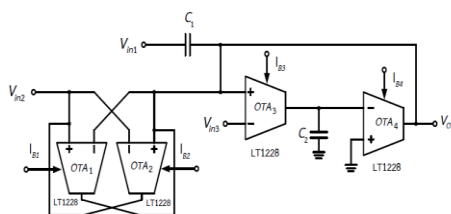
จากแนวคิดการออกแบบเครื่องกรองความถี่ปรับตัวได้ ด้วย LM2907 สามารถอธิบายหลักการทำงานด้วยผังการทำงานดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 ผังการทำงานของเครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้

### 3.1 วงจรถอดความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ OTA

พิจารณาแรงดันเอาต์พุต ของวงจรถอดความถี่หลายหน้าที่ [4] ดังแสดงในรูปที่ 6 สามารถอธิบายหลักการทำงานด้วยสมการ ดังแสดงในสมการที่ (2)



รูปที่ 6 วงจรถอดความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA

$$V_o = \frac{V_{in1}s^2C_1C_2 + V_{in2}sC_2G_1 + V_{in3}g_{m3}g_{m4}}{s^2C_1C_2 + sC_2G_1 + g_{m3}g_{m4}} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) เมื่อทำการเลือกใช้งานฟังก์ชันการกรองความถี่แบนด์พาส  $V_1 = V_3 = 0$  และ  $V_2 = V_{in}$  ดังแสดงในสมการที่ (3)

$$V_o = \frac{V_2sC_2G_1}{s^2C_1C_2 + sC_2G_1 + g_{m3}g_{m4}} \quad (3)$$

จากสมการที่ (3) เพื่อความสะดวกต่อการออกแบบ กำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$ ;  $G_1 = g_{m1} = g_{m2} = g_1$  และ  $g_{m3} = g_{m4} = g_2$  ดังแสดงในสมการที่ (4)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sg_1/C}{s^2 + \frac{g_1}{C} + \frac{g_2^2}{C^2}} \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) ทำการ Impedance scaling ดังแสดงในสมการที่ (5) และ สมการที่ (6)

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{g_1}{C} \quad (5)$$

$$g_1 = \frac{2\pi f_c C}{Q_p}; \omega_p = 2\pi f_c \quad (6)$$

จากสมการที่ (6) เมื่อทำการ Frequency Scaling จะได้เป็นสมการที่ (7) และ สมการที่ (8)

$$\omega_p = \frac{g_2}{C} \quad (7)$$

$$g_2 = 2\pi f_c C; \omega_p = 2\pi f_c \quad (8)$$

เลือกใช้ไอซีเอเบอร์ LT1228 ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับค่าความนำถ้ายอน ดังแสดงในสมการที่ (9)

$$g = 10 * I_{bias} \quad (9)$$

จากสมการที่ (6) และสมการที่ (8) ได้ความถี่คัตออฟ 10 kHz และพารามิเตอร์ต่างๆมีค่าดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $C = 10$  nF จะได้ค่ากระแส  $i_{b1} = i_{b2} = 12.6$   $\mu$ A และ  $i_{b3} = i_{b4} = 62.8$   $\mu$ A



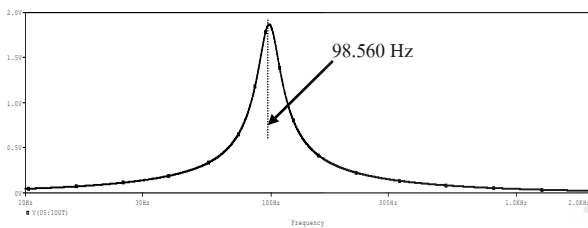
## บทความวิจัย

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10

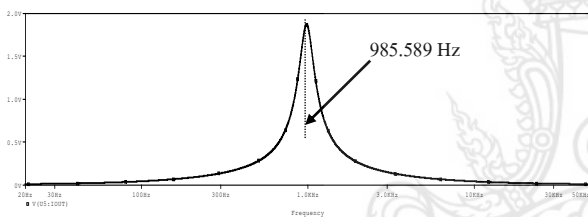
Proceedings of the 10<sup>th</sup> Conference of Electrical Engineering Network 2018 (EENET 2018)

### 4. ผลการจำลองการทำงาน

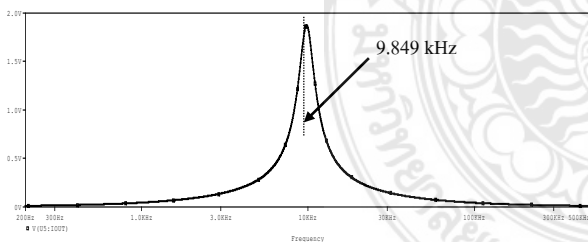
เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของเครื่องกรองความถี่ที่นำเสนอ จึงได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดให้ OTA ทำงานที่แรงดัน  $\pm 12V$  ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  โดยมีขนาดแรงดันอินพุตมีเท่ากับ  $2 V_{pp}$  และตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 100 Hz, 1 kHz และ 10 kHz ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในรูปที่ 7 รูปที่ 8 และรูปที่ 9



รูปที่ 7 คุณสมบัติของวงจรถองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 100 Hz



รูปที่ 8 คุณสมบัติของวงจรถองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 1 kHz



รูปที่ 9 คุณสมบัติของวงจรถองความถี่ที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 10 kHz

จากผลการทดลองดังแสดงในรูปที่ 7, 8 และ 9 สามารถคำนวณค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่คัตออฟ ดังแสดงในสมการที่ (10)

$$\% \text{ Error} = \left( \frac{\text{Input Frequency} - \text{Cut Off Frequency}}{\text{Input Frequency}} \right) \times 100 \quad (10)$$

จากสมการที่ (10) ถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 100 Hz ค่าความถี่คัตออฟดังแสดงในรูปที่ 7 มีค่าเท่ากับ 98.56 Hz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.44 %

จากสมการที่ (10) ถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 1 kHz ค่าความถี่คัตออฟดังแสดงในรูปที่ 8 มีค่าเท่ากับ 985.589 Hz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.44 %

จากสมการที่ (10) ถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 10 kHz ค่าความถี่คัตออฟดังแสดงในรูปที่ 9 มีค่าเท่ากับ 9.849 kHz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.51 %

### 5. สรุป

เครื่องกรองความถี่แบนด์พาสแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอมีรูปแบบการตอบสนองความถี่ตามทฤษฎีของวงจรถองความถี่แบบแบนด์พาส โดยมีค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่คัตออฟเฉลี่ยเท่ากับ 1.46% ซึ่งเครื่องกรองความถี่นี้สามารถนำไปใช้ในหองปฏิบัติการ และยังสามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษา สำหรับผู้ที่ต้องการพัฒนาเครื่องกรองความถี่เครื่องต่อไปให้มีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น

### 6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร ที่ให้การสนับสนุนงานวิจัยจนประสบความสำเร็จ

### เอกสารอ้างอิง

- [1] Gobind Daryanani, Principles of Active Network Synthesis and Design, New York: John Wiley & Sons, 2012.
- [2] Edwin W. Greenich, Analog Integrated Circuits, New York : Chapman & Hall, 2014, pp. 183-184.
- [3] มนต์รี ศรีปรัชญานันท์ และ วินัย ใจกล้า, “ วงจรถองความถี่โหมคแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรถายความนำถ่ายโอน,” การสัมมนาทางวิชาการทางวิทยาศาสตร์และสังคมศาสตร์ ครั้งที่ 1, มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม, หน้าที่ 857-863, 2551.
- [4] บุญเรือง วงศ์ลาบัตร์ และ เสถียร รัชญศรีรัตน์, “การออกแบบวงจรถองความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้าราคาถูก,” สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน, 2557.

## การออกแบบเครื่องกรองความถี่แบบดีพาสแบบปรับตัวได้

## Design of Adaptive Active Band Pass Filter

ศาสตราจารย์ ดร. มนต์ บุญเกียรติพงษ์<sup>1</sup> และ เกตุ ศรีพยางค์<sup>1</sup><sup>1</sup>สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร sakhon.w@rmutp.ac.th

## บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ของเครื่องกรองความถี่ปรับตัวได้ซึ่งทำงานที่ความถี่สัญญาณอินพุตตั้งแต่ 10 Hz จนถึง 10 kHz การตรวจจับความถี่จะประยุกต์เอาตัวแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้ามาใช้งาน ส่วนของวงจรหลักที่ใช้คือวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ตัวขยายความนำถ่ายไอออน และกำหนดฟังก์ชันของการกรองให้เป็นชนิดกรองแถบความถี่ผ่าน (แบนด์พาส) ค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรจะถูกเลือกจากกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับตัวขยายความนำถ่ายไอออน ซึ่งค่าความผิดพลาดของการเลือกความถี่ศูนย์กลางจะไม่เกิน 3% ของความถี่สัญญาณอินพุต โดยสมรรถนะของเครื่องกรองความถี่ที่นำเสนอพิสูจน์จากผลจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

**คำสำคัญ:** ตัวแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า ตัวขยายความนำถ่ายไอออน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

## Abstract

This paper presents the design of an adaptive active filter which operates at input frequencies from 10 Hz to 10 kHz. This paper presented a design of adaptive active filter. Frequency detection part is applied from the frequency to voltage converter. The main circuit uses the voltage-mode universal filter using the operational transconductance amplifier, and set the filter function to the band pass filter type. The center frequency of the circuit is selected from the bias current supplied to the operational transconductance amplifier. The center frequency selection error will not exceed 3% of the input signal frequency. The performance of the proposed filter will be demonstrated by simulation results with the PSPICE program.

**Keywords:** Frequency to Voltage Converter, Operational Transconductance Amplifier, Band Pass Filter Circuit

## 1. บทนำ

ในการทดลองวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์หรือการทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณในระบบสื่อสาร เช่น การแพร่กระจายเสียงของระบบวิทยุ พบว่ามีสิ่งหนึ่งที่เกี่ยวข้องและมีความสำคัญสำหรับทั้งสองงานนี้ก็คือความถี่ วงจรกรองความถี่คือวงจรที่สามารถทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน เลือกความถี่ที่ต้องการ หรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการ

ออกก่อนนำความถี่ที่ต้องการไปใช้งาน โดยเครื่องกรองความถี่ที่ใช้งานกันทั่วไปนั้นการตั้งค่าความถี่ศูนย์กลางด้วยการกดปุ่มหรือเลือกด้วยการปรับเองจากผู้ใช้งาน [1] อาจเกิดปัญหาของการเลือกความถี่ศูนย์กลางผิดพลาดจากผู้ใช้งานได้ จึงมีการพัฒนาเครื่องกรองความถี่ให้สามารถปรับความถี่ศูนย์กลางตามสัญญาณอินพุตแบบอัตโนมัติหรืออาจเรียกว่าเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้เอง (Adaptive Filter) ซึ่งช่วยลดปัญหาการเลือกความถี่ศูนย์กลางผิดพลาดจากผู้ใช้งานได้

เนื่องจากเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ที่มีอยู่ในปัจจุบัน [2] มีวงจรที่ยุ่งยาก โดยเฉพาะในส่วนของการตรวจจับความถี่ซึ่งโครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อนมากพอสมควร การจะออกแบบสร้างเองจึงทำได้ค่อนข้างยาก

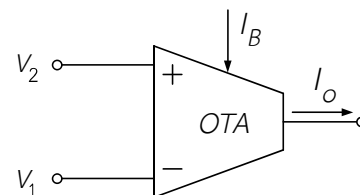
จากปัญหาดังกล่าวจึงเป็นแนวคิดให้บทความนี้นำเสนอการออกแบบเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้ที่สร้างได้ง่ายขึ้นโดยอาศัยหลักการของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้ามาใช้ในการตรวจวัดค่าความถี่ โดยในบทความนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง การออกแบบและผลจำลองการทำงานเพื่อพิสูจน์สมรรถนะของเครื่องกรองความถี่ด้วยหลักการที่นำเสนอ

## 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

## 2.1 ตัวขยายความนำถ่ายไอออน

ตัวขยายความนำถ่ายไอออน (Operational Transconductance Amplifier: OTA) [3] มีสัญลักษณ์แสดงไว้ดังรูปที่ 1 เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่มีกระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของแรงดันอินพุต ซึ่งก็คือทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน

นอกจากนี้อัตราส่วนของแรงดันอินพุตกับกระแสเอาต์พุต สามารถควบคุมด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก และยังมีแบนด์วิดท์ที่สูงกว่าออปแอมป์ โดย OTA นิยมใช้ในงานหลายด้าน เช่น วงจรที่ใช้แรงดันต่ำ และวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ เป็นต้น



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจรขยายความนำถ่ายไอออน

## 2.2 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ตัวขยายความนำถ่ายอิน

วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่ใช้วงจรถ่ายความนำถ่ายอิน (Voltage-Mode Universal Filter Using OTAs) [4] เป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถให้ฟังก์ชันถ่ายอินได้หลายชนิดในวงจรเดียว โครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 2 โดยที่  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เป็นกระแสไบอัสของ OTA3 และ OTA4 ตามลำดับ และอาศัยคุณสมบัติของ OTA จะได้แรงดันเอาต์พุต ดังแสดงในสมการ (1)

$$V_o = \frac{V_{in1}s^2C_1C_2 + V_{in2}sC_2G_1 + V_{in3}g_{m3}g_{m4}}{s^2C_1C_2 + sC_2G_1 + g_{m3}g_{m4}} \quad (1)$$

โดยที่  $G = 1/g_1$  จากสมการที่ (1) สามารถเลือกอินพุตในลักษณะการควบคุมด้วยดิจิทัลได้ตามตารางที่ 1 ความถี่โพล และควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถแสดงได้ ดังสมการที่ 2 และ 3 ตามลำดับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2}} \quad (2)$$

$$Q_0 = R_1 \sqrt{\frac{C_1g_{m3}g_{m4}}{C_2}} \quad (3)$$

ตารางที่ 1 การเลือกแรงดันอินพุตเพื่อให้ได้ผลตอบสนองของแต่ละฟังก์ชัน

$V_{in1}$	$V_{in2}$	$V_{in3}$	เอาต์พุตที่ได้
0	1	0	กรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass)
1	0	0	กรองความถี่สูงผ่าน (High Pass)
0	0	1	กรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass)
1	0	0	กรองแถบความถี่หยุด (Band Reject)
1	-1	1	กรองทุกแถบความถี่ผ่าน (All Pass)

จากตารางที่ 1 พบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถให้ผลตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันของการกรองความถี่

เมื่อ  $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$  จากสมการที่ (2) และ (3) แสดงใหม่ได้ดังสมการที่ (4) และ (5) ตามลำดับ

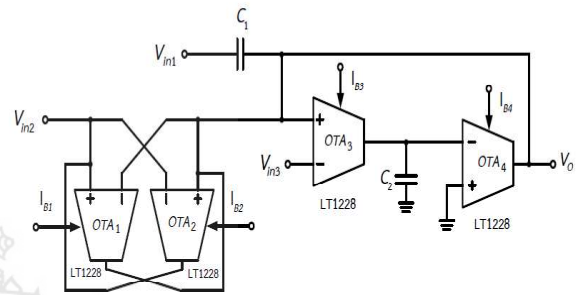
$$\omega_0 = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{I_{B3}I_{B4}}{C_1C_2}} \quad (4)$$

$$Q_0 = \frac{R_1}{2V_T} \sqrt{\frac{C_1I_{B3}I_{B4}}{C_2}} \quad (5)$$

จากสมการที่ (4) และ (5) พบว่าสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระไม่ขึ้นกับความถี่โพล โดยปรับค่า  $G_1$  และแบนด์วิธของวงจรถ่ายหาได้จาก

$$BW = \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{G_1}{C_1} \quad (6)$$

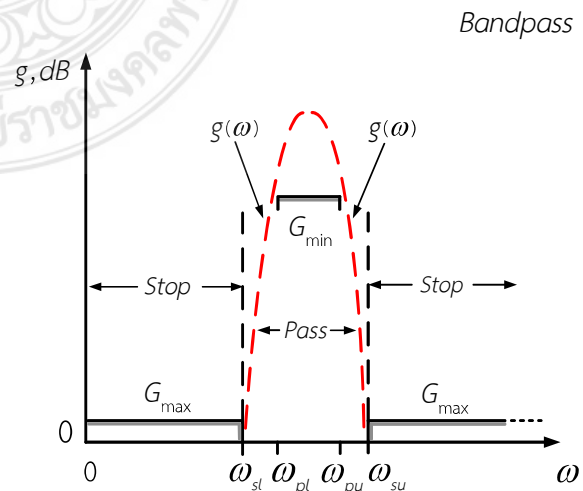
จากสมการที่ (6) พบว่าแบนด์วิธของวงจรถ่ายหาสามารถปรับค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นผ่าน  $G_1$  นอกจากนี้วงจรมียังสามารถให้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ที่มีค่าสูงได้ด้วยการปรับ  $G_1$  ให้มีค่ามาก ๆ



รูปที่ 2 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ตัวขยายความนำถ่ายอิน

## 2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (แบนด์พาส)

วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) [5] จะทำหน้าที่ส่งผ่านความถี่ในช่วงแถบความถี่ที่ต้องการออกไปยังเอาต์พุต ในขณะที่จะกำจัดความถี่ที่อยู่ด้านข้างของแถบความถี่นี้ แถบความถี่ผ่านจะเริ่มจาก  $\omega_{pl}$  ไปจนถึง  $\omega_{pu}$  และมีการส่งผ่านอย่างน้อย  $G_{min}$  (dB) ส่วนแถบกำจัดการถี่ทั้งสองด้านคือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตรงถึง  $\omega_{sl}$  และจาก  $\omega_{su}$  ถึงความถี่อนันต์ ซึ่งจะมีการส่งผ่านไม่เกิน  $G_{max}$  (dB) ดังแสดงในรูปที่ 2



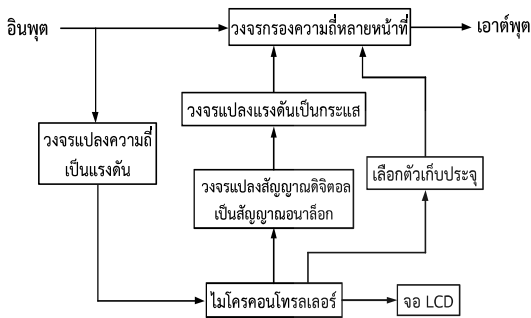
รูปที่ 3 ลักษณะสมบัติของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

Bandpass

GN32

### 3. วิธีการออกแบบ

เครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้ สามารถอธิบายหลักการทำงานด้วยผังการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 ผังการทำงานของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้

จากหลักการทำงานที่ของเครื่องกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 4 พบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำมาใช้ ต้องเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่รองรับการปรับความถี่ศูนย์กลางด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ควรมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์มากกว่า 5 และมีค่าความผิดพลาดในการเซตความถี่ศูนย์กลางไม่น้อยกว่า 2%

ด้วยความต้องการของวงจรกรองความถี่ที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงเลือกใช้วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ตัวขยายความนำถ่ายโอนเป็นวงจรกรองความถี่ของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้

#### 3.1 การคำนวณกระแสไบอัสสำหรับปรับค่าความถี่ศูนย์กลาง

พิจารณาแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังแสดงในรูปที่ 2 สามารถอธิบายหลักการทำงานด้วยสมการที่ (1)

และจากสมการที่ (1) เมื่อทำการเลือกใช้งานฟังก์ชันการกรองแถบความถี่ผ่านตามตารางที่ 1 กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_i$  ดังแสดงในสมการที่ (7)

$$V_o = \frac{V_i s C_2 G_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 G_1 + g_{m3} g_{m4}} \quad (7)$$

จากสมการที่ (3) เพื่อความสะดวกต่อการออกแบบ กำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$ ,  $G_1 = g_{m1} = g_{m2} = g_1$  และ  $g_{m3} = g_{m4} = g_2$  ดังแสดงในสมการที่ (8)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s g_1 / C}{s^2 + s \frac{g_1}{C} + \frac{g_2^2}{C^2}} \quad (8)$$

จากสมการที่ (8) ทำการ Impedance scaling จะได้ผลลัพธ์ดังแสดงในสมการที่ (9) และสมการที่ (10)

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{g_1}{C} \quad (9)$$

$$g_1 = \frac{2\pi f_c C}{Q_p}; \quad \omega_p = 2\pi f_c \quad (10)$$

จากสมการที่ (8) เมื่อทำการ Frequency Scaling จะได้ผลลัพธ์ดังแสดงในสมการที่ (11) และสมการที่ (12)

$$\omega_p = \frac{g_2}{C} \quad (11)$$

$$g_2 = 2\pi f_c C; \quad \omega_p = 2\pi f_c \quad (12)$$

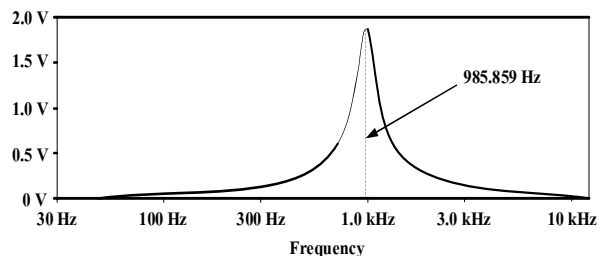
เลือกใช้โอทีเอเบอร์ LT1228 ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัสและค่าความนำถ่ายโอน ดังแสดงในสมการที่ (13)

$$g = 10 * I_{bias} \quad (13)$$

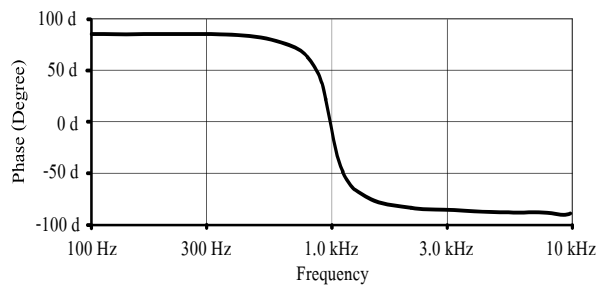
จากสมการที่ (10) และสมการที่ (12) ได้ความถี่ศูนย์กลาง 10 kHz และเมื่อกำหนดให้  $C = 10$  nF จะได้ค่ากระแส  $i_{b1} = i_{b2} = 12.6$   $\mu$ A และ  $i_{b3} = i_{b4} = 62.8$   $\mu$ A

### 4. ผลจำลองการทำงาน

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของเครื่องกรองความถี่ที่นำเสนอ จึงได้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยกำหนดให้ OTA ทำงานที่แรงดัน  $\pm 12$ V ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 1$  nF โดยมีขนาดแรงดันอินพุตเท่ากับ  $2 V_{pp}$  และปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 10 Hz ถึง 10 kHz จะได้ผลการตอบสนองด้านความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5 และผลการตอบสนองด้านเฟสดังแสดงในรูปที่ 6



รูปที่ 5 การตอบสนองด้านความถี่เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากับ 1 kHz



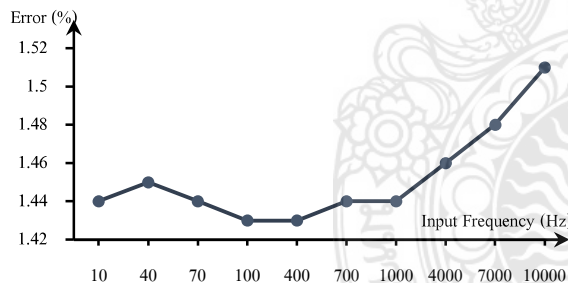
รูปที่ 6 การตอบสนองด้านเฟสเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับ 1 kHz

จากผลจำลองการทำงานดังในรูปที่ 5 สามารถคำนวณค่าผิดพลาดในการเลือกความถี่ศูนย์กลางได้ดังสมการที่ (14)

$$\% \text{ Error} = \left( \frac{\text{Input Frequency} - \text{Center Frequency}}{\text{Input Frequency}} \right) \times 100 \quad (14)$$

จากสมการที่ (14) ถ้าตั้งความถี่ของแรงดันอินพุตไว้ที่ 1 kHz ดังนั้นค่าความถี่ศูนย์กลางในรูปที่ 5 จะมีค่าเท่ากับ 985.589 Hz ซึ่งจะมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด 1.44 %

โดยถ้าปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 10 Hz ถึง 10 kHz จะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดดังข้อมูลในกราฟซึ่งแสดงในรูปที่ 7



รูปที่ 7 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดในการเลือกค่าความถี่ศูนย์กลาง เมื่อปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 10 Hz – 10 kHz

จากกราฟในรูปที่ 7 แสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบจะมีค่าความผิดพลาดในการเลือกค่าความถี่ศูนย์กลางต่ำที่สุดในช่วงความถี่ของสัญญาณอินพุตคือ 100 Hz – 400 Hz และเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตคือ 10000 Hz (10 kHz) จะเกิดค่าความผิดพลาดจะมากที่สุดในการเลือกค่าความถี่ศูนย์กลาง แสดงว่าวงจรที่ออกแบบนี้เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตยิ่งสูงขึ้นจะทำให้ค่าความผิดพลาดยิ่งมากขึ้น ซึ่งค่าความผิดพลาดจะชัดเจนมากขึ้นโดยเฉพาะในย่านตั้งแต่ 1000 Hz (1 kHz) ขึ้นไป

## 5. สรุป

วงจรรองความถี่ที่นำเสนอมีรูปแบบการตอบสนองทางความถี่ตามทฤษฎีของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน มีค่าผิดพลาดในการเลือก

ความถี่ศูนย์กลางโดยเฉลี่ย 1.45% ซึ่งต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้คือ 3% จึงสามารถนำมาใช้เป็นภาคกรองความถี่ของเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านแบบปรับตัวได้เป็นอย่างดี

นอกจากนี้หลักการการทำงานของเครื่องกรองความถี่ที่นำเสนออินพุตความถี่สามารถประยุกต์ใช้เป็นวงจรลดทอนสัญญาณรบกวนของเครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และยังสามารถใช้เป็นแนวทางในการออกแบบเพื่อพัฒนาเครื่องกรองความถี่แบบปรับตัวได้เมื่อใช้กับฟังก์ชันการกรองความถี่แบบอื่นๆ ให้มีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น

## 6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร ที่ให้การสนับสนุนงานวิจัยจนประสบความสำเร็จ

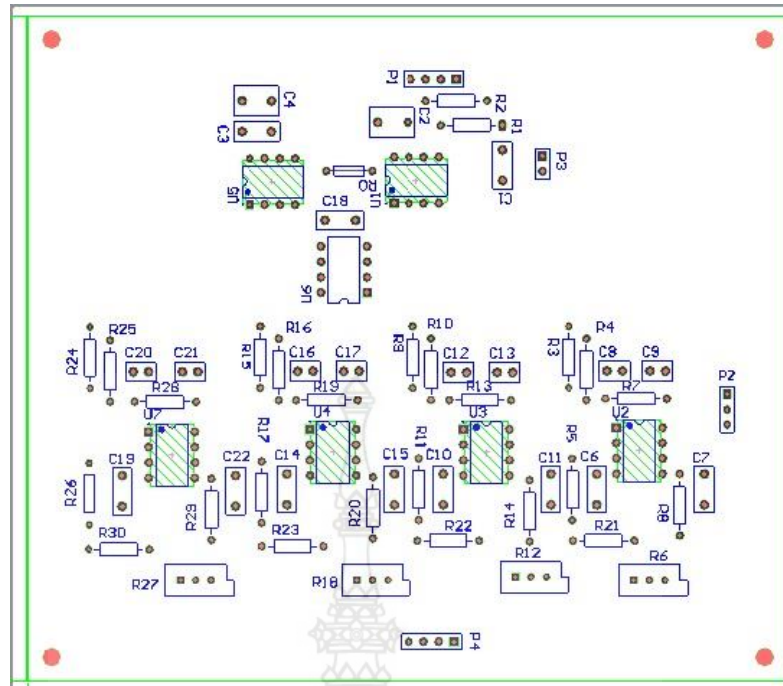
## เอกสารอ้างอิง

- [1] พงษ์นรินทร์ เม้าทับ และเกล้า ศรีพยางค์, “เครื่องกรองความถี่แบบโปรแกรมได้,” ปรินญาณพนธ์ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2556.
- [2] M. S. Prakash and R. A. Shaik, “Low-Area and High-Throughput Architecture for an Adaptive Filter Using Distributed Arithmetic,” *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, Vol. 60, Issue: 11, Nov, 2013.
- [3] G. Daryanani, “Principles of Active Network Synthesis and Design,” John Wiley & Sons, New York, 2012.
- [4] มนต์รี ศรีปรัชญานันท์ และ วินัย ใจกล้า, “วงจรรองความถี่โหมดคแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้วงจรรขยายความนำถ่ายโอน,” *การสัมมนาทางวิชาการทางวิทยาศาสตร์และสังคมศาสตร์ ครั้งที่ 1*, มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม, หน้า 857-863, 2551.
- [5] Edwin W. Greneich, “Analog Integrated Circuits,” Chapman & Hall, New York, 1997, pp. 183-190.

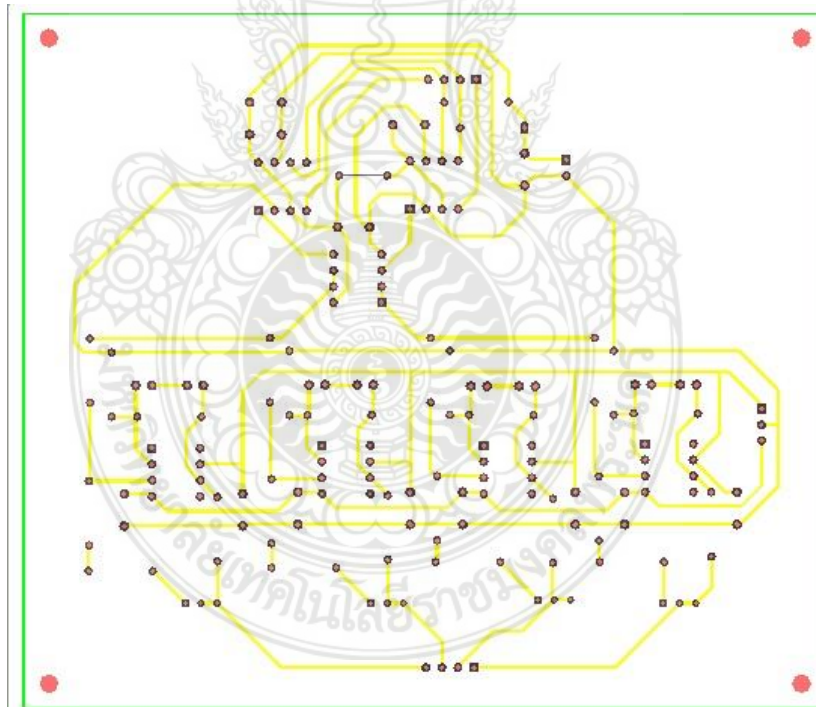
## ภาคผนวก

ภาคผนวก ข ตำแหน่งการวางอุปกรณ์และลายทองแดง

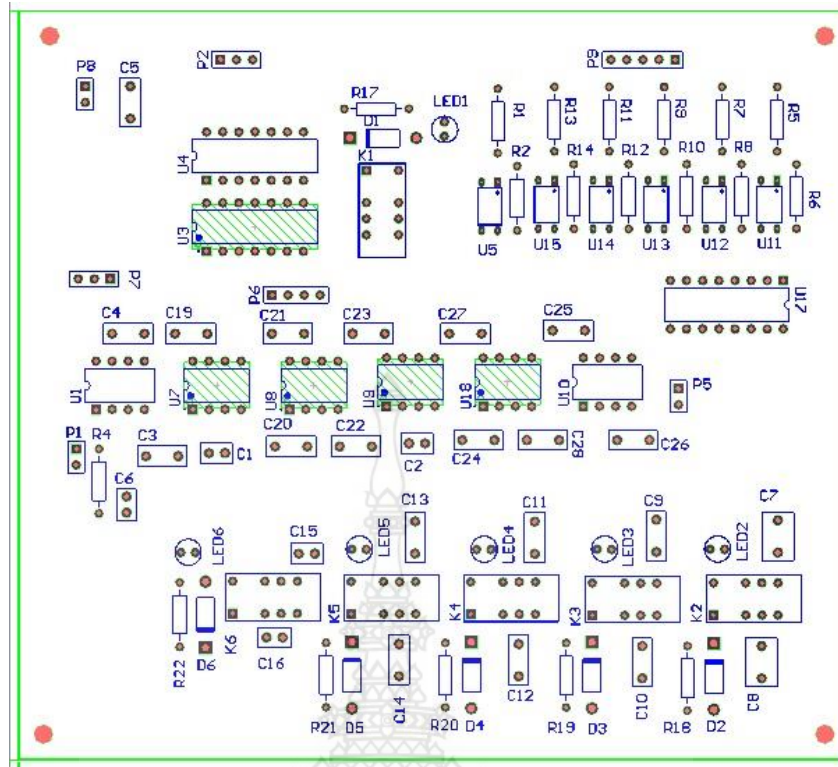




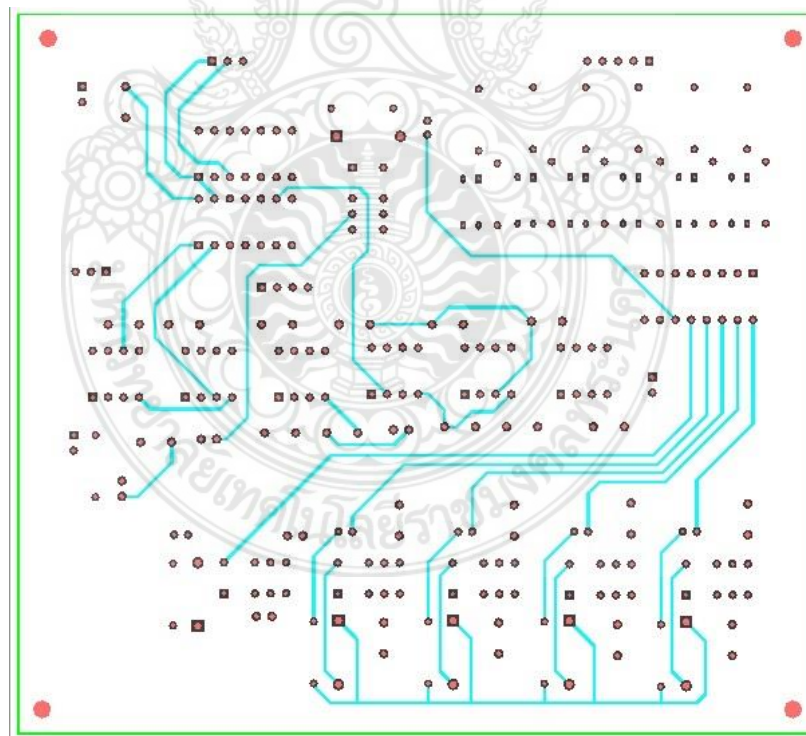
ภาพที่ ข-1 ตำแหน่งการวางอุปกรณ์วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส



ภาพที่ ข-2 แผ่วงจรพิมพ์วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

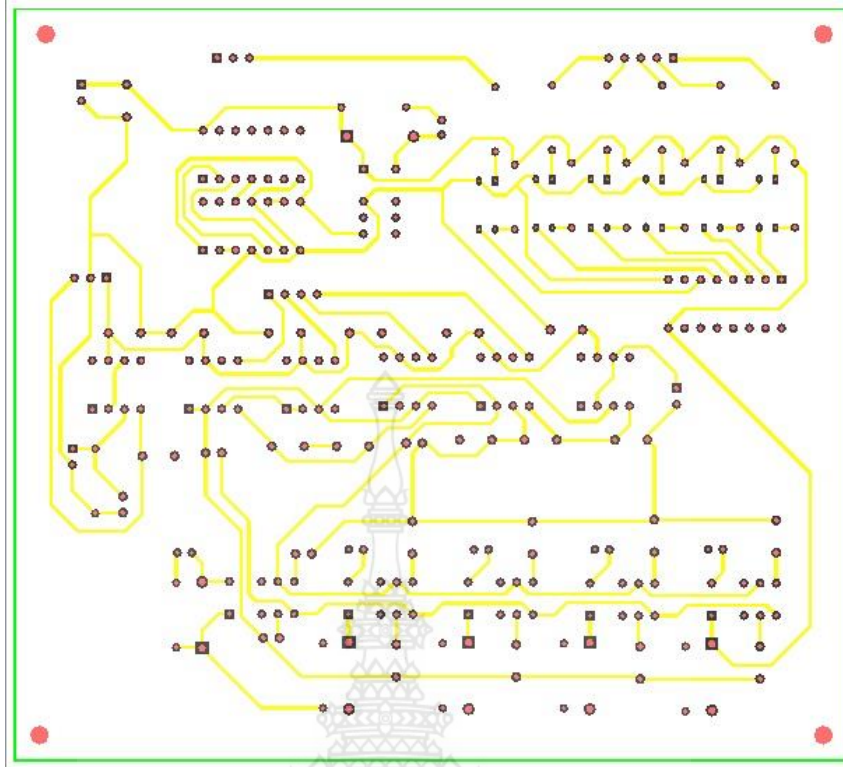


ภาพที่ ข-3 ตำแหน่งการวางอุปกรณ์วงจรรองความถี่ เลือกอินพุตและเลือกค่าตัวเก็บประจุ



ภาพที่ ข-4 แผ่นวงจรพิมพ์ด้านบนวงจรรองความถี่ เลือกอินพุตและเลือกค่าตัวเก็บประจุ





ภาพที่ ข-5 แผ่นวงจรพิมพ์ด้านล่างวงจรกรองความถี่และเลือกค่าตัวเก็บประจุ



ภาคผนวก

ภาคผนวก ค ข้อมูลทางเทคนิคอุปกรณ์ที่สำคัญ





## LTC2641/LTC2642

16-/14-/12-Bit  $V_{OUT}$  DACs in  
3mm × 3mm DFN

## FEATURES

- Tiny 3mm × 3mm 8-Pin DFN Package
- Maximum 16-Bit INL Error:  $\pm 1$ LSB over Temperature
- Low 120 $\mu$ A Supply Current
- Guaranteed Monotonic over Temperature
- Low 0.5nV•sec Glitch Impulse
- 2.7V to 5.5V Single Supply Operation
- Fast 1 $\mu$ s Settling Time to 16 Bits
- Unbuffered Voltage Output Directly Drives 60k Loads
- 50MHz SPI™/QSPI™/MICROWIRE™ Compatible Serial Interface
- Power-On Reset Clears DAC Output to Zero Scale (LTC2641) or Midscale (LTC2642)
- Schmitt-Trigger Inputs for Direct Optocoupler Interface
- Asynchronous  $\overline{CLR}$  Pin
- 8-Lead MSOP, 3mm × 3mm DFN, and 8-Lead SO Packages (LTC2641)
- 10-Lead MSOP and 3mm × 3mm DFN Packages (LTC2642)

## APPLICATIONS

- High Resolution Offset and Gain Adjustment
- Process Control and Industrial Automation
- Automatic Test Equipment
- Data Acquisition Systems

## DESCRIPTION

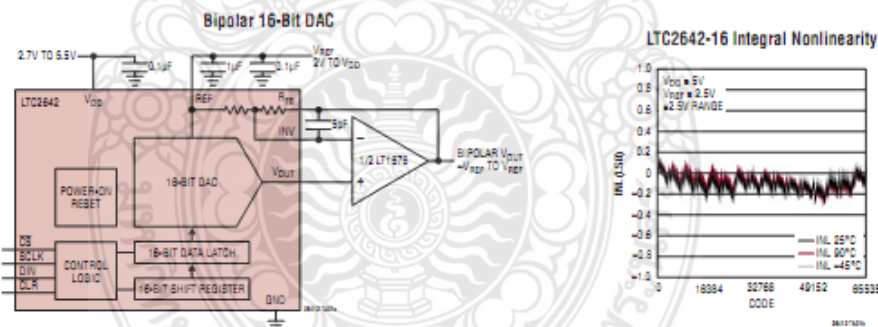
The LTC<sup>®</sup>2641/LTC2642 are families of 16-, 14- and 12-bit unbuffered voltage output DACs. These DACs operate from a single 2.7V to 5.5V supply and are guaranteed monotonic over temperature. The LTC2641A-16/LTC2642A-16 provide 16-bit performance ( $\pm 1$ LSB INL and  $\pm 1$ LSB DNL) over temperature. Unbuffered DAC outputs result in low supply current of 120 $\mu$ A and a low offset error of  $\pm 1$ LSB.

Both the LTC2641 and LTC2642 feature a reference input range of 2V to  $V_{DD}$ .  $V_{OUT}$  swings from 0V to  $V_{REF}$ . For bipolar operation, the LTC2642 includes matched scaling resistors for use with an external precision op amp (such as the LT1678), generating a  $\pm V_{REF}$  output swing at  $R_{FB}$ .

The LTC2641/LTC2642 use a simple SPI/MICROWIRE compatible 3-wire serial interface which can be operated at clock rates up to 50MHz and can interface directly with optocouplers for applications requiring isolation. A power-on reset circuit clears the LTC2641's DAC output to zero scale and the LTC2642's DAC output to midscale when power is initially applied. A logic low on the  $\overline{CLR}$  pin asynchronously clears the DAC to zero scale (LTC2641) or midscale (LTC2642). These DACs are all specified over the commercial and industrial ranges.

LT, LT, LTC and LTM are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

## TYPICAL APPLICATION

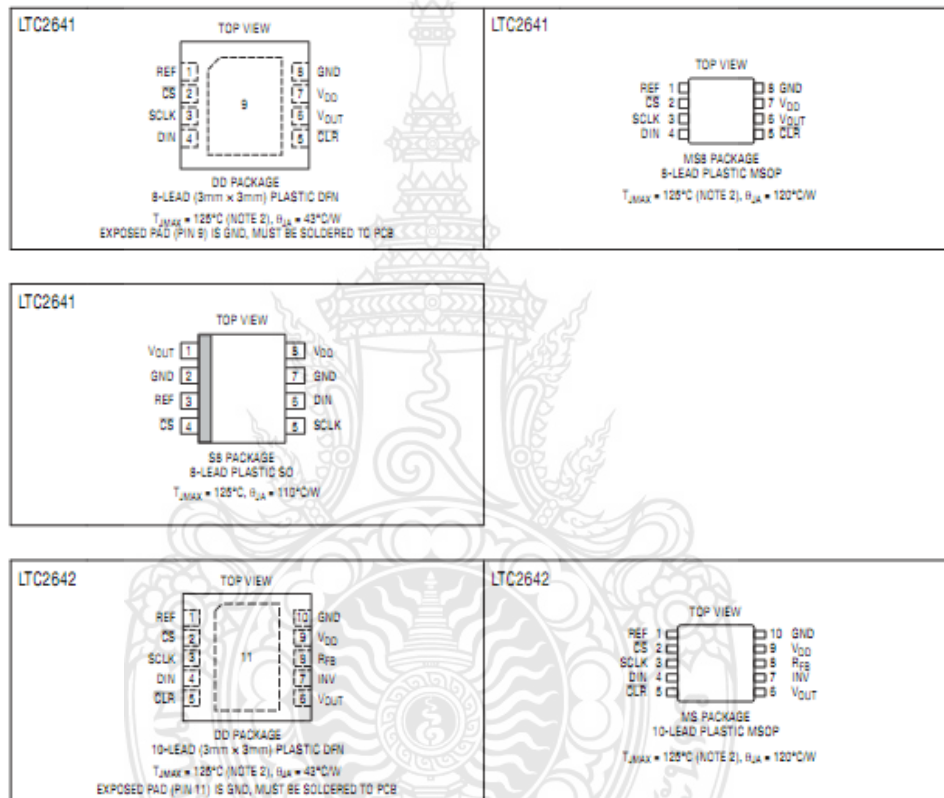


## LTC2641/LTC2642

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** (Note 1)

$V_{DD}$ to GND .....	-0.3V to 6V
CS, SCLK, DIN,	
CLR to GND .....	-0.3V to ( $V_{DD}$ + 0.3V) or 6V
REF, $V_{OUT}$ , INV to GND .....	-0.3V to ( $V_{DD}$ + 0.3V) or 6V
$R_{FB}$ to INV .....	-6V to 6V
$R_{FB}$ to GND .....	-6V to 6V
GND to GND (S8 Package) .....	-0.3V to 0.3V

Operating Temperature Range	
LTC2641C/LTC2642C .....	0°C to 70°C
LTC2641I/LTC2642I .....	-40°C to 85°C
Maximum Junction Temperature (Note 2) .....	125°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	300°C

**PIN CONFIGURATION**

25412ft



LT1006

Precision, Single Supply  
Op Amp

## FEATURES

- Single Supply Operation
  - Input Voltage Range Extends to Ground
  - Output Swings to Ground while Sinking Current
- *Guaranteed* Offset Voltage: 50 $\mu$ V Max
- *Guaranteed* Low Drift: 1.3 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C Max
- *Guaranteed* Offset Current: 0.5nA Max
- *Guaranteed* High Gain
  - 5mA Load Current: 1.5 Million Min
  - 17mA Load Current: 0.8 Million Min
- *Guaranteed* Low Supply Current: 520 $\mu$ A Max
- Supply Current can be Reduced by a Factor of 4
- Low Voltage Noise, 0.1Hz to 10Hz: 0.55 $\mu$ V<sub>p-p</sub>
  - Low Current Noise—
  - Better than OP-07: 0.07pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at 10Hz
- High Input Impedance: 250M $\Omega$  Min
- Minimum Supply Voltage: 2.7V Min

## APPLICATIONS

- Low Power Sample-and-Hold Circuits
- Battery-Powered Precision Instrumentation
  - Strain Gauge Signal Conditioners
  - Thermocouple Amplifiers
- 4mA to 20mA Current Loop Transmitters
- Active Filters

## DESCRIPTION

The LT<sup>®</sup>1006 is the first precision single supply operational amplifier. Its design has been optimized for single supply operation with a full set of specifications at 5V. Specifications at  $\pm 15$ V are also provided.

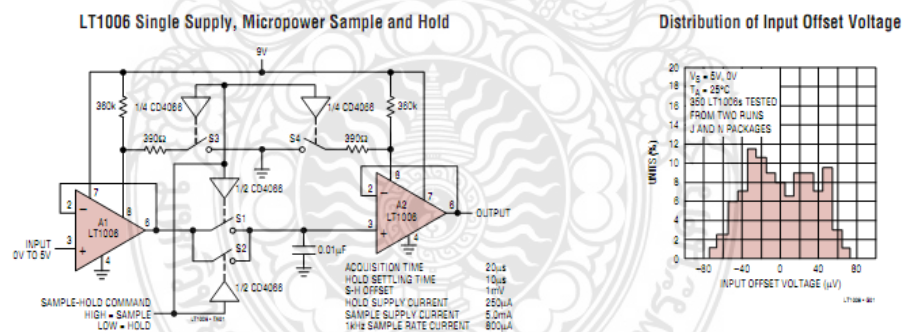
The LT1006 has a low offset voltage of 20 $\mu$ V, drift of 0.2 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C, offset current of 120pA, gain of 2.5 million, common mode rejection of 114dB and power supply rejection of 126dB.

Although supply current is only 340 $\mu$ A, a novel output stage can source or sink in excess of 20mA while retaining high voltage gain. Common mode input range includes ground to accommodate low ground-referenced inputs from strain gauges or thermocouples, and output can swing to within a few millivolts of ground. If a higher slew rate (in excess of 1V/ $\mu$ s) or micropower operation (supply current down to 90 $\mu$ A) is required, the operating currents can be modified by connecting an external optional resistor to Pin 8.

For similar single supply precision dual and quad op amps, please see the LT1013/LT1014 data sheet. For micropower dual and quad op amps, please see the LT1078/LT1079 data sheet.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

## TYPICAL APPLICATION



1

# LT1006

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage .....	$\pm 22V$	Operating Temperature Range	LT1006AM/LT1006M (OBSOLETE).....	-55°C to 125°C
Input Voltage .....	Equal to Positive Supply Voltage	LT1006AC/LT1006C/LT1006S8 .....		0°C to 70°C
Input Voltage .....	5V Below Negative Supply Voltage	Storage Temperature Range .....		-65°C to 150°C
Differential Input Voltage .....	30V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....		300°C
Output Short-Circuit Duration .....	Indefinite			

## PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW ISY SET (NOTE 3) VOS TRIM (NOTE 3) -IN (2) +IN (3) V- (4) VOS TRIM (NOTE 4) OUT (6) V+ (7) H PACKAGE 8-LEAD TO-5 METAL CAN T<sub>JMAX</sub> = 150°C, <math>\theta_{JA}</math> = 150°C/W, <math>\theta_{JC}</math> = 45°C/W</p>	ORDER PART NUMBER	<p>TOP VIEW ISY SET (NOTE 3) VOS TRIM (NOTE 3) -IN (2) +IN (3) V- (4) VOS TRIM (NOTE 4) OUT (6) V+ (7) S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO T<sub>JMAX</sub> = 100°C, <math>\theta_{JA}</math> = 130°C/W (N8) T<sub>JMAX</sub> = 150°C, <math>\theta_{JA}</math> = 200°C/W (S8)</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1006AMH LT1006MH LT1006ACH LT1006CH		LT1006CN8 LT1006S8
		J8 PACKAGE 8-LEAD CERDIP T <sub>JMAX</sub> = 100°C, $\theta_{JA}$ = 130°C/W	1006  LT1006AMJ8 LT1006MJ8 LT1006ACJ8 LT1006CJ8

**OBSOLETE PACKAGES**  
Consider the N8 or S8 Package for Alternate Source

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>S</sub> = 5V, V<sub>CM</sub> = 0V, V<sub>OUT</sub> = 1.4V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1006AM/AC			LT1006M/C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	LT1006S8		20	50	30	80	400	$\mu V$
$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta Time}$	Long-Term Input Offset Voltage Stability	LT1006S8		0.4		0.5	0.7		$\mu V/Mo$
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current			0.12	0.5	0.15	0.9		nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current			9	15	10	25		nA
e <sub>n</sub>	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz		0.55		0.55			$\mu V_{P-P}$
	Input Noise Voltage Density	f <sub>0</sub> = 10Hz f <sub>0</sub> = 1000Hz		23 22	32 25	23 22	32 25		nV/ $\sqrt{Hz}$ nV/ $\sqrt{Hz}$
I <sub>n</sub>	Input Noise Current Density	f <sub>0</sub> = 10Hz		0.07		0.08			pA/ $\sqrt{Hz}$
	Input Resistance	(Note 2)	180	400		100	300		M $\Omega$
	Differential Mode			5			4		G $\Omega$
	Common Mode								

1006fa



# dsPIC30F4011/4012

## dsPIC30F4011/4012 Enhanced Flash 16-bit Digital Signal Controller

**Note:** This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the *dsPIC30F Family Reference Manual* (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the *dsPIC30F Programmer's Reference Manual* (DS70030).

### High Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture with flexible addressing modes
- 84 base instructions
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 48 Kbytes on-chip Flash program space (16K Instruction words)
- 2 Kbytes of on-chip data RAM
- 1 Kbytes of non-volatile data EEPROM
- Up to 30 MIPS operation:
  - DC to 40 MHz external clock input
  - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 30 interrupt sources
  - 3 external interrupt sources
  - 8 user selectable priority levels for each interrupt source
  - 4 processor trap sources
- 16 x 16-bit working register array

### DSP Engine Features:

- Dual data fetch
- Accumulator write back for DSP operations
- Modulo and Bit-Reversed Addressing modes
- Two, 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single cycle hardware fractional/integer multiplier
- All DSP instructions single cycle
- $\pm$  16-bit single cycle shift

### Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Timer module with programmable prescaler:
  - Five 16-bit timers/counters; optionally pair 16-bit timers into 32-bit timer modules
- 16-bit Capture input functions
- 16-bit Compare/PWM output functions
- 3-wire SPI™ modules (supports 4 Frame modes)
- I<sup>2</sup>C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- 2 UART modules with FIFO Buffers
- 1 CAN modules, 2.0B compliant

### Motor Control PWM Module Features:

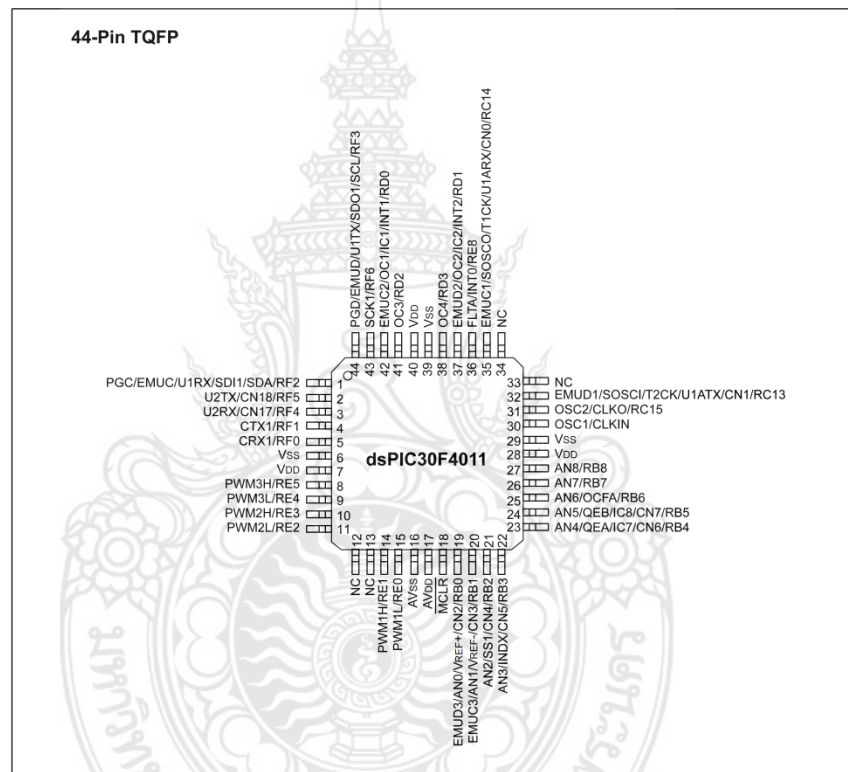
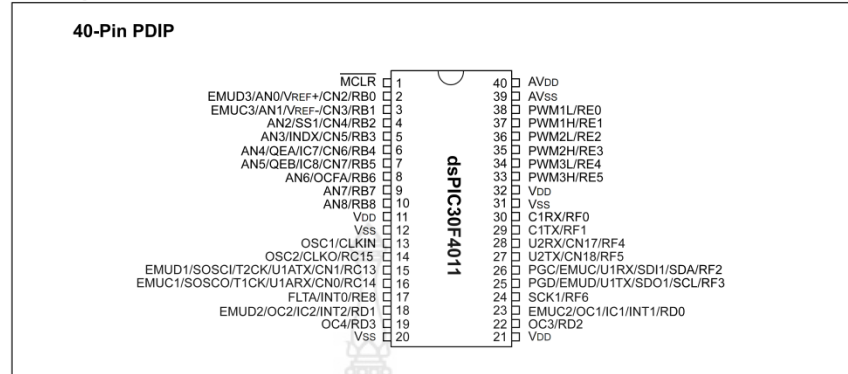
- 6 PWM output channels
  - Complementary or Independent Output modes
  - Edge and Center Aligned modes
- 3 duty cycle generators
- Dedicated time base
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for A/D conversions

### Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

# dsPIC30F4011/4012

## Pin Diagrams





## dsPIC30F4011/4012

Table 1-1 provides a brief description of the device I/O pinout and the functions that are multiplexed to a port pin. Multiple functions may exist on one port pin. When multiplexing occurs, the peripheral module's functional requirements may force an override of the data direction of the port pin.

**TABLE 1-1: dsPIC30F4011 I/O PIN DESCRIPTIONS**

Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
AN0-AN8	I	Analog	Analog input channels. AN0 and AN1 are also used for device programming data and clock inputs, respectively.
AVDD	P	P	Positive supply for analog module.
AVSS	P	P	Ground reference for analog module.
CLKI CLKO	I O	ST/CMOS —	External clock source input. Always associated with OSC1 pin function. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLKO in RC and EC modes. Always associated with OSC2 pin function.
CN0-CN7 CN17-CN18	I	ST	Input change notification inputs. Can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.
C1RX C1TX	I O	ST —	CAN1 bus receive pin. CAN1 bus transmit pin.
EMUD EMUC EMUD1 EMUC1 EMUD2 EMUC2 EMUD3 EMUC3	I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O I/O	ST ST ST ST ST ST ST ST	ICD Primary Communication Channel data input/output pin. ICD Primary Communication Channel clock input/output pin. ICD Secondary Communication Channel data input/output pin. ICD Secondary Communication Channel clock input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel data input/output pin. ICD Tertiary Communication Channel clock input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel data input/output pin. ICD Quaternary Communication Channel clock input/output pin.
IC1, IC2, IC7, IC8	I	ST	Capture inputs 1, 2, 7 and 8.
INDX QE A QEB	I I I	ST ST ST	Quadrature Encoder Index Pulse input. Quadrature Encoder Phase A input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode. Quadrature Encoder Phase B input in QE1 mode. Auxiliary Timer External Clock/Gate input in Timer mode.
INT0 INT1 INT2	I I I	ST ST ST	External interrupt 0. External interrupt 1. External interrupt 2.
FLTA PWM1L PWM1H PWM2L PWM2H PWM3L PWM3H	I O O O O O O	ST — — — — — —	PWM Fault A input. PWM 1 Low output. PWM 1 High output. PWM 2 Low output. PWM 2 High output. PWM 3 Low output. PWM 3 High output.
MCLR	I/P	ST	Master Clear (Reset) input or programming voltage input. This pin is an active low Reset to the device.
OCFA OC1-OC4	I O	ST —	Compare Fault A input (for Compare channels 1, 2, 3 and 4). Compare outputs 1 through 4.

Legend: CMOS = CMOS compatible input or output      Analog = Analog input  
 ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels      O = Output  
 I = Input      P = Power

## dsPIC30F4011/4012

**TABLE 1-1: dsPIC30F4011 I/O PIN DESCRIPTIONS (CONTINUED)**

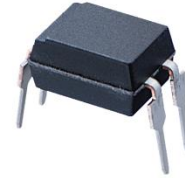
Pin Name	Pin Type	Buffer Type	Description
OSC1 OSC2	I I/O	ST/CMOS —	Oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. Optionally functions as CLK0 in RC and EC modes.
PGD PGC	I/O I	ST ST	In-Circuit Serial Programming data input/output pin. In-Circuit Serial Programming clock input pin.
RB0-RB8	I/O	ST	PORTB is a bidirectional I/O port.
8RC13-RC15	8I/O	8ST	PORTC is a bidirectional I/O port.
RD0-RD3	I/O	ST	PORTD is a bidirectional I/O port.
RE0-RE5, RE8	I/O	ST	PORTE is a bidirectional I/O port.
RF0-RF6	I/O	ST	PORTF is a bidirectional I/O port.
SCK1 SDI1 SDO1 SS1	I/O I O I	ST ST — ST	Synchronous serial clock input/output for SPI™ 1. SPI 1 Data In. SPI 1 Data Out. SPI 1 Slave Synchronization.
SCL SDA	I/O I/O	ST ST	Synchronous serial clock input/output for I <sup>2</sup> C. Synchronous serial data input/output for I <sup>2</sup> C.
SOSCO SOSCI	O I	— ST/CMOS	32 kHz low power oscillator crystal output. 32 kHz low power oscillator crystal input. ST buffer when configured in RC mode; CMOS otherwise.
T1CK T2CK	I I	ST ST	Timer1 external clock input. Timer2 external clock input.
U1RX U1TX U1ARX U1ATX U2RX U2TX	I O I O I O	ST — ST — ST —	UART1 Receive. UART1 Transmit. UART1 Alternate Receive. UART1 Alternate Transmit. UART2 Receive. UART2 Transmit.
VDD	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VREF+	I	Analog	Analog Voltage Reference (High) input.
VREF-	I	Analog	Analog Voltage Reference (Low) input.

Legend: CMOS = CMOS compatible input or output      Analog = Analog input  
 ST = Schmitt Trigger input with CMOS levels      O = Output  
 I = Input      P = Power

# PC817XJ0000F Series

## DIP 4pin General Purpose Photocoupler

\*4-channel package type is also available.  
(model No. **PC847XJ0000F Series**)



### ■ Description

**PC817XJ0000F Series** contains an IRED optically coupled to a phototransistor.

It is packaged in a 4pin DIP, available in wide-lead spacing option and SMT gullwing lead-form option.

Input-output isolation voltage(rms) is 5.0kV.

Collector-emitter voltage is 80V and CTR is 50% to 600% at input current of 5mA.

### ■ Features

1. 4pin DIP package
2. Double transfer mold package (Ideal for Flow Soldering)
3. High collector-emitter voltage ( $V_{CE0:80V}$ )
4. Current transfer ratio (CTR : MIN. 50% at  $I_F=5\text{ mA}$ ,  $V_{CE}=5V$ )
5. Several CTR ranks available
6. High isolation voltage between input and output ( $V_{iso(rms)} : 5.0\text{ kV}$ )
7. Lead-free and RoHS directive compliant

### ■ Agency approvals/Compliance

1. Recognized by UL1577 (Double protection isolation), file No. E64380 (as model No. **PC817**)
2. Package resin : UL flammability grade (94V-0)

### ■ Applications

1. I/O isolation for MCUs (Micro Controller Units)
2. Noise suppression in switching circuits
3. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

Notice The content of data sheet is subject to change without prior notice.  
In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that may occur in equipment using any SHARP devices shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest device specification sheets before using any SHARP device.

**SHARP****PC817XJ0000F Series****■ Absolute Maximum Ratings** (T<sub>a</sub>=25°C)

	Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I <sub>F</sub>	50	mA
	*1 Peak forward current	I <sub>FM</sub>	1	A
	Reverse voltage	V <sub>R</sub>	6	V
Output	Power dissipation	P	70	mW
	Collector-emitter voltage	V <sub>CEO</sub>	80	V
	Emitter-collector voltage	V <sub>ECO</sub>	6	V
	Collector current	I <sub>C</sub>	50	mA
	Collector power dissipation	P <sub>C</sub>	150	mW
	Total power dissipation	P <sub>tot</sub>	200	mW
	*2 Isolation voltage	V <sub>iso (rms)</sub>	5.0	kV
Operating temperature	T <sub>opr</sub>	-30 to +100	°C	
	Storage temperature	T <sub>stg</sub>	-55 to +125	°C
*3 Soldering temperature	T <sub>sol</sub>	260	°C	

\*1 Pulse width≤100μs, Duty ratio : 0.001

\*2 40 to 60%RH, AC for 1minute, f=60Hz

\*3 For 10s

**■ Electro-optical Characteristics**(T<sub>a</sub>=25°C)

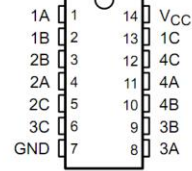
	Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
Input	Forward voltage	V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> =20mA	-	1.2	1.4	V	
	Peak forward voltage	V <sub>FM</sub>	I <sub>FM</sub> =0.5A	-	-	3.0	V	
	Reverse current	I <sub>R</sub>	V <sub>R</sub> =4V	-	-	10	μA	
Output	Terminal capacitance	C <sub>t</sub>	V=0, f=1kHz	-	30	250	pF	
	Collector dark current	I <sub>CEO</sub>	V <sub>CE</sub> =50V, I <sub>F</sub> =0	-	-	100	nA	
	Collector-emitter breakdown voltage	BV <sub>CEO</sub>	I <sub>C</sub> =0.1mA, I <sub>F</sub> =0	80	-	-	V	
	Emitter-collector breakdown voltage	BV <sub>ECO</sub>	I <sub>F</sub> =10μA, I <sub>F</sub> =0	6	-	-	V	
Transfer characteristics	Collector current	I <sub>C</sub>	I <sub>F</sub> =5mA, V <sub>CE</sub> =5V	2.5	-	30.0	mA	
	Collector-emitter saturation voltage	V <sub>CE (sat)</sub>	I <sub>F</sub> =20mA, I <sub>C</sub> =1mA	-	0.1	0.2	V	
	Isolation resistance	R <sub>ISO</sub>	DC500V, 40 to 60%RH	5×10 <sup>10</sup>	1×10 <sup>11</sup>	-	Ω	
	Floating capacitance	C <sub>f</sub>	V=0, f=1MHz	-	0.6	1.0	pF	
	Cut-off frequency	f <sub>c</sub>	V <sub>CE</sub> =5V, I <sub>C</sub> =2mA, R <sub>L</sub> =100Ω, -3dB	-	80	-	kHz	
	Response time	Rise time	t <sub>r</sub>	V <sub>CE</sub> =2V, I <sub>C</sub> =2mA, R <sub>L</sub> =100Ω	-	4	18	μs
		Fall time	t <sub>f</sub>		-	3	18	μs

## SN74HC4066 QUADRUPLE BILATERAL ANALOG SWITCH

SCLS325G – MARCH 1996 – REVISED JULY 2003

- Wide Operating Voltage Range of 2 V to 6 V
- Typical Switch Enable Time of 18 ns
- Low Power Consumption, 20- $\mu$ A Max  $I_{CC}$
- Low Input Current of 1  $\mu$ A Max
- High Degree of Linearity
- High On-Off Output-Voltage Ratio
- Low Crosstalk Between Switches
- Low On-State Impedance . . .  
50- $\Omega$  TYP at  $V_{CC} = 6$  V
- Individual Switch Controls

D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



### description/ordering information

The SN74HC4066 is a silicon-gate CMOS quadruple analog switch designed to handle both analog and digital signals. Each switch permits signals with amplitudes of up to 6 V (peak) to be transmitted in either direction.

Each switch section has its own enable input control (C). A high-level voltage applied to C turns on the associated switch section.

Applications include signal gating, chopping, modulation or demodulation (modem), and signal multiplexing for analog-to-digital and digital-to-analog conversion systems.

### ORDERING INFORMATION

$T_A$	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
-40°C to 85°C	PDIP – N	Tube of 25	SN74HC4066N	SN74HC4066N
		Tube of 50	SN74HC4066D	
	SOIC – D	Reel of 2500	SN74HC4066DR	HC4066
		Reel of 250	SN74HC4066DT	
	SOP – NS	Reel of 2000	SN74HC4066NSR	HC4066
	SSOP – DB	Reel of 2000	SN74HC4066DBR	HC4066
	TSSOP – PW	Tube of 90	SN74HC4066PW	HC4066
		Reel of 2000	SN74HC4066PWR	
		Reel of 250	SN74HC4066PWT	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at [www.ti.com/sc/package](http://www.ti.com/sc/package).

FUNCTION TABLE  
(each switch)

INPUT CONTROL (C)	SWITCH
L	OFF
H	ON



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

**TEXAS  
INSTRUMENTS**  
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

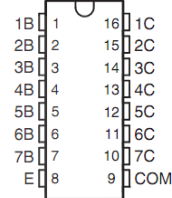
## HIGH-VOLTAGE, HIGH-CURRENT DARLINGTON TRANSISTOR ARRAYS

Check for Samples: [ULN2002A](#), [ULN2003A](#), [ULN2003AI](#), [ULN2004A](#), [ULQ2003A](#), [ULQ2004A](#)

### FEATURES

- 500-mA-Rated Collector Current (Single Output)
- High-Voltage Outputs: 50 V
- Output Clamp Diodes
- Inputs Compatible With Various Types of Logic
- Relay-Driver Applications

ULN2002A . . . N PACKAGE  
ULN2003A . . . D, N, NS, OR PW PACKAGE  
ULN2004A . . . D, N, OR NS PACKAGE  
ULQ2003A, ULQ2004A . . . D OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



### DESCRIPTION

The ULN2002A, ULN2003A, ULN2003AI, ULN2004A, ULQ2003A, and ULQ2004A are high-voltage high-current Darlington transistor arrays. Each consists of seven npn Darlington pairs that feature high-voltage outputs with common-cathode clamp diodes for switching inductive loads. The collector-current rating of a single Darlington pair is 500 mA. The Darlington pairs can be paralleled for higher current capability. Applications include relay drivers, hammer drivers, lamp drivers, display drivers (LED and gas discharge), line drivers, and logic buffers. For 100-V (otherwise interchangeable) versions of the ULN2003A and ULN2004A, see the [SN75468](#) and [SN75469](#), respectively.

The ULN2002A is designed specifically for use with 14-V to 25-V PMOS devices. Each input of this device has a Zener diode and resistor in series to control the input current to a safe limit. The ULN2003A and ULQ2003A have a 2.7-kΩ series base resistor for each Darlington pair for operation directly with TTL or 5-V CMOS devices. The ULN2004A and ULQ2004A have a 10.5-kΩ series base resistor to allow operation directly from CMOS devices that use supply voltages of 6 V to 15 V. The required input current of the ULN/ULQ2004A is below that of the ULN/ULQ2003A, and the required voltage is less than that required by the ULN2002A.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

Copyright © 1976–2013, Texas Instruments Incorporated

ULN2002A, ULN2003A, ULN2003AI, ULN2004A  
ULQ2003A, ULQ2004A



SLRS027M – DECEMBER 1976 – REVISED FEBRUARY 2013

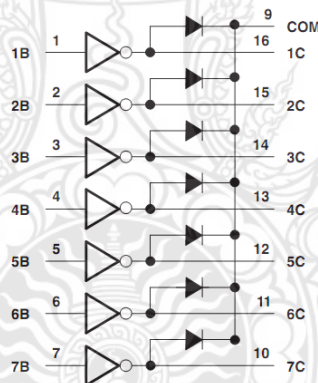
www.ti.com

ORDERING INFORMATION<sup>(1)</sup>

T <sub>A</sub>	PACKAGE <sup>(2)</sup>		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING	
-20°C to 70°C	PDIP – N	Tube of 25	ULN2002AN	ULN2002AN	
			ULN2003AN	ULN2003AN	
			ULN2004AN	ULN2004AN	
	SOIC – D	Tube of 40	ULN2003AD	ULN2003A	
			ULN2003ADR		
			Reel of 2500	ULN2003ADRG3	ULN2004A
				ULN2004AD	
	SOP – NS	Reel of 2000	ULN2004ADRG3	ULN2003A	
			ULN2004ANSR	ULN2004A	
	TSSOP – PW	Tube of 90	ULN2003APW	UN2003A	
Reel of 2000			ULN2003APWR		
-40°C to 85°C	PDIP – N	Tube of 25	ULQ2003AN	ULQ2003A	
			ULQ2004AN	ULQ2004AN	
	SOIC – D	Tube of 40	ULQ2003AD	ULQ2003A	
			ULQ2003ADR	ULQ2004A	
			ULQ2004AD		
-40°C to 105°C	SOP – NS	Reel of 2000	ULQ2004ADR	ULN2003AI	
			ULN2003AINSR	ULN2003AIN	
	PDIP – N	Tube of 425	ULN2003AID	ULN2003AI	
			ULN2003AIDR	UN2003AI	
TSSOP – PW	Reel of 2500	ULN2003AIPWR			

- (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI web site at [www.ti.com](http://www.ti.com).
- (2) Package drawings, thermal data, and symbolization are available at [www.ti.com/packaging](http://www.ti.com/packaging).

LOGIC DIAGRAM





LT1228

# 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control

## FEATURES

- Very Fast Transconductance Amplifier  
Bandwidth: 75MHz  
 $g_m = 10 \times I_{SET}$   
Low THD: 0.2% at 30mV<sub>RMS</sub> Input  
Wide  $I_{SET}$  Range: 1μA to 1mA
- Very Fast Current Feedback Amplifier  
Bandwidth: 100MHz  
Slew Rate: 1000V/μs  
Output Drive Current: 30mA  
Differential Gain: 0.04%  
Differential Phase: 0.1°  
High Input Impedance: 25MΩ, 6pF
- Wide Supply Range: ±2V to ±15V
- Inputs Common Mode to Within 1.5V of Supplies
- Outputs Swing Within 0.8V of Supplies
- Supply Current: 7mA
- Available in 8-Lead PDIP and SO Packages

## APPLICATIONS

- Video DC Restore (Clamp) Circuits
- Video Differential Input Amplifiers
- Video Keyer/Fader Amplifiers
- AGC Amplifiers
- Tunable Filters
- Oscillators

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

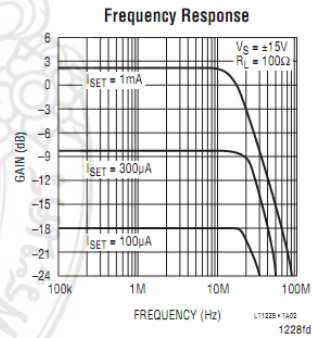
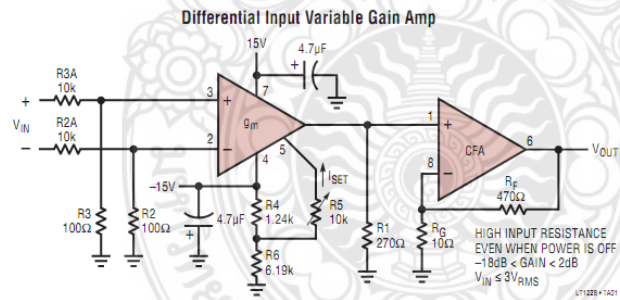
## DESCRIPTION

The LT<sup>®</sup>1228 makes it easy to electronically control the gain of signals from DC to video frequencies. The LT1228 implements gain control with a transconductance amplifier (voltage to current) whose gain is proportional to an externally controlled current. A resistor is typically used to convert the output current to a voltage, which is then amplified with a current feedback amplifier. The LT1228 combines both amplifiers into an 8-pin package, and operates on any supply voltage from 4V (±2V) to 30V (±15V). A complete differential input, gain controlled amplifier can be implemented with the LT1228 and just a few resistors.

The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input and a current source output with wide output voltage compliance. The transconductance,  $g_m$ , is set by the current that flows into Pin 5,  $I_{SET}$ . The small signal  $g_m$  is equal to ten times the value of  $I_{SET}$  and this relationship holds over several decades of set current. The voltage at Pin 5 is two diode drops above the negative supply, Pin 4.

The LT1228 current feedback amplifier has very high input impedance and therefore it is an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth over a wide range of voltage gains making it easy to interface the transconductance amplifier output to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads, such as cables, with excellent linearity at high frequencies.

## TYPICAL APPLICATION





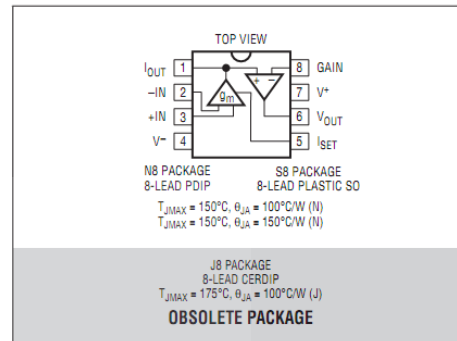
## LT1228

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage .....	$\pm 18\text{V}$
Input Current, Pins 1, 2, 3, 5, 8 (Note 8) .....	$\pm 15\text{mA}$
Output Short Circuit Duration (Note 2) .....	Continuous
Operating Temperature Range	
LT1228C .....	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$
LT1228I .....	$-40^{\circ}\text{C}$ to $85^{\circ}\text{C}$
<b>LT1228M (OBSOLETE) .....</b>	$-55^{\circ}\text{C}$ to $125^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range .....	$-65^{\circ}\text{C}$ to $150^{\circ}\text{C}$
Junction Temperature	
Plastic Package .....	$150^{\circ}\text{C}$
Ceramic Package ( <b>OBSOLETE</b> ) .....	$175^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	$300^{\circ}\text{C}$

### PIN CONFIGURATION



### ORDER INFORMATION

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
	LT1228CN8#TRPBF	LT1228CN8	8-Lead Plastic DIP	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$
	LT1228IN8#PBF	LT1228IN8	8-Lead Plastic DIP	$-40^{\circ}\text{C}$ to $85^{\circ}\text{C}$
	LT1228CS8#PBF	1228	8-Lead Plastic SO	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$
	LT1228IS8#PBF	1228I	8-Lead Plastic SO	$-40^{\circ}\text{C}$ to $85^{\circ}\text{C}$
OBSOLETE PACKAGE				
	LT1228MJ8	LT1228MJ8	8-Lead CERDIP	$-55^{\circ}\text{C}$ to $125^{\circ}\text{C}$
	LT1228CJ8	LT1228CJ8	8-Lead CERDIP	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.  
Consult LTC Marketing for information on nonstandard lead based finish parts.

For more information on lead free part marking, go to: <http://www.linear.com/leadfree/>

For more information on tape and reel specifications, go to: <http://www.linear.com/tapeandreeel/>

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ . Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8.  $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ ,  $I_{SET} = 0\mu\text{A}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$  unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	T <sub>A</sub> = 25°C	●	±3	±10 ±15	mV mV
	Input Offset Voltage Drift		●	10		μV/°C
I <sub>IN</sub> <sup>+</sup>	Noninverting Input Current	T <sub>A</sub> = 25°C	●	±0.3	±3 ±10	μA μA
			●			
I <sub>IN</sub> <sup>-</sup>	Inverting Input Current	T <sub>A</sub> = 25°C	●	±10	±65 ±100	μA μA
			●			
e <sub>n</sub>	Input Noise Voltage Density	f = 1kHz, R <sub>F</sub> = 1k, R <sub>G</sub> = 10Ω, R <sub>S</sub> = 0Ω		6		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Input Noise Current Density	f = 1kHz, R <sub>F</sub> = 1k, R <sub>G</sub> = 10Ω, R <sub>S</sub> = 10k		1.4		pV/√Hz

1228fd

## LT1228

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ . Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8.  $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ ,  $I_{SET} = 0\mu\text{A}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$  unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 13\text{V}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$	● 2	25		$\text{M}\Omega$
		$V_{IN} = \pm 3\text{V}$ , $V_S = \pm 5\text{V}$	● 2	25		$\text{M}\Omega$
$C_{IN}$	Input Capacitance (Note 3)	$V_S = \pm 5\text{V}$		6		$\text{pF}$
	Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● $\pm 13$	$\pm 13.5$		$\text{V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● $\pm 3$	$\pm 3.5$		$\text{V}$
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 13\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● 55	69		$\text{dB}$
		$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	● 55			$\text{dB}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 3\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● 55	69		$\text{dB}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	● 55			$\text{dB}$
	Inverting Input Current Common Mode Rejection	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 13\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	●	2.5	10	$\mu\text{A/V}$
		$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	●		10	$\mu\text{A/V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 3\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	●	2.5	10	$\mu\text{A/V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{CM} = \pm 2\text{V}$	●		10	$\mu\text{A/V}$
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● 60	80		$\text{dB}$
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	● 60			$\text{dB}$
	Noninverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	●	10	50	$\text{nA/V}$
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●		50	$\text{nA/V}$
	Inverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	●	0.1	5	$\mu\text{A/V}$
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●		5	$\mu\text{A/V}$
$A_V$	Large-Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , $R_{LOAD} = 1\text{k}\Omega$	● 55	65		$\text{dB}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$ , $R_{LOAD} = 150\Omega$	● 55	65		$\text{dB}$
$R_{OL}$	Transresistance, $\Delta V_{OUT}/\Delta I_{IN}^-$	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ , $R_{LOAD} = 1\text{k}\Omega$	● 100	200		$\text{k}\Omega$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$ , $R_{LOAD} = 150\Omega$	● 100	200		$\text{k}\Omega$
$V_{OUT}$	Maximum Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_{LOAD} = 400\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● $\pm 12$	$\pm 13.5$		$\text{V}$
		$V_S = \pm 5\text{V}$ , $R_{LOAD} = 150\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● $\pm 3$	$\pm 3.7$		$\text{V}$
$I_{OUT}$	Maximum Output Current	$R_{LOAD} = 0\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	● 30	65	125	$\text{mA}$
			● 25		125	$\text{mA}$
$I_S$	Supply Current	$V_{OUT} = 0\text{V}$ , $I_{SET} = 0\text{V}$	●	6	11	$\text{mA}$
SR	Slew Rate (Notes 4 and 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		300	500	$\text{V}/\mu\text{s}$
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 400\Omega$			3500	$\text{V}/\mu\text{s}$
$t_r$	Rise Time (Notes 5 and 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10	20	$\text{ns}$
BW	Small-Signal Bandwidth	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 100\Omega$		100		$\text{MHz}$
$t_r$	Small-Signal Rise Time	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 100\Omega$		3.5		$\text{ns}$
	Propagation Delay	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 100\Omega$		3.5		$\text{ns}$
	Small-Signal Overshoot	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 100\Omega$		15		%
$t_s$	Settling Time	0.1%, $V_{OUT} = 10\text{V}$ , $R_F = 1\text{k}\Omega$ , $R_G = 1\text{k}\Omega$ , $R_L = 1\text{k}\Omega$		45		$\text{ns}$
		Differential Gain (Note 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 1\text{k}\Omega$		0.01	%
	Differential Phase (Note 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 1\text{k}\Omega$		0.01		$\text{DEG}$
	Differential Gain (Note 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 150\Omega$		0.04		%
	Differential Phase (Note 7)	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_F = 750\Omega$ , $R_G = 750\Omega$ , $R_L = 150\Omega$		0.1		$\text{DEG}$

1228fd

## ประวัติการศึกษาและการทำงาน



ชื่อ - นามสกุล นายเกล้า ศรีพยางค์  
วัน เดือน ปี ที่เกิด 30 ตุลาคม 2533  
สถานที่เกิด จังหวัดชลบุรี  
ที่อยู่ปัจจุบัน 8/372 ม.10 ต.บางรักพัฒนา อ.บางบัวทอง จ.นนทบุรี 11110

### ประวัติการศึกษา

ปีการศึกษา 2551

ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ  
สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์  
วิทยาลัยการอาชีพนครศรีธรรมราช

ปีการศึกษา 2555

ระดับปริญญาตรี ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ปีการศึกษา 2564

ระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

### ประวัติการทำงาน

สถานที่ทำงานปัจจุบัน

ศูนย์ฝึกและอบรมเด็กและเยาวชนชายบ้านอุเบกขา

ตำแหน่งปัจจุบัน

นักวิชาการอบรมและฝึกวิชาชีพ (ด้านสามัญ)