

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบ  
เก็บประจุ

DESIGN OF CAPACITANCE TO TIME PERIOD CONVERTER  
FOR CAPACITIVE SENSORS



2/พ.  
๒๖ ๒/๒๕๕๙  
๒๕๕๙

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 144171  
วันเดือนปี 01 11 2559

b. 12815548  
i. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF CAPACITANCE TO TIME PERIOD CONVERTER  
FOR CAPACITIVE SENSORS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL 2016-EN-M-080-143



COPYRIGHT 2016

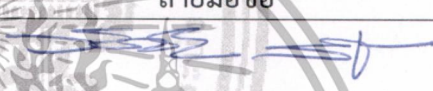




FACULTY OF ENGINEERING

เอเค KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  
Thesis Title Design of Capacitance to Time Period Converter for Capacitive Sensors  
นักศึกษา นายนราธร กาญจนภาชนัน  
รหัสประจำตัว 54611206  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วราภรณ์ เพชรมณีล้ำค่า  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-080-143

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.วันชัย	วีรวิภา	
ดร.อภิรักษ์	ฤกษ์รัตน์	
รศ.ดร.อนุชา	แก้วพลสุข	
ดร.สิริชัย	ธรรมารักษ์วัฒนะ	
ผศ.ดร.วราภรณ์	เพชรมณีล้ำค่า	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 11 กรกฎาคม พ.ศ. 2559 เวลา 10.30-12.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับ เซนเซอร์แบบเก็บประจุ
นักศึกษา	นายนราธร กาญจนภาชน์
รหัสนักศึกษา	54611206
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วรรณดี เพชรธณีสัจจา

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled current conveyor, CCCII) ที่นำวงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอ (Operational transconductance amplifier, OTA) มาใช้ในการออกแบบ วงจรที่นำเสนอจะแปลงค่าความจุไฟฟ้าให้เป็นค่าคาบเวลา ซึ่งค่าคาบเวลาที่ได้แปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่ได้จากเซนเซอร์อย่างเป็นเชิงเส้น ขนาดของค่าคาบเวลาที่ได้สามารถปรับค่าให้ได้ช่วงที่เหมาะสมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและมีต้นทุนที่ต่ำ ผลการทดลองสามารถยืนยันได้ว่าสมรรถนะการทำงานของวงจรที่นำเสนอเป็นไปตามที่คาดหวัง พร้อมทั้งได้มีการนำวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่ออกแบบขึ้นไปประยุกต์ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Design of Capacitance to Time Period Converter for Capacitive Sensors
Student	Mr. Naratorn Kanjanapart
Student ID.	54611206
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Wandee Petchmaneelumka

### ABSTRACT

This thesis presents a design of capacitance to time period converter for capacitive sensors using second generation current controlled current conveyor (CCCI) based on operational transconductance amplifier (OTA). The proposed circuit converts a capacitance from capacitive sensor into time period. The obtained time period is linearly proportional to capacitance from capacitive sensor. Time period can be electronically adjusted to appropriate range by changing the external current of OTA. The proposed converter provides simple configuration and low cost. The experimental results confirming the performance of the proposed circuit are agreed with the expected value. Moreover, its application is also given.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนต้องขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร. วรณดี เพชรมณี ล้ำค่า อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ตลอดการทำงานวิจัย ตลอดจนตรวจสอบงานวิจัยให้แก่ผู้เขียน ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร. วันชัย ธีรรุจา อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม ที่คอยให้คำปรึกษา ให้คำชี้แนะ และช่วยเหลือในการทำงานวิจัย รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำงานวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนสั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆ ในการดำเนินชีวิตให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ ดร.อภิณัย ฤกษ์รัตน์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม พี่ๆ และน้องๆ ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ในการทำงานวิจัย อีกทั้งยังเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ขอขอบพระคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ได้มอบสถานที่และให้ทุนการวิจัยสำหรับการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่ชาย ญาติๆ และเพื่อนทุกคน ที่ให้การสนับสนุน ให้ความช่วยเหลือ ให้ความห่วงใย และคอยเป็นกำลังใจให้แก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาการศึกษา

นราธร กาญจนภาชน

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่นำเสนอในอดีต.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอโดย Y. Daheng และคณะ.....	4
2.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ที่นำเสนอโดย Cheng-Ta Chiang และคณะ.....	7
2.4 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์ที่นำเสนอโดย P. Bruschi และคณะ.....	9
2.5 บทสรุป.....	12
บทที่ 3 คุณสมบัติและหลักการพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทีฟ.....	
3.1 กล่าวนำ.....	13
3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน.....	13
3.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	14
3.4 วงจรสายพานกระแส.....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอ.....	18
3.6 บทสรุป.....	26
<b>บทที่ 4 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าเสนอ</b>	
4.1 กล่าวนำ.....	27
4.2 การทำงานของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าเสนอ.....	27
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	31
4.4 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา ที่น่าเสนอ.....	31
4.5 ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งาน.....	36
4.6 บทสรุป.....	38
<b>บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ</b>	
5.1 บทสรุป.....	39
5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....	39
เอกสารอ้างอิง.....	40
ภาคผนวก ก. การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ.....	43
ก1. การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต $i_o$ กับค่าแรงดันอินพุต $v_{in}$ ของโอทีเอ.....	43
ภาคผนวก ข. การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจร CCCII.....	53
ข1. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้ โอทีเอ.....	54
ข2. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้ โอทีเอ.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ข3. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้ โอทีเอ.....	59
ข4. การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้ โอทีเอ.....	61
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์.....	64
ประวัติผู้เขียน.....	77



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อดีข้อเสียของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่ได้มีการนำเสนอในอดีต.....	12
4.1 อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในการทดลอง.....	32
4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง.....	32
4.3 กระแสไบอัส $I_{B3}$ และ $R$ เพื่อให้ได้อัตราขยาย $K$ และ $G_s$ ที่ออกแบบ.....	32
4.4 กระแสไบอัส $I_{B3}$ และ $R$ ที่ใช้ทดสอบกับเซนเซอร์แบบเก็บประจุ.....	37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า.....	5
2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าแบบปรับปรุง.....	6
2.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่.....	7
2.4 รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละโหนดของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่.....	8
2.5 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์.....	10
3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน.....	14
3.2 สัญญาณแรงดันของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน.....	14
3.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	14
3.5 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	15
3.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบขมิตท์ทริกเกอร์.....	16
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขมิตท์ทริกเกอร์.....	16
3.8 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส.....	17
3.9 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลของวงจร CCCII.....	18
3.10 วงจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเออย่างง่าย.....	20
3.11 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย.....	21
3.12 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง.....	22
3.13 วงจร CCCII ที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันที่ปรับปรุง.....	25
4.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุ.....	27
4.2 วงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ SW <sub>1</sub> .....	28
4.3 วงจรอินทิเกรตโดยใช้ CCCII.....	28
4.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบขมิตท์ทริกเกอร์.....	29
4.5 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C_{sen}$ และเอาต์พุต $V_{out}$ .....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ $C_{sen}$ ตั้งแต่ 100pF-1nF โดยกำหนดให้ $R = 1k\Omega$ .....	33
4.7 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ $C_{sen}$ ตั้งแต่ 1nF-10nF โดยกำหนดให้ $R = 1k\Omega$ .....	33
4.8 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ $C_{sen}$ ตั้งแต่ 100pF-1nF โดยกำหนดให้ $R = 5k\Omega$ .....	33
4.9 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ $C_{sen}$ ตั้งแต่ 1nF-10nF โดยกำหนดให้ $R = 5k\Omega$ .....	33
4.10 รูปสัญญาณที่ตรวจวัดได้เมื่อกำหนดให้ $R$ มีค่าเท่ากับ $5k\Omega$ .....	36
4.11 บล็อกไดอะแกรมการนำไปประยุกต์ใช้งาน.....	37
4.12 ผลการทดสอบแปรค่าความชื้น.....	37
ก.1 สัญลักษณ์และวงจรมูลทางอุดมคติของไอทีเอ.....	44
ก.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสของไอทีเอ.....	45
ก.3 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรไอทีเอ.....	46
ก.4 วงจรมูลของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนเอาต์พุตของวงจรไอทีเอ.....	49
ก.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรไอทีเอ.....	51
ข.1 วงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้ไอทีเอ.....	54
ข.2.1 วงจรมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้ไอทีเอ.....	56
ข.2.2 วงจรมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้ไอทีเอ.....	57
ข.3 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้ไอทีเอ.....	59
ข.4 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้ไอทีเอ.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เซนเซอร์แบบเก็บประจุ (Capacitive sensor) ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการวัดสัญญาณทางกายภาพต่างๆ มากมาย เช่น การกระจัด ความเร่ง ความดัน ความชื้นและระดับของเหลว [1]-[4] เป็นต้น ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเซนเซอร์ประเภทนี้จะอยู่ในรูปของค่าความจุไฟฟ้า โดยค่าความจุไฟฟ้าที่ได้นี้ จะถูกแปลงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าโดยใช้วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าตามที่ผู้ใช้งานต้องการ ซึ่งจากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่าได้มีการนำเสนอไว้อยู่หลายงานวิจัย อาทิเช่น วิธีที่ 1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ [5]-[6] ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน ทว่างานวิจัยที่ได้นำเสนอนี้ออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์เฉพาะ ซึ่งจะต้องออกแบบวงจรในลักษณะของวงจรรวม (Integrated circuit, IC) ทำให้ไม่สะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้ วิธีที่ 2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า [7]-[8] ซึ่งไม่เหมาะกับการใช้งานกับความจุไฟฟ้าที่มีขนาดเล็ก อีกทั้งวิธีที่ 2 ออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์เฉพาะเช่นกัน ทำให้การนำไปประยุกต์ใช้งานมีความยุ่งยาก และวิธีที่ 3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา [9]-[10] ซึ่งเอาต์พุตง่ายต่อการนำไปต่อใช้งานและมีช่วงการต่อใช้งานกับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่กว้าง ทว่างานวิจัยที่ได้นำเสนอที่ผ่านมามีความสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยองค์ประกอบหลักที่นำมาใช้ในการออกแบบวงจรแอนะล็อก คือ ความสามารถในการปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่ว่าการจะปรับอัตราขยายของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่กล่าวมาต้องทำการเปลี่ยนค่าอุปกรณ์แบบพาสซีฟ และต้องใช้อุปกรณ์เฉพาะในการออกแบบและรวมถึงไม่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาด ทำให้ยากต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นหากวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้ามีความสามารถในการปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว จะทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากขึ้น ในปัจจุบันวงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอ (Operational transconductance amplifier, OTA) มีคุณสมบัติของการส่งผ่านค่าความนำที่สามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้น [11] และสามารถนำไปออกแบบเป็นบล็อกวงจรที่มีคุณสมบัติของการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [12-14] นอกจากนี้โอทีเอยังเป็นอุปกรณ์ที่มีขายตามท้องตลาดและมีราคาถูก ดังนั้นการสังเคราะห์วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าโดยใช้โอทีเอจึงได้รับความสนใจ

จากที่กล่าวมาข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีเป้าหมายในการนำเสนอเทคนิคในการแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา โดยใช้หลักการจากวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (Astable multivibrator) ซึ่งวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นวงจรเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่ใช้งานจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled current conveyor, CCCII) ที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบ ค่าคาบเวลาที่ได้จะแปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจจับได้จากเซนเซอร์แบบเก็บประจุ อัตราขยายการแปลงของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอกของโอทีเอ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนอุปกรณ์แอคทีฟหรือพาสซีฟภายในวงจร ดังนั้นวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอจึงสามารถนำไปประยุกต์ในการควบคุมระยะไกลได้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอเทคนิคอย่างง่ายในการออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาโดยใช้วงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก วงจรที่ออกแบบใช้อุปกรณ์ที่หาซื้อได้ในตามท้องตลาดและมีราคาถูก ซึ่งค่าคาบเวลาที่ได้จะแปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่ได้จากเซนเซอร์แบบเก็บประจุ อีกทั้งอัตราขยายการแปลงของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

## 1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาโดยใช้หลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ โดยนำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบและสามารถปรับค่าอัตราการแปลงของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

ขอบเขตที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง การออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาโดยใช้หลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ที่ได้นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบหรือโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ทำการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร รวมถึงทำการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมทั้งนำวงจรที่นำเสนอไปทดสอบโดยการนำไปประยุกต์ใช้งาน เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทกับ 3 ภาคผนวก โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่ได้มีการนำเสนอในอดีต ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์

บทที่ 3 ทฤษฎีของอุปกรณ์แอกทีฟหลักของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าที่นำเสนอ ซึ่งประกอบไปด้วย คุณสมบัติพื้นฐาน โครงสร้าง และหลักการทำงานของวงจร รวมถึงการนำโอทีเอมาออกแบบเป็นวงจร CCCII

บทที่ 4 กล่าวถึงวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุ โดยใช้วงจรสายพานกระแสที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก สามารถปรับค่าอัตราขยายการแปลงได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ พร้อมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร การทดสอบการทำงาน ผลการทดสอบการทำงานของวงจรและการนำไปประยุกต์ใช้งาน

บทที่ 5 เป็นส่วนการสรุปผลการวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมกับข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นส่วนของภาคผนวก ซึ่งกล่าวถึงการวิเคราะห์สมการต่างๆ ของแต่ละบท รวมทั้งบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ภาคผนวก ก กล่าวถึงทฤษฎีของวงจรโอทีเอ การวิเคราะห์คุณสมบัติและผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

ภาคผนวก ข กล่าวถึงการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตและผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำโอทีเอมาประยุกต์

ภาคผนวก ค บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์จากการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่ นำเสนอในอดีต

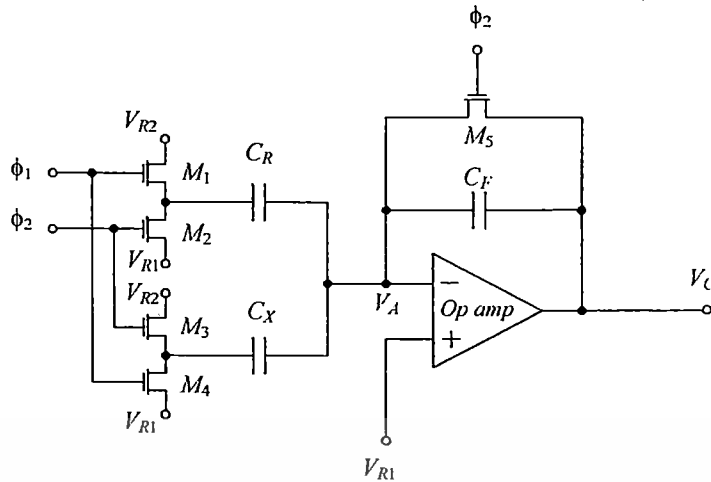
### 2.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันเซนเซอร์แบบเก็บประจุได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในการวัดค่าสัญญาณทางกายภาพต่างๆ จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่าได้มีการนำเสนอไว้อยู่หลายงานวิจัย อาทิเช่น วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า (Capacitance to voltage converter) วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ (Capacitance to frequency converter) วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลา (Capacitance to period converter) เป็นต้น ซึ่งแต่ละวงจรมีคุณสมบัติในการทำงานที่แตกต่างกัน

ในบทนี้จึงขอกล่าวถึงงานวิจัยที่ได้เคยมีการนำเสนอมาในอดีต 3 งานวิจัยด้วยกัน คือ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอโดย Y. Daheng และคณะ [15] วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่โดยใช้หลักการของ Switched Capacitor (SC) ที่นำเสนอโดย Cheng-Ta Chiang และคณะ [5] และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่กว้างพัลส์นำเสนอโดย P. Bruschi และคณะ [16] ซึ่งหลักการการทำงานของทั้ง 3 วงจรจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

### 2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอโดย Y. Daheng และคณะ [15]

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่โดยใช้หลักการของ Switched capacitor ซึ่งประกอบไปด้วย 2 วงจร คือ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าและวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ ซึ่งในหัวข้อนี้ขอกล่าวถึงในส่วนของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าเท่านั้น ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่ได้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรอื่นๆได้ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า

- เมื่อ  $C_X$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์แบบเก็บประจุ
- $C_R, C_F$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่ใช้ในการอ้างอิง
- $M_1$  ถึง  $M_5$  คือ มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์
- $V_{R1}$  คือ แรงดันโหมดรวม (Common-mode voltage)
- $V_{R2}$  คือ แรงดันอ้างอิง (Reference voltage)
- $\phi_1, \phi_2$  คือ สัญญาณนาฬิกาแบบเฟสไม่เหลื่อมซ้อนกัน (Non overlapping phase clock)

ภายในการควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณนาฬิกา  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  เมื่อกำหนดให้  $V_{R2} > V_{R1}$  จะสามารถเขียนสมการหาค่า  $V_C$  ได้เท่ากับ

$$V_C = \frac{C_X - C_R}{C_F} (V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะเห็นได้ว่าค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้  $C_X$  จะถูกส่งผ่านไปยังค่าแรงดันไฟฟ้าอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งอาจมีค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากสัญญาณนาฬิกาที่ส่งผ่านมอสสวิตช์  $M_5$  แต่สามารถแก้ไขได้โดยการนำมอสเฟตมาต่อรวมซึ่งจะประกอบไปด้วยมอสสวิตช์  $M_6$  และ  $M_7$  ดังแสดงในรูปที่ 2.2(ก) ซึ่งสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 2.2(ข) เมื่อกำหนดให้  $T$  เป็นคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาสามารถหาขนาดของกระแสเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการ (2.2)

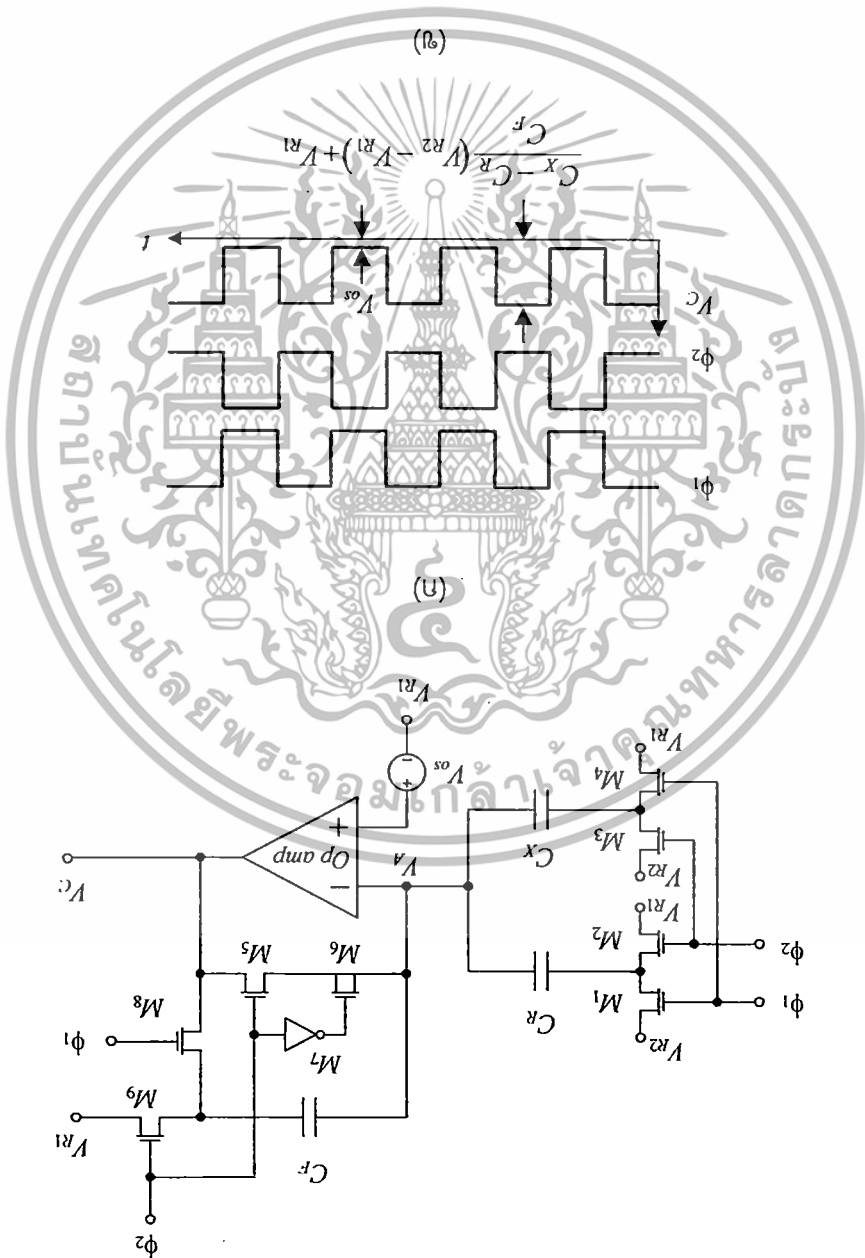
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ที่ได้ออกมาจะต่างจากแบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ธรรมดาตรงที่การต่อขั้วของขาเอาต์พุตจะต่างออกไป โดยขาเอาต์พุตจะเชื่อมกับขาอินพุตที่ตรงข้ามกัน และขาอินพุตจะเชื่อมกับขาเอาต์พุตที่ตรงข้ามกัน

แบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ที่ได้ออกมาจะต่างจากแบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ธรรมดาตรงที่การต่อขั้วของขาเอาต์พุตจะต่างออกไป โดยขาเอาต์พุตจะเชื่อมกับขาอินพุตที่ตรงข้ามกัน และขาอินพุตจะเชื่อมกับขาเอาต์พุตที่ตรงข้ามกัน

ระบบสองขั้ว (บ)

รูปที่ 2.2 วงจรแบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ที่ได้ออกมาจะต่างจากแบบขยายเชิงขั้วตรงแบบฟูลบริดจ์ธรรมดาตรงที่การต่อขั้วของขาเอาต์พุตจะต่างออกไป โดยขาเอาต์พุตจะเชื่อมกับขาอินพุตที่ตรงข้ามกัน และขาอินพุตจะเชื่อมกับขาเอาต์พุตที่ตรงข้ามกัน

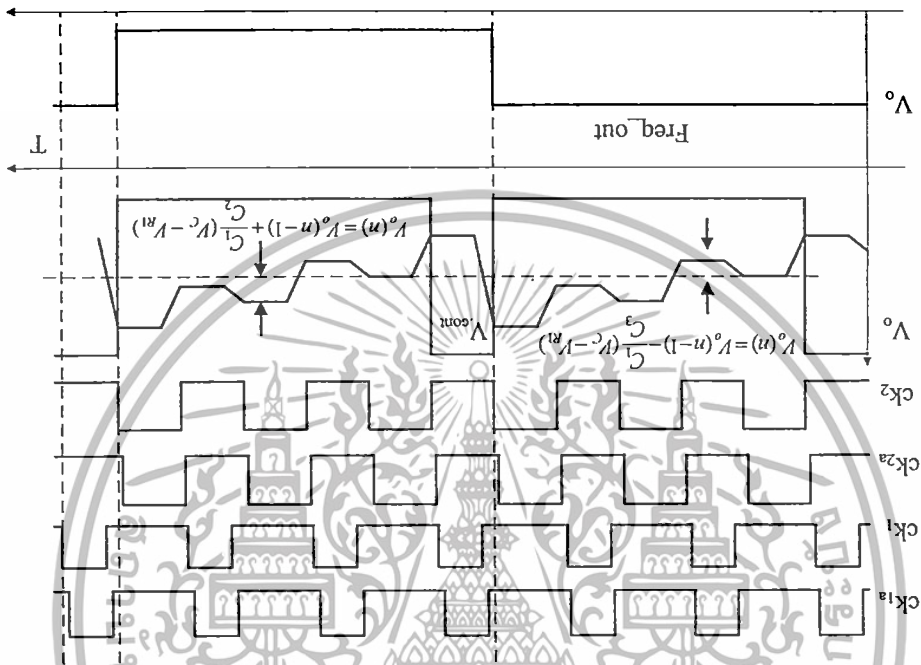


$$V_C(s) = \frac{C_F}{C_R} \left( \frac{V_{R2} - V_{R1}}{V_{R2} + V_{R1}} \right) + \frac{2}{T} (nT + \frac{1}{2})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 รูปถ่ายของสัญญาณในระบบอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4

รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณในระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณขาเข้า \$V\_o\$ และสัญญาณขาออก \$V\_o\$ และสัญญาณการสวิตช์ \$ck\_1, ck\_2, ck\_3, ck\_4\$ ในช่วงเวลา \$T\$ โดยที่ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ และ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ คูณด้วย \$u\$ หรือ \$1-u\$

รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณในระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณขาเข้า \$V\_o\$ และสัญญาณขาออก \$V\_o\$ และสัญญาณการสวิตช์ \$ck\_1, ck\_2, ck\_3, ck\_4\$ ในช่วงเวลา \$T\$ โดยที่ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ และ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ คูณด้วย \$u\$ หรือ \$1-u\$

รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณในระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณขาเข้า \$V\_o\$ และสัญญาณขาออก \$V\_o\$ และสัญญาณการสวิตช์ \$ck\_1, ck\_2, ck\_3, ck\_4\$ ในช่วงเวลา \$T\$ โดยที่ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ และ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ คูณด้วย \$u\$ หรือ \$1-u\$

(2.5) เมื่อ \$ck\_2\$ มีสถานะเป็นลอจิกต่ำ 
$$V_o = (1-u)A + (1-u)A = (u)A$$

(2.4) เมื่อ \$ck\_2\$ มีสถานะเป็นลอจิกสูง 
$$V_o = (1-u)A - (1-u)A = (u)A$$

รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณในระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณขาเข้า \$V\_o\$ และสัญญาณขาออก \$V\_o\$ และสัญญาณการสวิตช์ \$ck\_1, ck\_2, ck\_3, ck\_4\$ ในช่วงเวลา \$T\$ โดยที่ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ และ \$V\_o\$ มีค่าเท่ากับ \$V\_{com}\$ คูณด้วย \$u\$ หรือ \$1-u\$

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของศูนย์ส่งเสริมและพัฒนาคุณภาพชีวิตคนพิการแห่งชาติ โดยสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยและพัฒนาเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



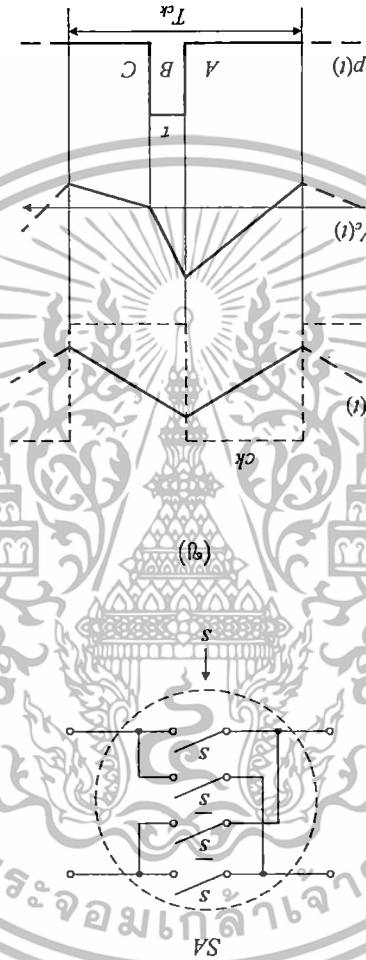
๒) โครงสร้างการเรียงขั้ว (๒)

๓) รายละเอียดขั้ว (๒)

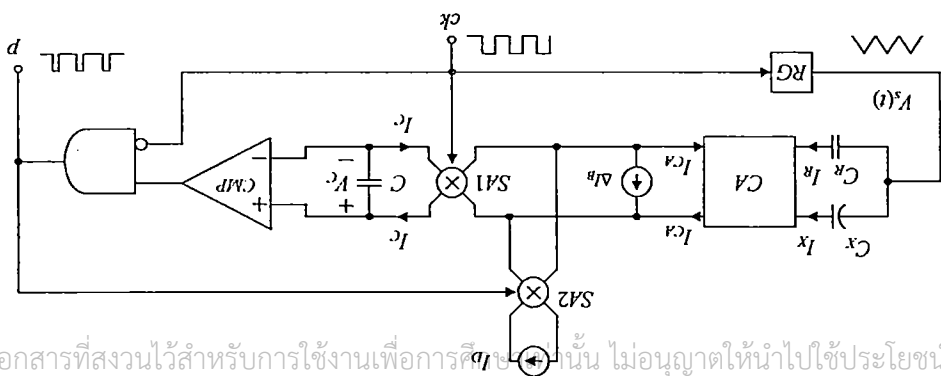
๔) ขอบข่าย (๒)

รูปที่ 2.5 วงจรแปลงค่าความถี่ไฟฟ้าในช่วง ๒๐๐๐-๒๐๐๐๐๐ Hz

(๒)



(๒)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการแปรสมการรวมสมการ (2.5) และ (2.6) จะได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $I_C$  สามารถหาได้จากสมการ (2.12)

$$I_D = -2I_C \quad (2.12)$$

สมการ (2.12) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $I_C$  เป็นเชิงเส้นตรง โดยมีค่าคงที่  $-2$  ซึ่งหมายความว่าเมื่อ  $I_C$  เพิ่มขึ้น  $I_D$  จะลดลงในอัตราที่เท่ากัน และในทางกลับกัน เมื่อ  $I_C$  ลดลง  $I_D$  จะเพิ่มขึ้นในอัตราที่เท่ากัน

ค่าความต่าง  $\Delta V_s$  คือขนาดของแรงดัน  $V_s$  จากยอดถึงยอด (Peak-to-peak amplitude)  $T_{CA}$  คือคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา

$$I_{CA} = \frac{\Delta C}{T_{CA}} \int_0^{T_{CA}/2} \frac{dV_s}{dt} dt - \frac{\Delta C}{T_{CA}} \int_{T_{CA}/2}^{T_{CA}} \frac{dV_s}{dt} dt = \Delta C \frac{dV_s}{dt} \quad (2.11)$$

สามารถเขียนสมการการแปรสมการ (2.11) ได้ดังนี้

$$\Delta I_C > I_D + \max |I_{CA}| \quad \text{และ} \quad (2.10)$$

$$I_D > \max |I_{CA}| \quad (2.9)$$

จากสมการ (2.8) จะเห็นว่าค่าการแปรสมการ  $I_{CA}$  ที่ได้จากวงจรขยายผลต่างจะแปรผันตรงกับผลต่างของค่าความจุไฟฟ้า โดยตัวแปร  $C$  จะเกิดการแปรสมการโดย  $I_{CA}$  และ  $I_D$  ขึ้นอยู่กับสถานะการทำงานของตัวเก็บประจุ  $S_A1$  และ  $S_A2$  เมื่อกระแส  $I_D$  และกระแส  $I_B$  เป็นค่าคงที่ กำหนดค่าที่

$$I_{CA} = \frac{1}{2}(I_X - I_R) = \frac{1}{2} \frac{dV_s}{dt} \Delta C \quad (2.8)$$

สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta C$  กับกระแส  $I_{CA}$  จะมีความสัมพันธ์กัน

ค่าความจุไฟฟ้า  $\Delta C$  จะแปรสมการโดย  $I_{CA}$  โดยวงจรขยายผลต่างจะแปรผันกับ  $I_{CA}$  และ  $I_D$  ขึ้นอยู่กับสถานะการทำงานของตัวเก็บประจุ  $S_A1$  และ  $S_A2$  เมื่อกระแส  $I_D$  และกระแส  $I_B$  เป็นค่าคงที่ กำหนดค่าที่

<p>๕๒</p> <p>โดยความเห็นชอบของสภา -</p>	<p>อธิบดีกรมการปกครอง -</p> <p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>
<p>นางสาวสุวิมล วัฒนศิริ -</p> <p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>
<p>นายสุวิมล วัฒนศิริ -</p> <p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>
<p>นายสุวิมล วัฒนศิริ -</p> <p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>	<p>อธิบดีกรมการทะเบียนการค้า -</p>

ตารางที่ 2.2 ข้อ ๕๒ ของระเบียบกระทรวงการคลังว่าด้วยการจัดตั้งและบริหารของกรมการทะเบียนการค้า

ในบทบัญญัติของรัฐธรรมนูญแห่งราชอาณาจักรไทย มาตรา ๖๖ วรรคสอง ได้บัญญัติไว้ว่า "การประกอบธุรกิจผูกขาด การผูกขาดการค้า การผูกขาดการบริการ การผูกขาดการขนส่ง การผูกขาดการสื่อสาร การผูกขาดการกระจายสินค้า การผูกขาดการบริการสาธารณะ การผูกขาดการบริการอื่นใดที่รัฐได้ประกาศไว้โดยชอบด้วยกฎหมาย" ซึ่งรัฐธรรมนูญฉบับปัจจุบันได้แก้ไขเพิ่มเติมบทบัญญัติดังกล่าวไว้ที่ มาตรา ๖๖ วรรคสาม โดยเพิ่มข้อความว่า "การผูกขาดการบริการอื่นใดที่รัฐได้ประกาศไว้โดยชอบด้วยกฎหมาย" ซึ่งรัฐธรรมนูญฉบับปัจจุบันได้แก้ไขเพิ่มเติมบทบัญญัติดังกล่าวไว้ที่ มาตรา ๖๖ วรรคสาม โดยเพิ่มข้อความว่า "การผูกขาดการบริการอื่นใดที่รัฐได้ประกาศไว้โดยชอบด้วยกฎหมาย"

2.5 บทสรุป

ในพหุคูณของ  $\Delta C$

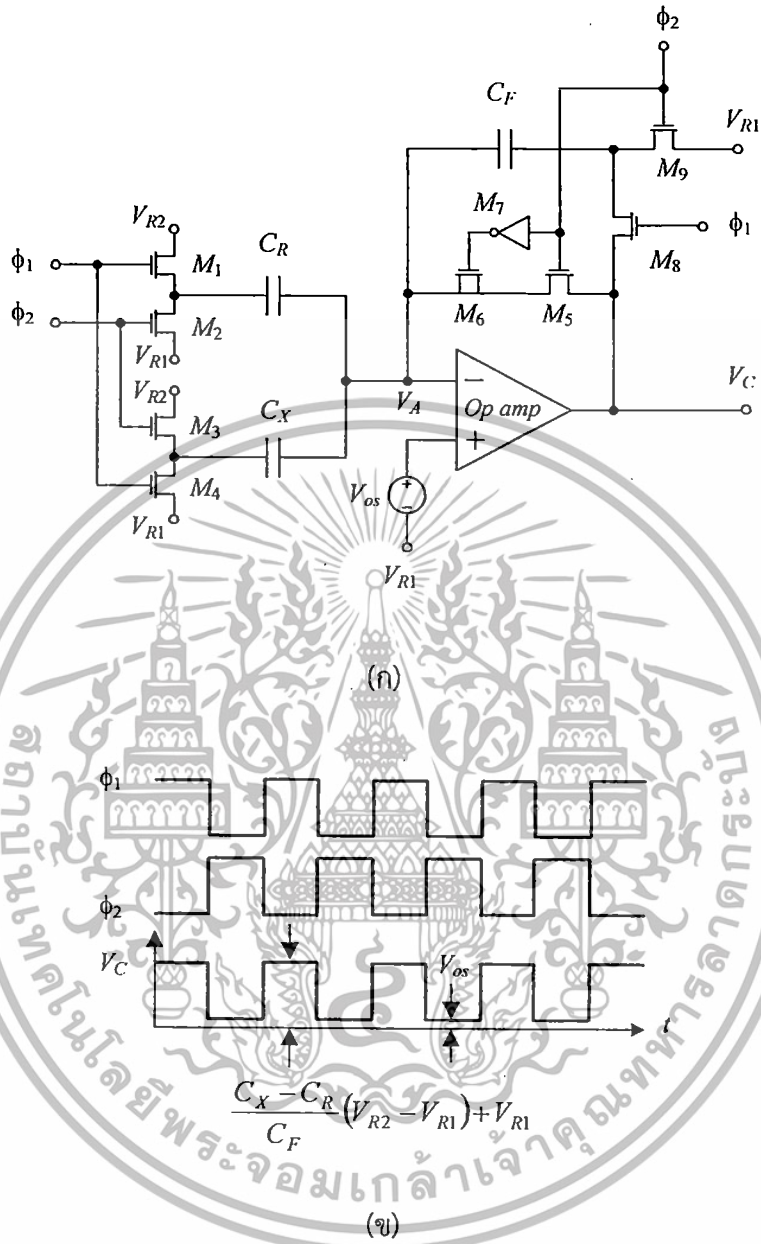
จากสมการที่ (2.13) แสดงให้เห็นว่าความกว้างของพหุคูณ  $\tau$  ที่ได้แปรผันโดยตรงกับขนาดของค่าความถี่

$$\tau = \Delta C \frac{2I_p}{\Delta V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C(nT + \frac{T}{2}) = \frac{C_X - C_R}{C_F} (V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.2 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าแบบปรับปรุง

(ก) บล็อกไดอะแกรม

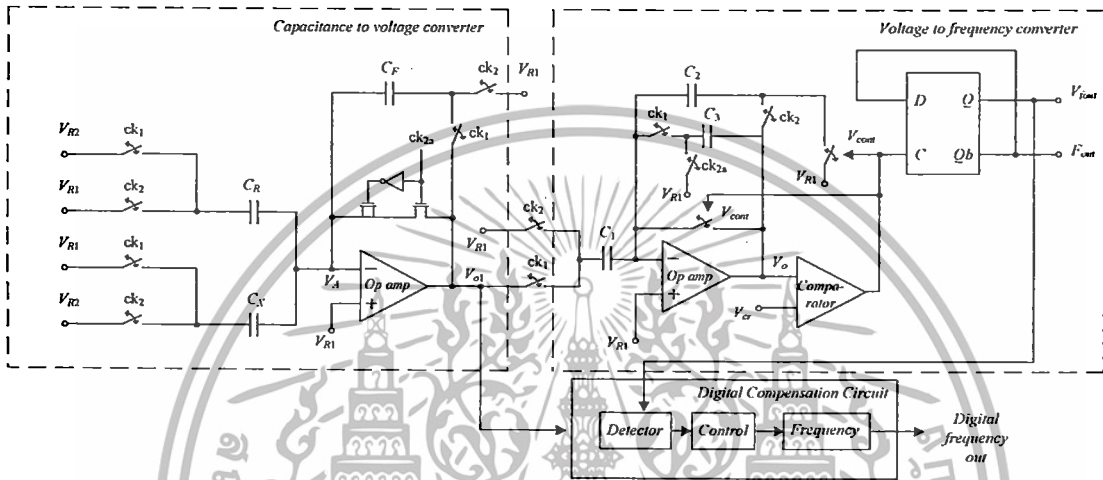
(ข) สัญญาณเอาต์พุตเมื่อเทียบกับสัญญาณนาฬิกา

จากสมการที่ 2.2 จะเห็นว่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จะแปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าเมื่อทำการคงค่าตัวแปรอื่นๆ และการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นไปตามสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ที่นำเสนอโดย Cheng-Ta Chiang และคณะ [5]

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่สำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุ โดยใช้หลักการของ Switched capacitor ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปออกแบบวงจรในลักษณะของ วงจรรวม แสดงดังในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ที่นำเสนอประกอบไปด้วย 3 วงจร คือ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่และวงจรชดเชย สำหรับสัญญาณดิจิทัล (Digital compensation circuit) ซึ่งในหัวข้อนี้ขอกล่าวถึงในส่วนของ สัญญาณแอนะล็อกเท่านั้น โดยเป็นการทำงานของ 2 วงจร คือ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าและวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ โดยสามารถหาค่าแรงดัน  $V_{o1}$  ได้ดังนี้

$$V_{o1} = \frac{C_X - C_R}{C_F} (V_{R2} - V_{R1}) \quad (2.3)$$

- เมื่อ  $C_X$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้จากเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  
 $C_R, C_F$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าที่ใช้อ้างอิง  
 $V_{R1}$  คือ แรงดันโหมตร่วม  
 $V_{R2}$  คือ แรงดันอ้างอิง

โดยเอาต์พุตของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าจะกลายเป็นอินพุตของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรตที่ใช้ตัวเก็บประจุและสวิตช์ ตัวเปรียบเทียบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ และดีฟลิปฟลอป (D-Flip-Flop) โดยใช้หลักการ Switched capacitor ซึ่งสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต  $V_o$  ของวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่ได้ดังนี้

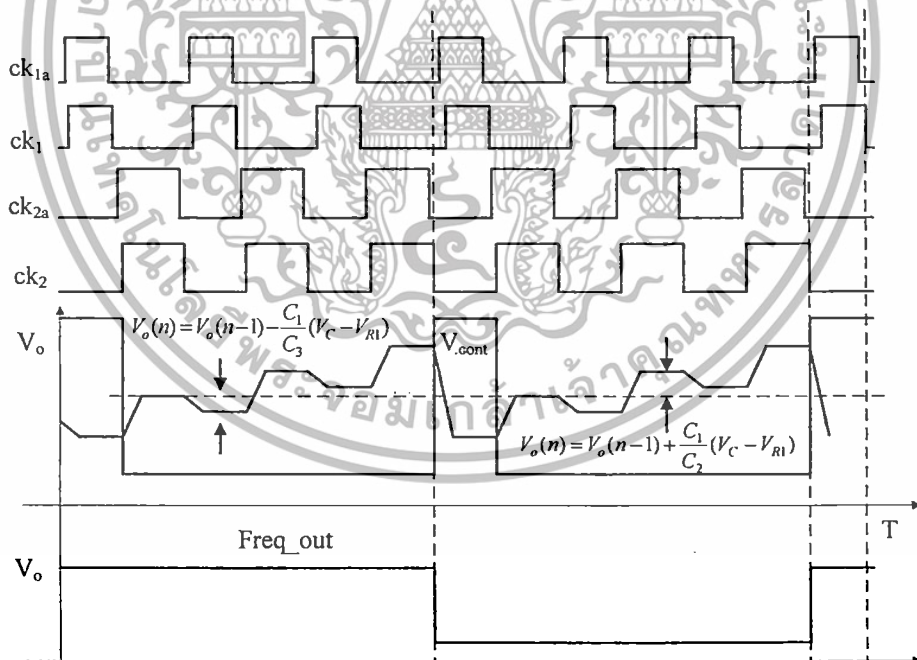
$$V_o(n) = V_o(n-1) - \frac{C_1}{C_3} V_c \quad \text{เมื่อ } ck_2 \text{ มีสถานะเป็นลอจิกสูง} \quad (2.4)$$

$$V_o(n) = V_o(n-1) + \frac{C_1}{C_2} V_c \quad \text{เมื่อ } ck_2 \text{ มีสถานะเป็นลอจิกต่ำ} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $n$  คือ รอบที่  $n$  ของผลรวมการทำงานของวงจรอินทิเกรต

$V_c$  คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าหรือ  $V_{o1}$

โดยกำหนดค่า  $C_1/C_2$  ให้มีค่าประมาณ 5 ถึง 10 เท่าของ  $C_1/C_3$  ซึ่งจะทำให้แรงดัน  $V_o$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage)  $V_{cr}$  ของตัวเปรียบเทียบสัญญาณ โดยเมื่อ  $V_o$  มีค่าสูงกว่า  $V_{cr}$  จะส่งผลให้  $V_{cont}$  มีสถานะเป็นลอจิกสูงและรีเซ็ตสัญญาณ  $V_o$  ทำให้ดีฟลิปฟลอปเกิดการทริก และเมื่อ  $V_{cont}$  มีสถานะเป็นลอจิกสูง ตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะคงค่าแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ซึ่งทำให้หักล้างกับออฟเซตของออปแอมป์ รูปคลื่นของสัญญาณในแต่ละโหนดที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละโหนด

สามารถหาค่าความถี่เอาต์พุต  $F$  ของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{2T_1} = \frac{1}{2NT_c} = \frac{1}{2T_c \left( \frac{V_{cr} - V_{R1}}{V_c - V_{R1}} \times \frac{C_2}{C_1} \right)} = \frac{1}{2} \times \frac{C_1}{C_2} \frac{V_c - V_{R1}}{V_{cr} - V_{R1}} f_c \quad (2.6)$$

เมื่อ  $N$  คือ จำนวนสแต็ป  
 $T_c$  คือ คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาของระบบ

จากสมการที่ (2.3) กับ (2.4) สามารถหาค่าความถี่เอาต์พุต  $F$  ได้เป็น

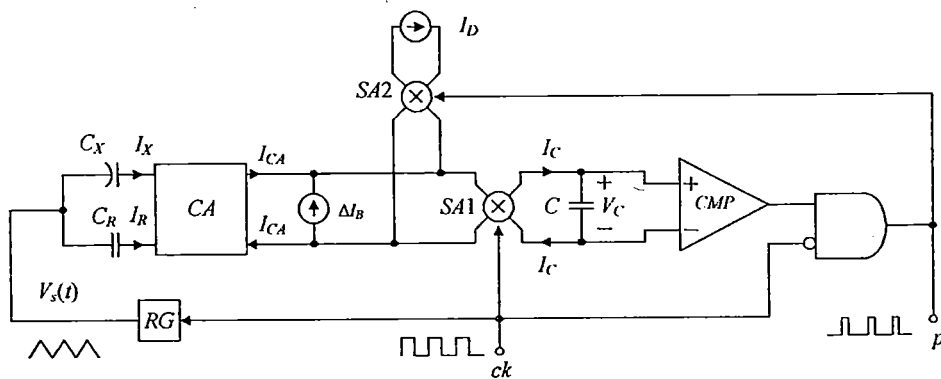
$$F = \frac{1}{2} \times \frac{C_1}{C_2} \times \frac{C_X - C_R}{C_F} \times \frac{V_{R2} - V_{R1}}{V_{cr} - V_{R1}} f_c \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ที่ได้แปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง เมื่อทำการคงค่าตัวแปรอื่นๆ

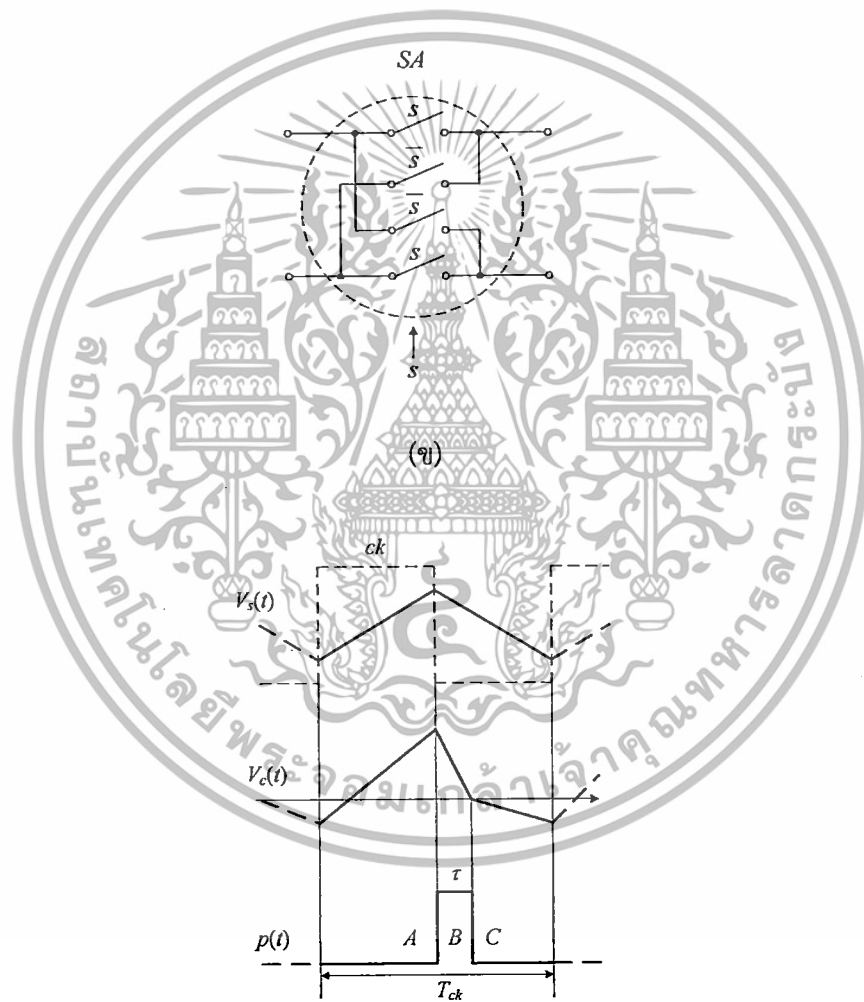
## 2.4 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์นำเสนอโดย P. Bruschi และคณะ [16]

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์ โดยใช้เทคโนโลยี CMOS มาใช้ในการออกแบบ บล็อกไดอะแกรมของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ก) กำหนดให้  $ck$  เป็นสัญญาณนาฬิกา (Clock signal) มีค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) เท่ากับ 50% เมื่อแทนค่าเซนเซอร์ด้วยตัวเก็บประจุ 2 ตัว คือ  $C_R$  และ  $C_X$  จะได้ค่า  $\Delta C = C_X - C_R$  ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับปริมาณที่ตรวจวัดได้ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่จุด  $p$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ค) จะมีความถี่เท่ากับสัญญาณนาฬิกาและมีความกว้างพัลส์ขึ้นอยู่กับ  $\Delta C$  โดยจะมีวงจรกำเนิดสัญญาณลาดเอียง (Ramp generator,  $RG$ ) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม  $V_x(t)$  ความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นจะขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกา  $ck$  กำหนดให้  $CA$  เป็นวงจรขยายผลต่างกระแสมีอัตราขยายเท่ากับ 0.5 บล็อก  $SA1$  และ  $SA2$  เป็นสวิตช์แบบอาร์เรย์ (Switch array) มีโครงสร้างภายในแสดงได้ดังรูปที่ 2.5(ข) และ  $CMP$  เป็นวงจรเปรียบเทียบฮิสเตอร์เรซิสต่ำ (Low hysteresis comparator) สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ค)

รูปที่ 2.5 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์

(ก) บล็อกไดอะแกรม

(ข) สวิตช์แบบอาร์เรย์

(ค) สัญญาณในแต่ละโหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ผู้สอนที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลต่างของค่าความจุไฟฟ้า  $\Delta C$  จะแปลงเป็นกระแส  $I_{CA}$  ด้วยวงจรถยายผลต่างกระแส  $CA$  สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta C$  กับกระแส  $I_{CA}$  จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{CA} = \frac{1}{2}(I_X - I_R) = \frac{1}{2} \frac{dV_s}{dt} \Delta C \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) จะเห็นได้ว่า ค่ากระแส  $I_{CA}$  ที่ได้จากวงจรถยายผลต่างกระแสจะแปรผันตรงกับผลต่างของค่าความจุไฟฟ้า โดยตัวเก็บประจุ  $C$  จะเกิดการประจุด้วยกระแส  $I_{CA}$   $I_D$  และ  $I_B$  ขึ้นอยู่กับสถานะการทำงานของสวิตช์  $SA1$  และ  $SA2$  เมื่อกระแส  $I_D$  และกระแส  $I_B$  เป็นค่าคงที่ กำหนดค่าที่เหมาะสมได้ดังนี้

$$I_D > \max|I_{CA}| \quad (2.9)$$

และ

$$\Delta I_B > I_D + \max|I_{CA}| \quad (2.10)$$

สามารถเขียนสมการการประจุด้วยกระแส  $I_{CA}$  ได้ดังนี้

$$Q_{CA} = \frac{\Delta C}{2} \int_0^{T_{ck}} \frac{dV_s}{dt} dt - \frac{\Delta C}{2} \int_{\frac{T_{ck}}{2}}^{T_{ck}} \frac{dV_s}{dt} dt = \Delta C \Delta V_s \quad (2.11)$$

กำหนดให้  $\Delta V_s$  คือขนาดของแรงดัน  $V_s$  จากยอดถึงยอด (Peak-to-peak amplitude)

$T_{ck}$  คือคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา

เมื่อแรงดัน  $V_C$  เพิ่มขึ้นถึงค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลางของสัญญาณนาฬิกา  $ck$  เอาต์พุตที่ได้จาก CMP และ ลอจิกแนนเกต (NAND gate) จะเปลี่ยนเป็นค่าบวกดังรูปที่ 2.5(ค) สัญญาณเอาต์พุต  $p$  ที่ได้จะทำให้สวิตช์  $SA2$  เปลี่ยนสถานะและสวิตช์  $SA1$  จะเปลี่ยนสถานะด้วยเช่นกันจากสัญญาณนาฬิกา  $ck$  เอาต์พุต  $p$  จะมีสถานะเป็นบวกจนกว่าค่าแรงดัน  $V_C$  จะลดลงน้อยกว่าหรือเท่ากับ 0 จึงจะเปลี่ยนสถานะ สามารถเขียนสมการการประจุด้วยกระแส  $I_D$  ได้เท่ากับ

$$Q_D = -2d_D \quad (2.12)$$

เมื่อดูการประจุสะสมซึ่งมีผลรวมเป็นศูนย์ ( $Q_D + Q_{CA}$ ) สามารถหาความกว้างพัลส์ได้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau = \Delta C \frac{\Delta V_s}{2I_D} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.13) แสดงให้เห็นว่าความกว้างพัลส์  $\tau$  ที่ได้แปรผันโดยตรงกับผลต่างของค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้เซนเซอร์  $\Delta C$

## 2.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวอย่างของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่ วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์ สำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่ได้มีการนำเสนอในอดีต โดยทั้ง 3 วงจรออกแบบวงจรในลักษณะของวงจรรวม ซึ่งในแต่ละวงจรมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ข้อดีข้อเสียของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่ได้มีการนำเสนอในอดีต

ชนิดของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้า	ข้อดี	ข้อเสีย
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า	- โครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็ก	- การปรับค่าอัตราการแปลงด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ทำได้ยากและไม่เป็นอิสระต่อกัน
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความถี่	- ความถี่เอาต์พุตที่ได้เหมาะแก่การนำไปต่อร่วมกับวงจรดิจิทัล	- โครงสร้างวงจรมีขนาดใหญ่และใช้อุปกรณ์ดำเนินงานหลายตัว - วงจรค่อนข้างซับซ้อนทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นความกว้างพัลส์	- สามารถปรับค่าอัตราการแปลงได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ - ใช้อุปกรณ์พาสซีฟน้อย	- มีอุปกรณ์ดำเนินงานหลายตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# คุณสมบัติและหลักการทำงานพื้นฐานของบล็อกวงจรแอกทิฟ

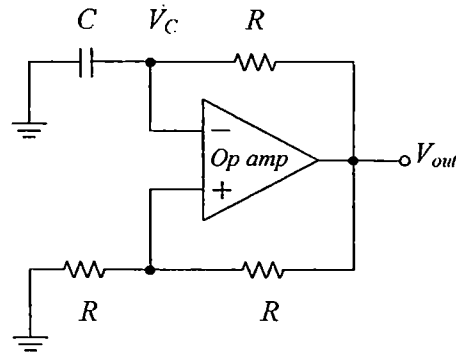
### 3.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ วงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วยอุปกรณ์แอกทิฟ 3 ตัว คือ มัลติเพล็กซ์เซอร์ (Multiplexer) วงจร CCCII ที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Window comparator) แบบชmittทริกเกอร์ (Schmitt trigger) เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาและเข้าใจในการออกแบบ ดังนั้นในบทนี้จะขอกล่าวถึงคุณสมบัติและหลักการทำงานของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ซึ่งอธิบายในรูปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน เนื่องจากหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีพฤติกรรมคล้ายกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน วงจร CCCII และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ รวมไปถึงการออกแบบวงจร CCCII โดยใช้วงจรโอทีเอและการประยุกต์ใช้งานและวิเคราะห์ผลตอบสนองของวงจร

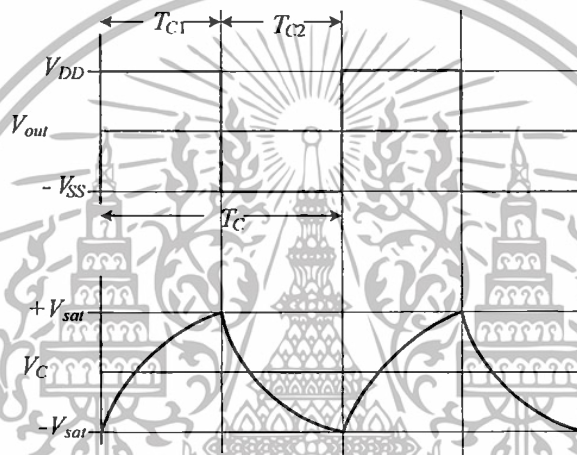
### 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันเป็นวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แบบหนึ่งที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น สัญญาณสี่เหลี่ยม แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันเป็นวงจรที่ทำงานในช่วงแรงดันอิ่มตัว (Saturation :  $V_{sat}$ ) เท่านั้น หลักการทำงานคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  มีค่าเป็นลอจิกสูงจะทำให้เกิดการประจุที่ตัวเก็บประจุ  $C$  ทำให้แรงดันตกคร่อม  $V_C$  มีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อแรงดันตกคร่อม  $V_C$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันอิ่มตัวด้านบน  $+V_{sat}$  จะทำให้แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  เปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ ทำให้ตัวเก็บประจุ  $C$  เกิดการคายประจุ แรงดันตกคร่อม  $V_C$  จะมีค่าลดลง และเมื่อแรงดัน  $V_C$  ลดลงจนน้อยกว่าแรงดันอิ่มตัวด้านล่าง  $-V_{sat}$  แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  จะเปลี่ยนกลับมาเป็นลอจิกสูง สัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $V_C$  และเอาต์พุต  $V_{out}$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



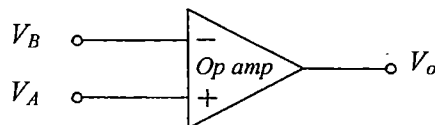
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน



รูปที่ 3.2 สัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $V_C$  และเอาต์พุต  $V_{out}$

### 3.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณใช้สำหรับการเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อบอกว่าสัญญาณอินพุตระหว่างสองสัญญาณ สัญญาณไหนมีค่ามากกว่ากัน โดยจะรับอินพุตที่เป็นแอนะล็อกและให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ออปแอมป์มาเป็นตัวแสดงผลดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

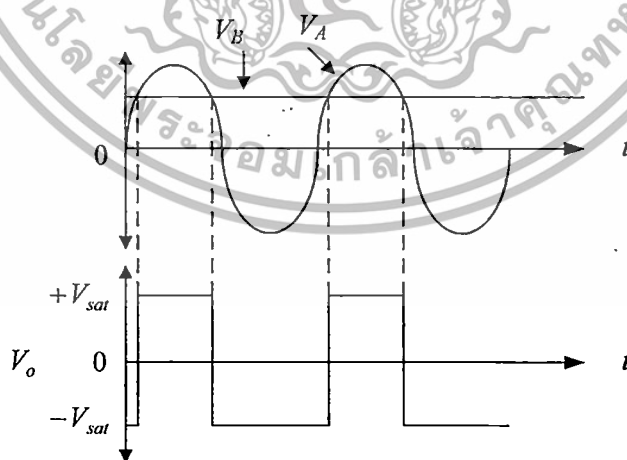
จากรูปที่ 3.3 สามารถหาค่าแรงดัน  $V_o$  ได้เท่ากับ

$$V_o = (V_A - V_B)A_{vol} \quad (3.1)$$

เมื่อกำหนดให้อัตราขยายแรงดันเปิดลูปของ (Open-loop voltage gain) ของออปแอมป์มีค่าเท่ากับ  $A_{vol}$  และมีแรงดัน  $V_A$  และ  $V_B$  เป็นแรงดันอินพุตที่ขั้วบวก (Non-inverting input) และขั้วลบ (Inverting input) ของออปแอมป์ ตามลำดับ สามารถอธิบายหลักการทำงานได้ดังนี้ เมื่อแรงดัน  $V_A$  มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_B$  แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเป็นบวก และเมื่อแรงดัน  $V_A$  มีค่าน้อยกว่าแรงดัน  $V_B$  แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นลบ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากค่าอัตราขยายของออปแอมป์  $A_{vol}$  มีค่าสูงมาก ดังนั้นขนาดของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_o$  จะถูกจำกัดอยู่ที่ค่าแรงดันไฟฟ้าอิมิตวูดันบวก  $+V_{sat}$  และแรงดันไฟฟ้าอิมิตวูดันลบ  $-V_{sat}$  มีค่าประมาณเท่ากับค่าแรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้เลี้ยงวงจร ซึ่งจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$V_o = \begin{cases} +V_{sat} & \text{เมื่อ } V_A > V_B \\ -V_{sat} & \text{เมื่อ } V_A < V_B \end{cases} \quad (3.2)$$

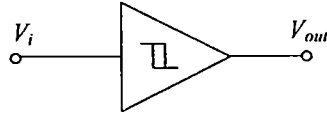
เมื่อกำหนดให้  $V_A$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และ  $V_B$  เป็นแรงดันคงที่ค่าหนึ่ง จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบชmittทริกเกอร์ มาใช้สร้างเป็นวงจรเอกเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งชmittทริกเกอร์เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณรูปแบบหนึ่งสามารถรับการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

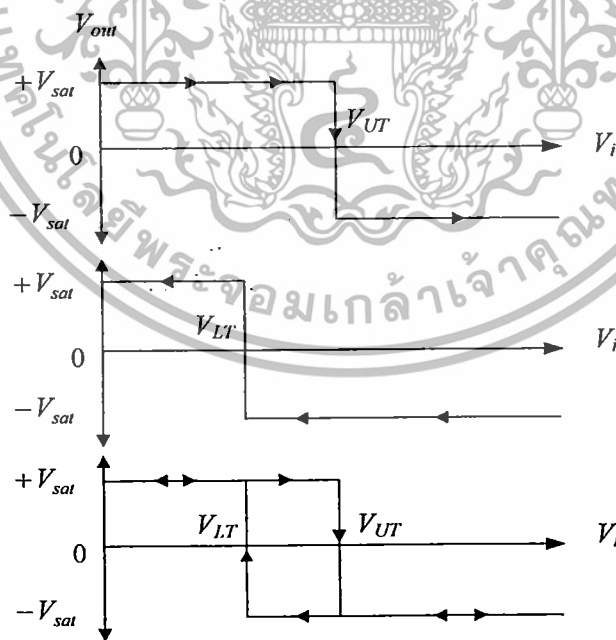
สัญญาณอินพุตที่เข้ามาได้หลายรูปคลื่นสัญญาณแต่ได้รูปสัญญาณเอาต์พุตแบบเดียวคือสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณแบบขมิตทริกเกอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณแบบขมิตทริกเกอร์

จากรูปที่ 3.5 แรงดันอินพุต  $V_i$  เป็นแรงดันอินพุต โดยจะทำงานที่ 2 สภาวะ คือ แรงดันขีดเริ่มด้านบน (Upper Threshold voltage,  $V_{UT}$ ) และแรงดันขีดเริ่มด้านล่าง (Lower Threshold voltage,  $V_{LT}$ ) ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงและวงจรภายใน สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

โดยแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  จะมีค่าเท่ากับ  $+V_{sat}$  จนกว่าแรงดัน  $V_i$  จะมีค่าเท่ากับหรือมากกว่า  $V_{UT}$  แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  จะเปลี่ยนเป็น  $-V_{sat}$  และจะรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  อยู่ที่ค่านี้นจนกว่าแรงดัน  $V_i$  จะมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่า  $V_{LT}$  กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต  $V_i$  และเอาต์พุต  $V_{out}$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.6

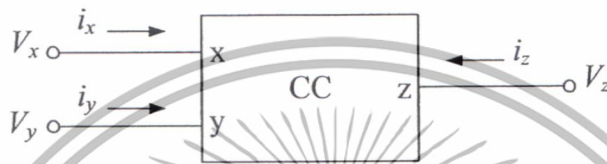


รูปที่ 3.6 สัญญาณที่ได้จากวงจรขมิตทริกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (Current conveyor, CC) เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟอีกชนิดหนึ่งที่นิยมนำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบเพื่อประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกลักษณะต่างๆ มากมาย วงจรสายพานกระแสเป็นวงจรแอกทีฟแบบสามขั้วที่มีขั้วอินพุตสองขั้ว คือ x และ y และขั้วเอาต์พุต z สัญลักษณ์ของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส

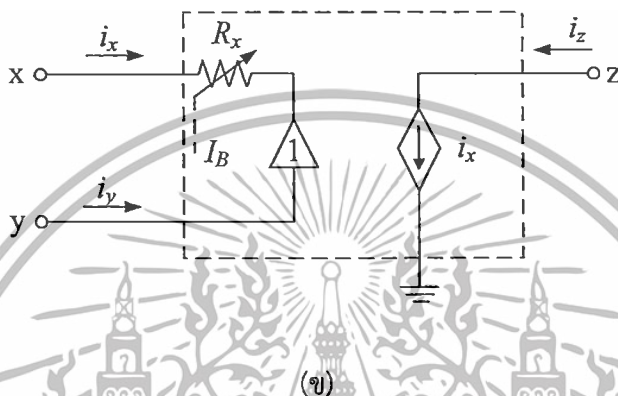
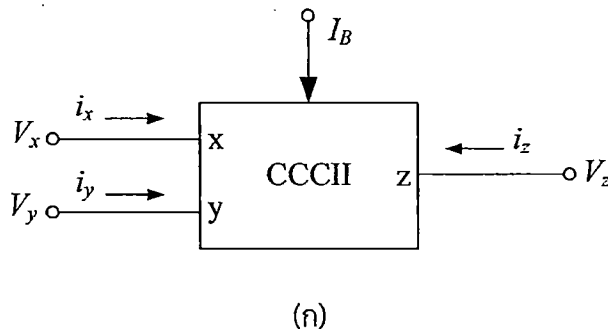
ซึ่งความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสสำหรับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่ 1 แสดงได้ดังเมทริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_x \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_y \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

วงจรสายพานกระแสได้มีการพัฒนามาเป็นลำดับ [23] ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled current conveyor, CCCII) ซึ่งได้มีการอธิบายการทำงานในหัวข้อถัดไป

#### 3.4.1 การทำงานพื้นฐานของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสหรือ CCCII เป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดหนึ่งในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการออกแบบวงจรแอนะล็อกฟังก์ชัน ซึ่งมีสัญลักษณ์ของ CCCII และวงจรสมมูลในทางอุดมคติ [24] แสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 CCCII ทางอุดมคติ  
(ก) สัญลักษณ์  
(ข) วงจรสมมูล

ความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสสำหรับ CCCII แสดงได้ดังเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $K$  คืออัตราขยายกระแสมีค่าเท่ากับ  $i_z/i_x$  โดยเครื่องหมาย + หมายถึงกระแส  $i_x$  และ  $i_z$  จะไหลไปในทิศทางเดียวกัน และเครื่องหมาย - หมายถึงกระแส  $i_x$  และ  $i_z$  จะไหลไปในทิศทางตรงกันข้าม

### 3.5 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นโดยใช้โอทีเอ

การออกแบบวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสหรือ CCCII ที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะอาศัยหลักการของวงจรตามแรงดันในการออกแบบ จากนั้นนำโอทีเอมาต่อเพิ่มเพื่อสร้างกระแสเอาต์พุต ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

### 3.5.1 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย [25]

วงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ประกอบด้วย  $OTA_1$  และตัวต้านทาน  $R$  เมื่อป้อนแรงดัน  $V_y > 0$  จะสามารถหากระแสเอาต์พุต  $i_x$  ได้ดังสมการ [ภาคผนวก ก1]

$$i_x = g_{m1}(V_y - V_x) \quad (3.5)$$

กระแส  $i_x$  ที่ได้จะไหลผ่านตัวต้านทาน  $R$  ทำให้เกิดค่าแรงดัน  $V_x$  มีค่าเท่ากับ

$$V_x = i_x R \quad (3.6)$$

แทนค่าสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.6) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_x$  กับ  $V_y$  ได้เท่ากับ

$$V_x = \frac{g_{m1}R}{g_{m1}R + 1} V_y \quad (3.7)$$

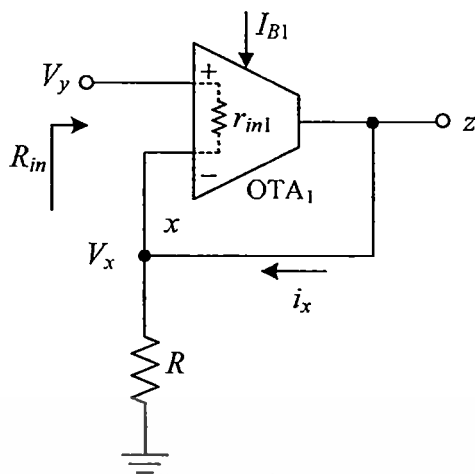
จากสมการที่ (3.7) เมื่อกำหนดให้ค่า  $g_{m1}R \gg 1$  จะได้ว่า

$$V_x \cong V_y \quad (3.8)$$

ส่วนค่าความต้านทานอินพุต  $R_{in}$  ของวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.9 สามารถเขียนสมการได้เป็น [ภาคผนวก ข1]

$$R_{in} = r_{in1}(g_{m1}R + 1) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $r_{in1}$  คือค่าความต้านทานอินพุตของโอทีเอ ซึ่งค่าความต้านทานอินพุตของโอทีเอ  $r_{in1}$  จะขึ้นอยู่กับ การเลือกโอทีเอที่นำมาใช้



รูปที่ 3.9 วงจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเออย่างง่าย

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันโดยใช้โอทีเออย่างง่ายในรูปที่ 3.9 [ภาคผนวก ข2] สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{cl}} + 1} \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$\omega_{cl} = \frac{g_{m1}}{C_o + C_L} = \frac{I_{B1}}{2V_T(C_o + C_L)} \quad (3.11)$$

จากวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.9 สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสได้โดยการนำโอทีเอมาต่อเพิ่มได้ดังรูปที่ 3.10 โดยการนำโอทีเอมาต่อเพิ่มค่าผลต่างแรงดัน  $V_x - V_y$  จะเป็นสัญญาณอินพุตของ  $OTA_2$  ดังนั้น ค่ากระแส  $i_z$  จะมีค่าเท่ากับ

$$i_z = g_{m2}(V_y - V_x) \quad (3.12)$$

แทนค่าสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้ว่า

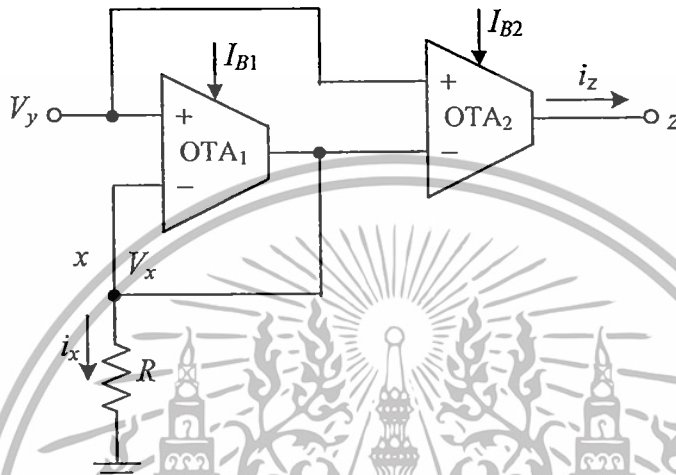
$$i_z = \left( \frac{g_{m2}}{g_{m1}R + 1} \right) V_y \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.7) สามารถเขียนสมการที่ (3.13) ใหม่ได้ว่า

$$i_z = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left( \frac{V_x}{R} \right) = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} i_x = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} i_x = K i_x \quad (3.14)$$

เมื่อ  $K$  คืออัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ  $I_{B2}/I_{B1}$



รูปที่ 3.10 วงจรสายพานกระแสบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันอย่างง่าย [25]

จากสมการที่ (3.8) และ (3.14) จะเห็นว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานเป็นวงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่าอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยการปรับค่าอัตราขยาย  $K$  และอุณหภูมิไม่มีผลกระทบต่อกระแส  $i_z$  แต่อย่างใด อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานอินพุต  $R_m$  ของวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.10 มีค่าไม่สูงมาก อีกทั้งยังมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน  $V_y$  ไปยัง  $V_x$  ( $\epsilon_a$ ) ค่อนข้างสูง พิจารณาได้จาก

$$V_x = (1 - \epsilon_a) V_y \quad (3.15)$$

โดยที่  $\epsilon_a$  มีค่าเท่ากับ

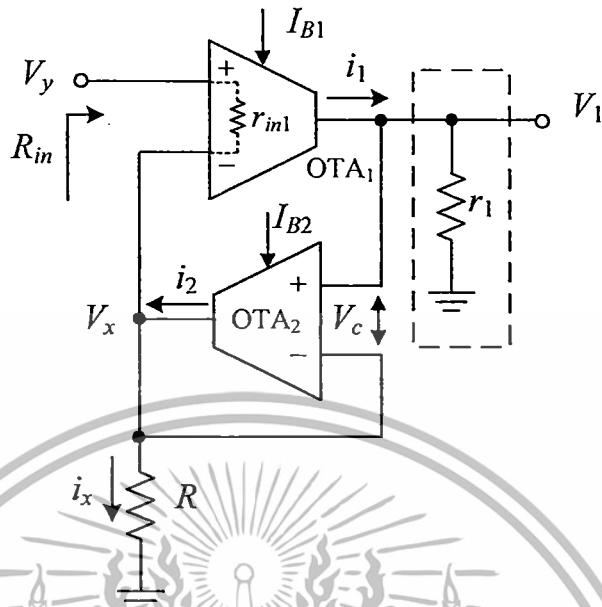
$$\epsilon_a = \frac{1}{g_{m1} R + 1} = \frac{1}{(I_{B1}/2V_T) R + 1} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) แสดงให้เห็นว่าถ้าต้องการลดค่าความผิดพลาด  $\epsilon_a$  ให้น้อยลง สามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทาน  $R$  หรือค่ากระแสไบอัส  $I_{B1}$  แต่ทั้งนี้ การลดค่าความผิดพลาด  $\epsilon_a$  โดยเพิ่ม

ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1}$  จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราขยายกระแส  $K$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5.2 วงจรสายพานกระแสที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง



รูปที่ 3.11 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุง

การทำงานของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงแสดงดังในรูปที่ 3.11 ซึ่งอธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อป้อนแรงดัน  $V_y > 0$  กระแสเอาต์พุต  $i_1$  ของ OTA<sub>1</sub> จะมีค่าเท่ากับ

$$i_1 = g_{m1}(V_y - V_x) \quad (3.17)$$

ถ้ากำหนดให้  $r_1$  คือค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กที่แฝงอยู่ที่ตำแหน่ง  $V_1$  การไหลของกระแส  $i_1$  ผ่านค่าความต้านทาน  $r_1$  จะทำให้แรงดัน  $V_1$  มีค่าเท่ากับ

$$V_1 = i_1 r_1 \quad (3.18)$$

ค่าแรงดัน  $V_1 - V_x$  จะเป็นแรงดันอินพุตป้อนให้กับ OTA<sub>2</sub> ดังนั้นกระแสเอาต์พุต  $i_2$  ของ OTA<sub>2</sub> มีค่าเท่ากับ

$$i_2 = g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (3.19)$$

พิจารณาที่จุดเอาต์พุตของ OTA<sub>2</sub> จะได้ว่า  $i_2 = i_x$  ซึ่ง  $i_x$  มีค่าเท่ากับ

$$i_x = \frac{V_x}{R} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.19) และ (3.20) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{V_x}{R} = g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.17) และ (3.18) สามารถเขียนสมการที่ (3.21) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_x}{R} = g_{m2}(r_1 g_{m1}(V_y - V_x) - V_x) \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.22) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_x$  กับ  $V_y$  เป็น

$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_1 R} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.23) ค่า  $g_{m1} g_{m2} r_1 R$  มีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับ  $g_{m2} R$  เป็นผลให้สมการที่ (3.23) ประมาณค่าได้ดังนี้

$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m1} g_{m2} r_1 R} \quad (3.24)$$

ถ้ากำหนดให้  $g_{m1} g_{m2} r_1 R \gg 1$  จะได้อัตราการส่งผ่านแรงดัน  $V_y$  ไปยังแรงดัน  $V_x$  มีค่าประมาณเท่ากับ 1 หรือ  $V_x = V_y$  นั่นเอง

ส่วนความต้านทานอินพุต  $R_{in}$  ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งสามารถเขียนสมการได้เป็น [ภาคผนวก ข3]

$$R_m = r_{in1} \left( \frac{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m2} R} \right) \quad (3.25)$$

สำหรับผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.11 [ภาคผนวก ข4] สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}}{(r_1 C_{in} R_{ol} C_{ol})s^2 + (r_1 C_{in} + R_{ol} C_{ol} + g_{m1} r_1 C_{in} R_{ol})s + (1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol})} \quad (3.26)$$

หรือ

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = A_{vo} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$A_{vo} = \frac{g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL}}{1 + g_{m2}R_{oL} + g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL}} \quad (3.28)$$

$$\zeta = \frac{g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL}}{2\sqrt{(r_1C_{in}R_{oL}C_{oL})(1 + g_{m2}R_{oL} + g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL})}} \quad (3.29)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + g_{m2}R_{oL} + g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL}}{r_1C_{in}R_{oL}C_{oL}}} \cong \frac{g_{m1}}{C_{oL}} = \frac{g_{m1}}{C_o + C_L} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) กับสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายและแบบปรับปรุงมีค่าใกล้เคียงกัน

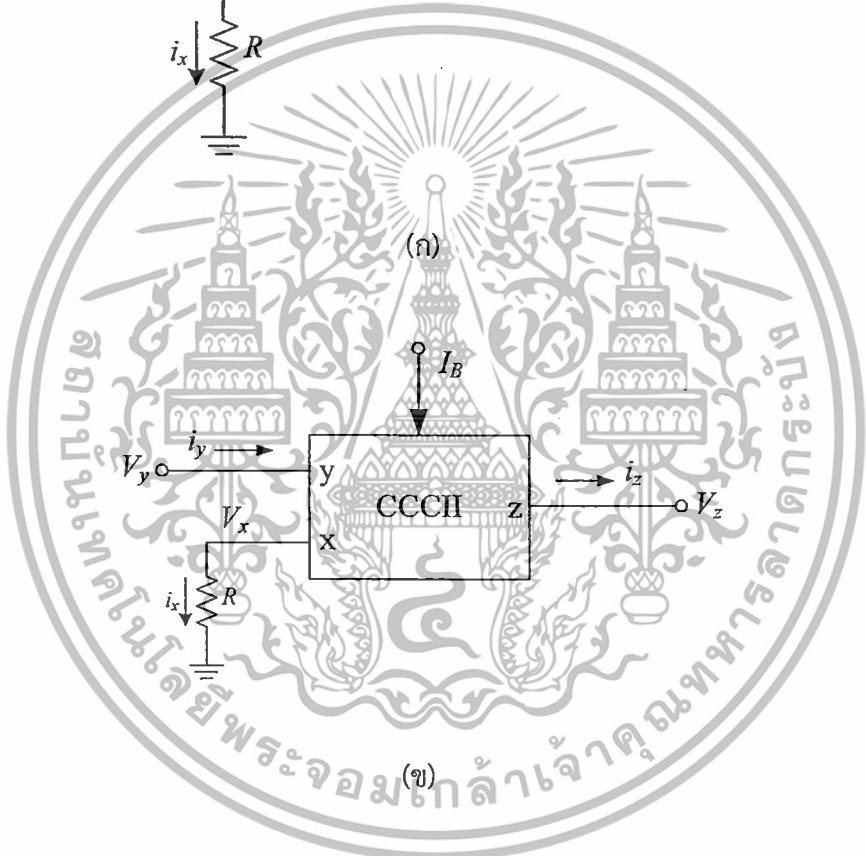
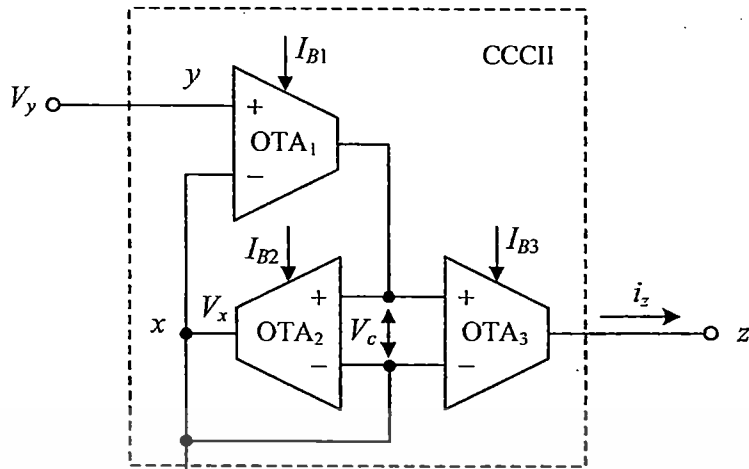
จากรูปที่ 3.11 เมื่อกำหนดให้  $V_c$  เป็นอินพุตให้กับ  $OTA_2$  มีค่าเท่ากับ  $V_1 - V_x$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_c$  และ  $i_x$  ได้ดังนี้

$$V_c = \frac{i_x}{g_{m2}} \quad (3.31)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.11 สามารถนำมาออกแบบให้เป็นวงจรสายพานกระแสที่มีความถูกต้องในการทำงานมากขึ้นโดยนำอินพุตของ  $OTA_3$  มาต่อขนานกับอินพุตของ  $OTA_2$  ดังรูปที่ 3.12(ก) โดยค่าความต้านทาน  $r_1$  ในที่นี้จะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของสัญญาณขนาดเล็กจากการต่อขนานกันของความต้านทานอินพุตของ  $OTA_2$  และ  $OTA_3$  เมื่อ  $V_c$  เป็นอินพุตให้กับ  $OTA_3$  ดังนั้นกระแสเอาต์พุต  $i_z$  สามารถเขียนได้เป็น

$$i_z = g_{m3}V_c = \frac{g_{m3}}{g_{m2}}i_x = \frac{I_{B3}}{I_{B2}}i_x = Ki_x \quad (3.32)$$

เมื่อ  $K$  คืออัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสที่มีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่าง  $I_{B3}$  กับ  $I_{B2}$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลกระทบจากอุณหภูมิไม่มีผลต่อค่ากระแส  $i_z$



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.12 วงจร CCCII ที่ออกแบบขึ้นบนพื้นฐานของวงจรตามแรงดันที่ปรับปรุง

(ก) วงจรที่ออกแบบ

(ข) สัญลักษณ์

ในรูปที่ 3.12(ข) แสดงสัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสที่ออกแบบ โดยสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสได้ดังเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $K$  เป็นอัตราขยายกระแสของ CCCII มีค่าเท่ากับ  $I_{B3}/I_{B2}$  กระแส  $i_z = Ki_x$  นั่นคือ กระแสขนาด  $Ki_x$  จะไหลออกจากขั้ว  $z$  ซึ่งสามารถปรับค่ากระแส  $i_z$  ให้เป็นจำนวนเท่าของกระแส  $i_x$  ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจร CCCII ที่ออกแบบขึ้น กระแส  $i_x$  และ  $i_z$  จะไหลไปในทิศทางเดียวกัน แสดงให้เห็นว่าวงจร CCCII ที่ออกแบบขึ้นสามารถทำงานเป็น CCCII+ เท่านั้น

### 3.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณสมบัติ หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน และอุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ แบบขมิตทริกเกอร์ วงจรสายพานกระแส รวมถึงการนำโอทีเอมาออกแบบเป็นวงจร CCCII ซึ่งวงจร CCCII ที่ได้ออกแบบขึ้นสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

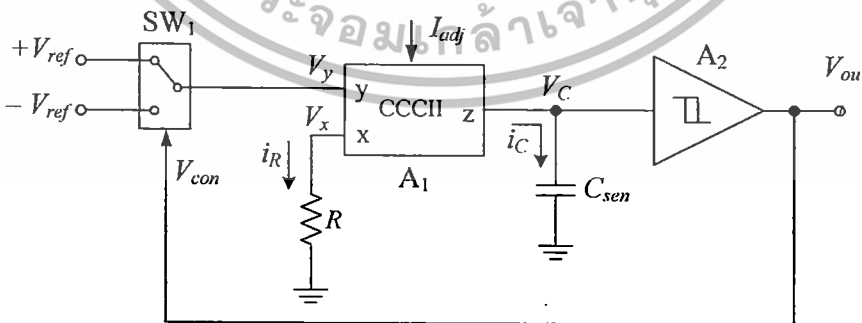
### 4.1 กล่าวนำ

จากการศึกษางานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอมาในอดีต พบว่าได้มีการนำเสนอแนวทางการวิจัยและพัฒนาวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าอยู่หลายงานวิจัยดังที่ได้มีการนำเสนอไว้ในบทที่ 2

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุโดยใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ซึ่งใช้วงจร CCCII ที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบ เนื่องจากโอทีเอมีคุณสมบัติของการส่งผ่านความนำที่สามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้นและสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมที่มีคุณสมบัติของการปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟภายในวงจร ทำให้ CCCII สามารถปรับอัตราขยายกระแสได้ ซึ่งทำให้วงจรที่ออกแบบขึ้นสามารถปรับอัตราการแปลงได้ง่าย พร้อมทั้งวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรรวมถึงทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

### 4.2 หลักการทำงานของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

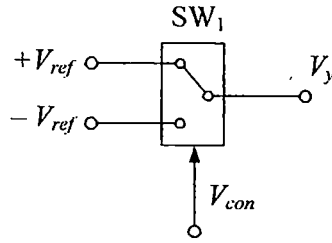
วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่นำเสนอใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ซึ่งได้กล่าวถึงไปในหัวข้อที่ 3.2 โดยจะทำการกำเนิดสัญญาณพัลส์อย่างต่อเนื่อง โดยคาบเวลาของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นสัดส่วนกับค่าความจุไฟฟ้าที่ได้จากเซนเซอร์แบบเก็บประจุ วงจรที่นำเสนอนี้ประกอบไปด้วย



รูปที่ 4.1 วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่นำเสนอ

แอนะล็อกมัลติเพิลิเคชันแบบ 2 ช่องสัญญาณจำนวน 1 ตัว วงจร CCCII ที่ออกแบบโดยใช้โอทีเอที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.5 จำนวน 1 ตัว วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบซีมิตท์ทริกเกอร์ 1 ตัว และตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้านทาน 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยสามารถอธิบายการทำงานของอุปกรณ์แต่ละตัวภายในวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 มัลติเพล็กซ์เซอร์ที่ควบคุมการทำงานด้วยสัญญาณ  $V_{con}$

เมื่อกำหนดให้สัญญาณ  $V_{con}$  มีค่าเป็นลอจิกต่ำ สวิตช์  $SW_1$  จะทำการเชื่อมต่อ  $-V_{ref}$  กับ  $V_y$  และเมื่อกำหนดให้สัญญาณ  $V_{con}$  มีค่าเท่ากับลอจิกสูง สวิตช์  $SW_1$  จะทำการเชื่อมต่อ  $+V_{ref}$  กับ  $V_y$  สัญญาณเอาต์พุต  $V_y$  ที่ได้จากทั้ง 2 กรณีจะเชื่อมต่อกับวงจร CCCII ที่ขั้ว  $y$  เป็นแรงดัน  $V_y$



รูปที่ 4.3 วงจรอินทิเกรตโดยใช้ CCCII

จากรูปที่ 4.3 วงจรอินทิเกรตโดยใช้ CCCII จะทำการส่งผ่านแรงดัน  $V_y$  จากขั้ว  $y$  มายังขั้ว  $x$  จะได้ค่าแรงดัน  $V_x$  เท่ากับ  $V_y$  และสัญญาณ  $V_x$  ที่ได้จะแปลงเป็นกระแส  $i_R$  ด้วยตัวต้านทาน  $R$  สามารถเขียนสมการหาค่า  $i_R$  ได้เท่ากับ

$$i_R = \frac{V_x}{R} = \frac{V_{ref}}{R} \tag{4.1}$$

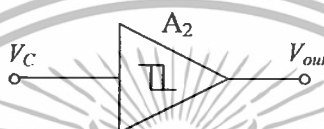
วงจร CCCII จะทำการสะท้อนกระแส  $i_R$  ที่ขั้ว  $x$  ไปเป็นกระแส  $i_C$  ที่ขั้ว  $z$  ด้วยอัตราขยาย  $K$  เมื่อกำหนดให้  $K$  คือ อัตราขยายของวงจร CCCII มีค่าเท่ากับ  $I_{B3}/I_{B2}$  ดังสมการที่ (3.32) สามารถเขียนสมการกระแส  $i_C$  ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  $i_C = K i_R$  ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (4.2) ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส  $i_C$  จะไหลผ่านเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  สามารถเขียนสมการแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  ได้เท่ากับ

$$V_C = \int_0^t \frac{i_C}{C_{sen}} dt + V_C(0) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{sen} R} dt + V_C(0) \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.3) เมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_y$  มีค่าเท่ากับ  $V_{ref}$  จะส่งผลให้ค่า  $V_C$  มีค่าเพิ่มขึ้นและเมื่อ  $V_y$  มีค่าเท่ากับ  $-V_{ref}$  จะส่งผลให้กระแสไฟฟ้า  $i_C$  ไหลไปทิศทางตรงกันข้าม ทำให้ค่า  $V_C$  มีค่าลดลง



รูปที่ 4.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบขั้วตกริกเกอร์

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบขั้วตกริกเกอร์  $A_2$  ในรูปที่ 4.4 ทำการเปรียบเทียบสัญญาณโดยสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  มีค่าเท่ากับลอจิกสูง ส่งผลให้แรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) มีค่าเท่ากับ  $+V_{TH}$  และเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_C$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดัน  $+V_{TH}$  จะส่งผลให้แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  เปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ ทำให้แรงดันขีดเริ่มมีค่าเท่ากับ  $-V_{TH}$  และเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_C$  มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดัน  $-V_{TH}$  จะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_{out}$  เปลี่ยนเป็นลอจิกสูง ซึ่งวงจรจะทำงานสลับกันไปตลอด

หลักการการทำงานโดยรวมของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่นำเสนอตั้งรูปที่ 4.1 สามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อแรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  มีค่าเป็นลอจิกสูง สวิตช์  $SW_1$  จะทำการเชื่อมต่อ  $+V_{ref}$  กับ  $V_y$  ทำให้เกิดการประจุที่ตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  ส่งผลให้  $V_C$  มีค่าเพิ่มขึ้นและเมื่อ  $V_C$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ  $+V_{TH}$  ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้า  $V_{out}$  เปลี่ยนเป็นลอจิกต่ำ สวิตช์  $SW_1$  จะทำการเชื่อมต่อ  $-V_{ref}$  กับ  $V_y$  ทำให้กระแส  $i_C$  ไหลไปทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการคายประจุที่ตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  ส่งผลให้  $V_C$  มีค่าลดลง และเมื่อ  $V_C$  มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ  $-V_{TH}$  ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต  $V_{out}$  เปลี่ยนเป็นลอจิกสูง สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  กับเอาต์พุต  $V_{out}$  แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 สามารถหาช่วงเวลาการประจุที่ตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  หรือช่วงเวลาที่ขึ้น (Rising time,  $T_{C1}$ ) และช่วงเวลาคายประจุที่ตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  หรือช่วงเวลาที่ตก (Falling time,  $T_{C2}$ ) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C(t) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{sen} R} dt - V_C(0) \quad (4.4)$$

เมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_C$  มีค่าเท่ากับ  $+V_{TH}$  จะสามารถหาช่วงเวลาได้ขึ้น  $T_{C1}$  ได้เท่ากับ

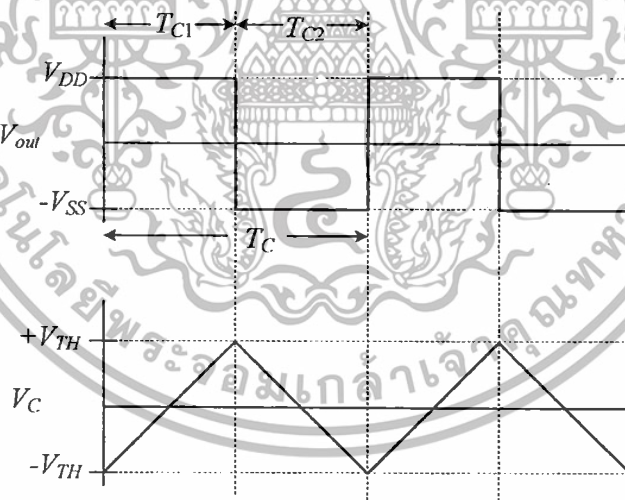
$$T_{C1} = \frac{2V_{TH}}{KV_{ref}} C_{sen} R \quad (4.5)$$

และเมื่อแรงดันไฟฟ้า  $V_C$  มีค่าเท่ากับ  $-V_{TH}$  จะสามารถหาช่วงเวลาลด  $T_{C2}$  ได้เท่ากับ

$$T_{C2} = \left| \frac{2V_{TH}}{KV_{ref}} \right| C_{sen} R \quad (4.6)$$

จากสมการที่ (4.5) และ (4.6) จะสามารถหาคาบเวลา  $T_C$  ได้ดังนี้

$$T_C = T_{C1} + T_{C2} = \frac{4V_{TH}}{KV_{ref}} C_{sen} R \quad (4.7)$$



รูปที่ 4.5 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{sen}$  และเอาต์พุต  $V_{out}$

เมื่อกำหนดให้  $G_S$  เป็นอัตราขยายของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าเสนอ จะสามารถจัดสมการที่ (4.7) ได้เป็น

$$T_C = \frac{4V_{TH} R}{KV_{ref}} C_{sen} = G_S C_{sen} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$C_{sen} = \frac{KV_{ref}T_C}{4V_{TH}R} = \frac{1}{G_S}T_C \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.8) จะเห็นได้ว่า ค่าคาบเวลาที่ได้จะแปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้  $C_{sen}$  เมื่อทำการคงค่าอัตราขยาย  $G_S$  และวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าเสนอสามารถปรับค่าอัตราขยาย  $G_S$  ได้ด้วยการปรับค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจร CCCII ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  หรือ  $I_{B2}$

### 4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร

จากหลักการของวงจรที่น่าเสนอในหัวข้อที่ 4.2 เป็นการทำงานที่กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวทำงานในอุดมคติ ซึ่งในการใช้งานจริง อุปกรณ์ที่นำมาใช้งานมีความไม่เป็นอุดมคติเกิดขึ้น อีกทั้งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ยังอยู่ในรูปของคาบเวลาซึ่งเป็นส่วนกลับของความถี่ ดังนั้นในการหาช่วงปฏิบัติการของวงจรจึงวิเคราะห์จากประสิทธิภาพของอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานเป็นหลัก โดยประกอบด้วยวงจรมัลติเพิลิกเซอร์ CCCII ที่ใช้โอทีเอในการสร้างและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบซิมิต์ทริกเกอร์ ซึ่ง CCCII จะดูจากประสิทธิภาพของโอทีเอ โดยที่อัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain bandwidth) เท่ากับ  $F_{OTA}$  ส่วนวงจรมัลติเพิลิกเซอร์และวงจรซิมิต์ทริกเกอร์ดูจากเวลาแพร่กระจาย (Propagation time) ของอุปกรณ์ซึ่งมีค่าเป็น  $t_{PMUX}$  และ  $t_{PSCH}$  ตามลำดับ โดยสามารถประมาณเวลาแพร่กระจายรวม  $t_{PT}$  ได้ดังนี้

$$t_{PT} = t_{PMUX} + t_{PSCH} \quad (4.10)$$

ดังนั้นในการหาช่วงปฏิบัติการของวงจรที่น่าเสนอจะดูที่อัตราขยายแบนด์วิดท์ของโอทีเอและค่าเวลาแพร่กระจายรวม  $t_{PT}$  ว่าความถี่ใดต่ำสุด จะเป็นช่วงปฏิบัติการของวงจร ตัวอย่างเช่น OTA เบอร์ CA3280 มีอัตราขยายแบนด์วิดท์เท่ากับ 9MHz ส่วน  $t_{PMUX}$  ของไอซีเบอร์ CD4053 มีค่า 60ns และ  $t_{PSCH}$  ของไอซีเบอร์ CD4093 มีค่า 450ns ซึ่ง  $t_{PT}$  จะมีค่าเป็น 510ns หรือที่ความถี่ 2MHz ดังนั้นช่วงปฏิบัติการของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่ได้จึงมีค่าไม่เกิน 2MHz

### 4.4 การทดสอบและผลการทดสอบของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าเสนอ

วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุในรูปที่ 4.1 ได้ทำการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง ในส่วนอุปกรณ์แอกทีฟเลือกใช้งานวงจรตามตารางที่ 4.1 แรงดันไฟเลี้ยงของวงจร แรงดันไฟฟ้า  $V_{ref}$  ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  กำหนดให้มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าคงที่ดังในตารางที่ 4.2 ค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  และ  $R$  กำหนดให้มีค่าดังในตารางที่ 4.3 เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจร CCCII และอัตราขยาย  $G_S$  ของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่แตกต่างกัน เซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  เปลี่ยนค่าตั้งแต่ 100pF-10nF โดยแสดงผลออกเป็น 2 ช่วงการทำงานตามค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ คือ 100pF-1nF และ 1nF-10nF

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้ในการทดลองรูปที่ 4.1

อุปกรณ์	เบอร์
Switch (SW <sub>1</sub> )	CD4053
OTA <sub>1</sub> , OTA <sub>2</sub> , OTA <sub>3</sub>	CA3280
Schmitt trigger (A <sub>2</sub> )	CD4093

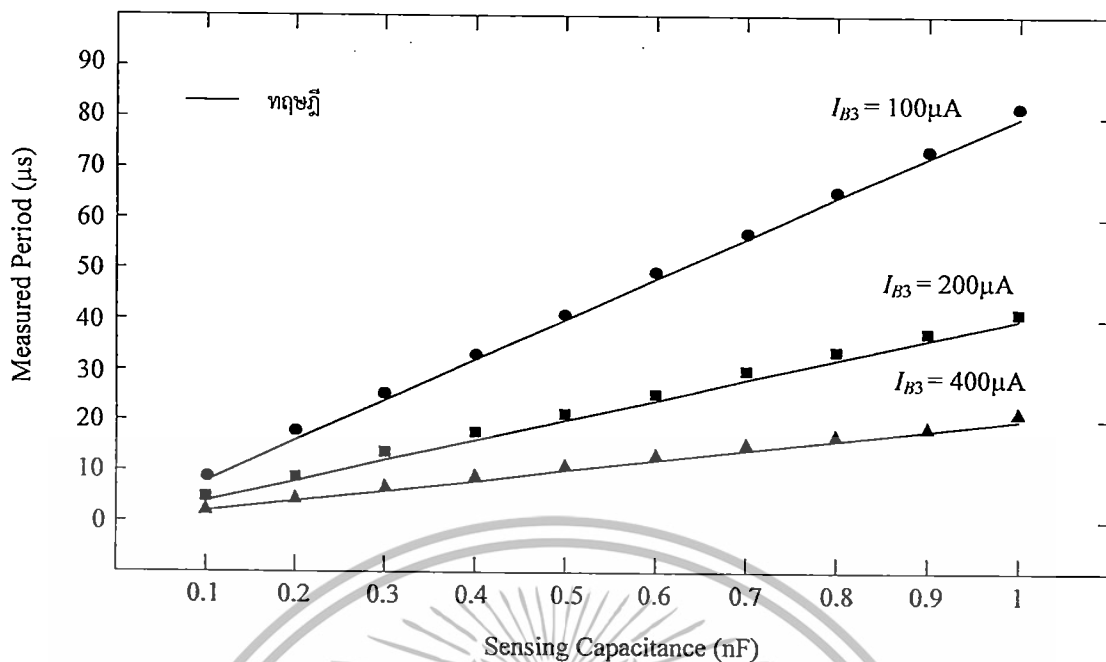
ตารางที่ 4.2 เงื่อนไขของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองรูปที่ 4.1

พารามิเตอร์	ขนาดของพารามิเตอร์
$V_{DD}, -V_{SS}$	5 V
$V_{ref}$	0.2 V
$I_{B1}$	500 $\mu$ A
$I_{B2}$	400 $\mu$ A

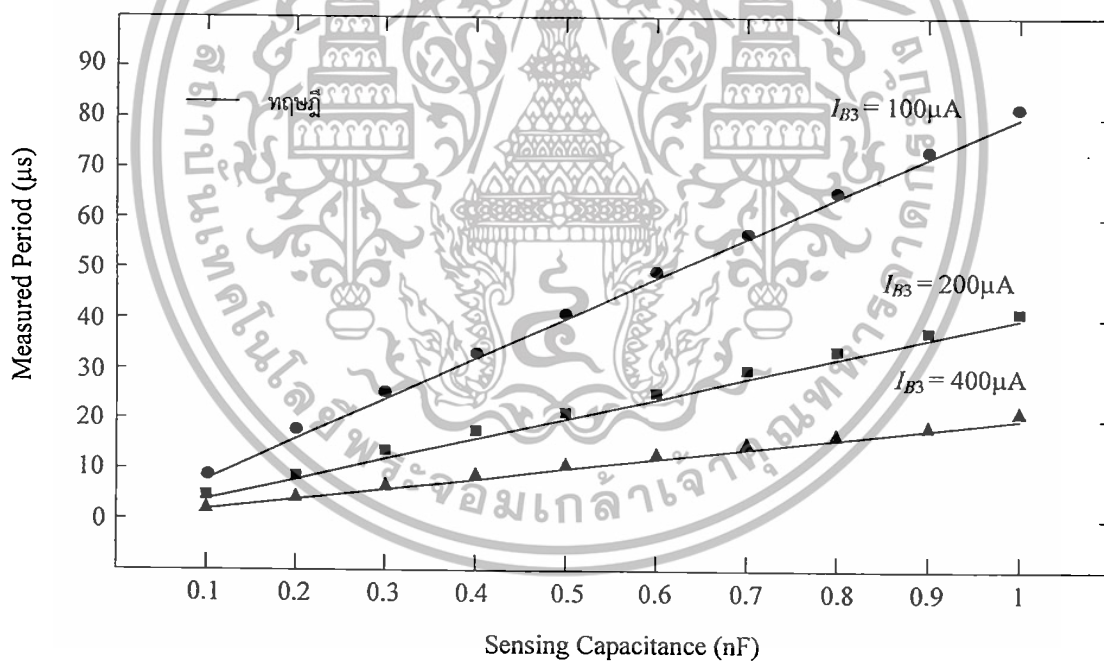
ตารางที่ 4.3 กระแสไบอัส  $I_{B3}$  และ  $R$  เพื่อให้ได้อัตราขยาย  $K$  และ  $G_S$  ที่ออกแบบ

$I_{B3}$	$K$	$G_S(R = 1k\Omega)$	$G_S(R = 5k\Omega)$
400 $\mu$ A	1	$2 \times 10^4$	$1 \times 10^5$
200 $\mu$ A	0.5	$4 \times 10^4$	$2 \times 10^5$
100 $\mu$ A	0.25	$8 \times 10^4$	$4 \times 10^5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

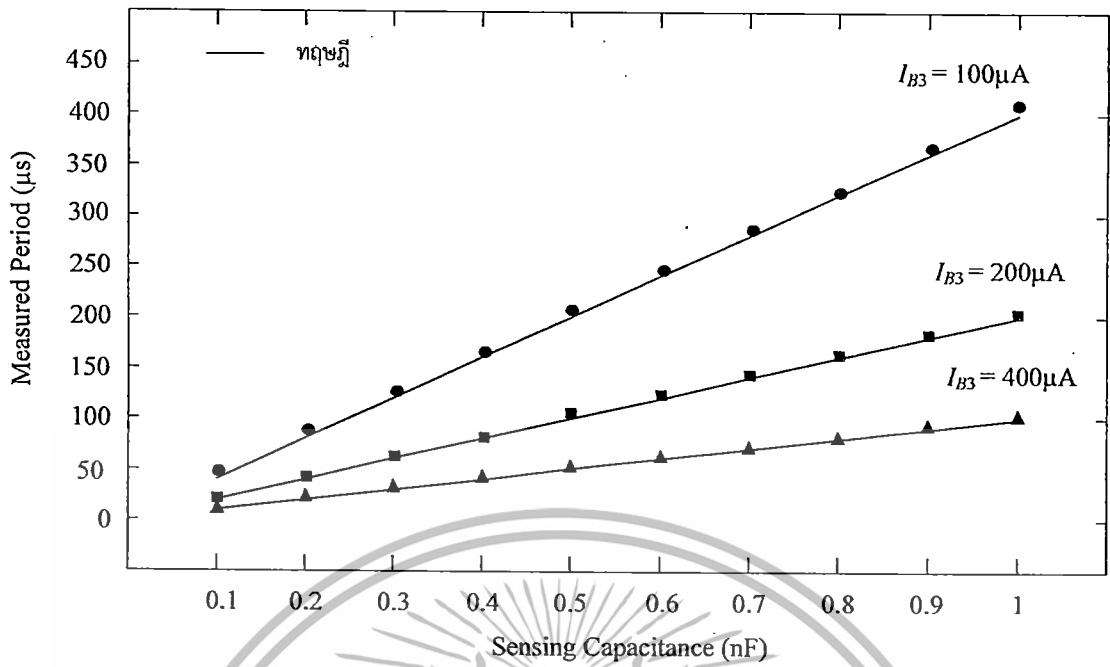


รูปที่ 4.6 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  ตั้งแต่ 100pF-1nF โดยกำหนดให้  $R = 1k\Omega$

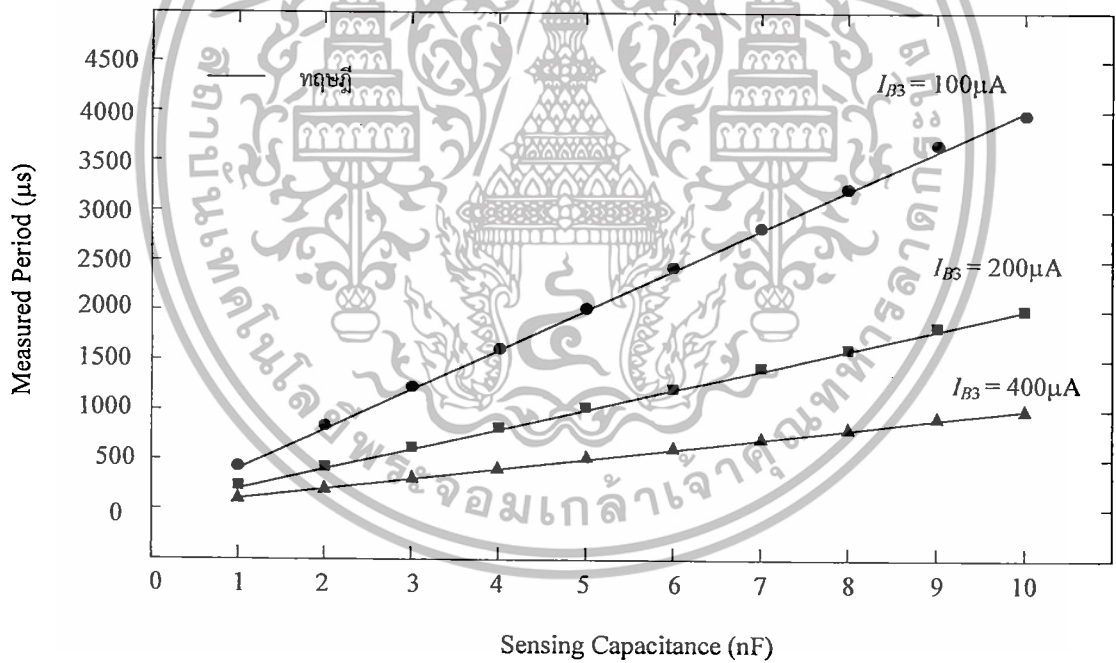


รูปที่ 4.7 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  ตั้งแต่ 1nF-10nF โดยกำหนดให้  $R = 1k\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

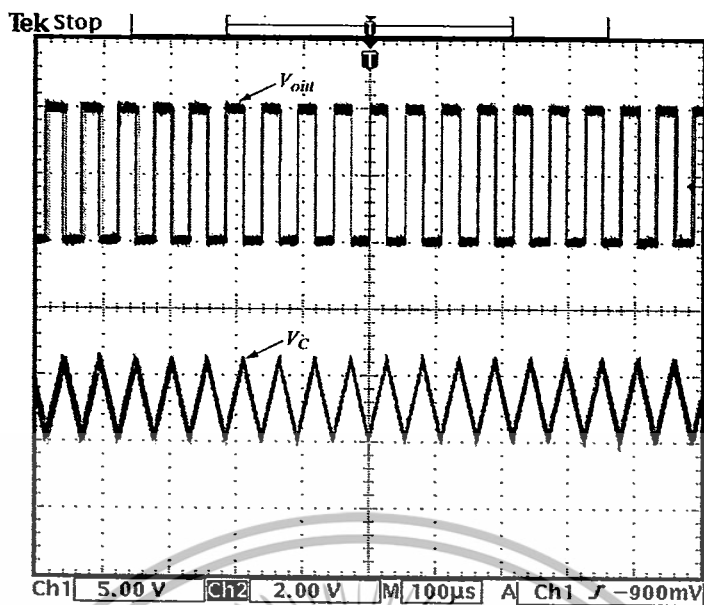


รูปที่ 4.8 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  ตั้งแต่ 100pF-1nF โดยกำหนดให้  $R = 5k\Omega$

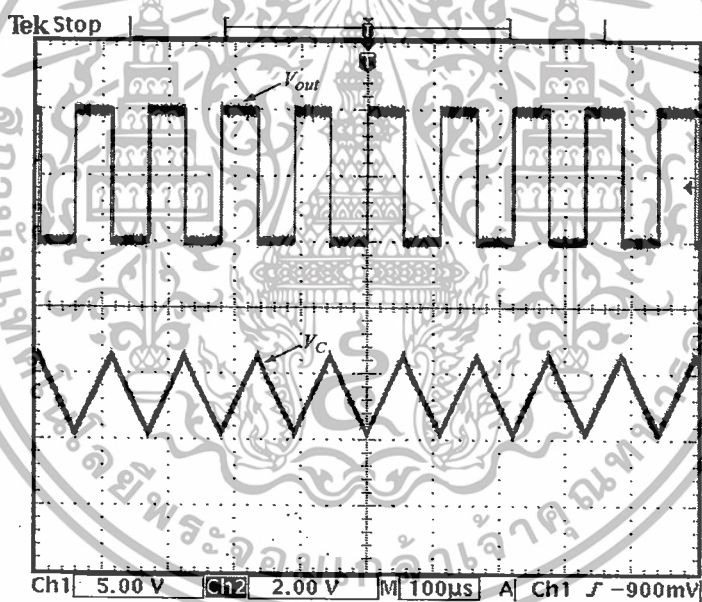


รูปที่ 4.9 แปรค่าเซนเซอร์แบบเก็บประจุ  $C_{sen}$  ตั้งแต่ 1nF-10nF โดยกำหนดให้  $R = 5k\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

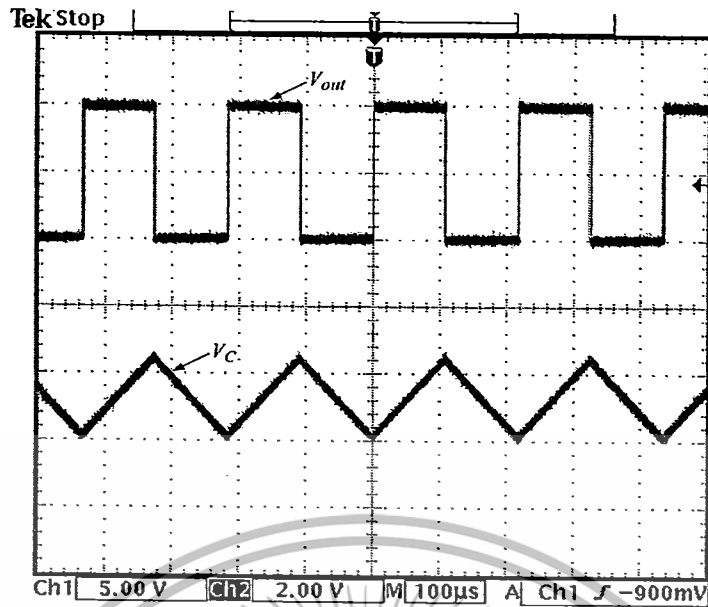


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 4.10 รูปสัญญาณที่ตรวจวัดได้เมื่อกำหนดให้  $R$  มีค่าเท่ากับ  $5k\Omega$

(ก) แปรค่า  $C_{sen} = 500pF$

(ข) แปรค่า  $C_{sen} = 1nF$

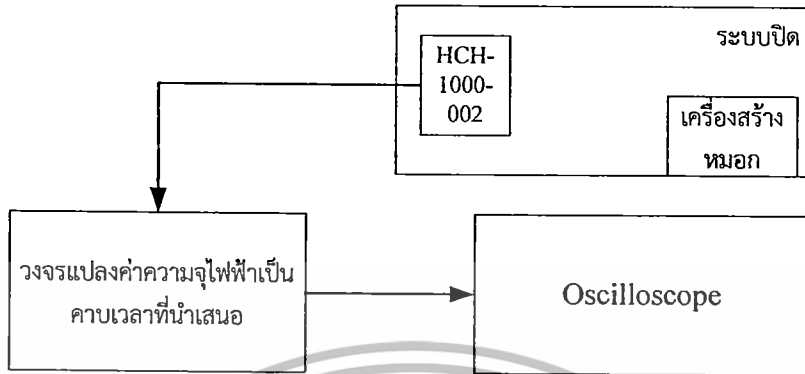
(ค) แปรค่า  $C_{sen} = 2nF$

จากรูปที่ 4.6 - 4.9 แสดงให้เห็นว่าค่าคาบเวลาได้แปรผันกับค่าความจุไฟฟ้าที่ตรวจวัดได้  $C_{sen}$  ซึ่งค่าคาบเวลาที่ได้สามารถปรับค่าได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่คำนวณได้ที่  $R = 1k\Omega$  และ  $R = 5k\Omega$  มีค่าไม่เกิน 11.5% และ 7.7% ตามลำดับ และผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่  $V_{out}$  และ  $V_c$  แสดงดังรูปที่ 4.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าคาบเวลาที่ได้แปรผันกับค่าความจุไฟฟ้า ดังนั้นทำให้พิสูจน์ได้ว่าวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุที่นำเสนอ มีคุณสมบัติการปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$

#### 4.5 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่นำเสนอ

วงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่ได้นำเสนอในรูปที่ 4.1 ได้ทดลองนำมาประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์วัดความชื้น โดยเลือกใช้เซนเซอร์วัดความชื้น HCH-1000-002 ซึ่งเป็นเซนเซอร์วัดความชื้นแบบตัวเก็บประจุซึ่งมีช่วงความจุไฟฟ้าที่ใช้งานอยู่ที่ 275-380pF และมีช่วงการวัดค่าความชื้นตั้งแต่ 0%RH ถึง 100%RH มาต่อใช้งาน กำหนดให้แรงดันไฟเลี้ยงของวงจร แรงดันไฟฟ้า  $V_{ref}$  ค่ากระแสไบอัส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  มีค่าคงที่ดังตารางที่ 4.2 ค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  และ  $R$  กำหนดให้มีค่าดังในตารางที่ 4.5 เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยาย  $K$  ของวงจร CCCII และอัตราขยาย  $G_S$  ของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่แตกต่างกัน โดยในการทดลองกำหนดให้ตำแหน่งเซนเซอร์อยู่ในระบบปิดและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

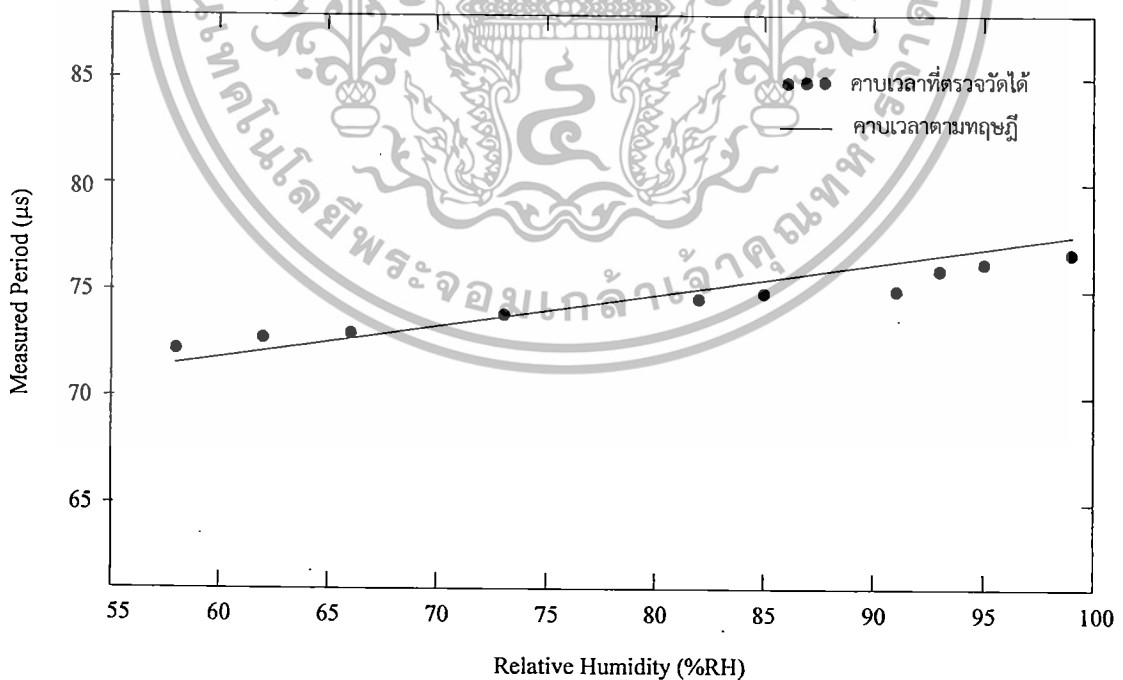
ปรับเปลี่ยนค่าความชื้นโดยใช้เครื่องสร้างหมอก ดังแสดงในรูปที่ 4.11 ค่าคาบเวลาที่ตรวจวัดได้เมื่อเทียบกับค่าคาบเวลาที่ได้จากทฤษฎี แสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์วัดความชื้น

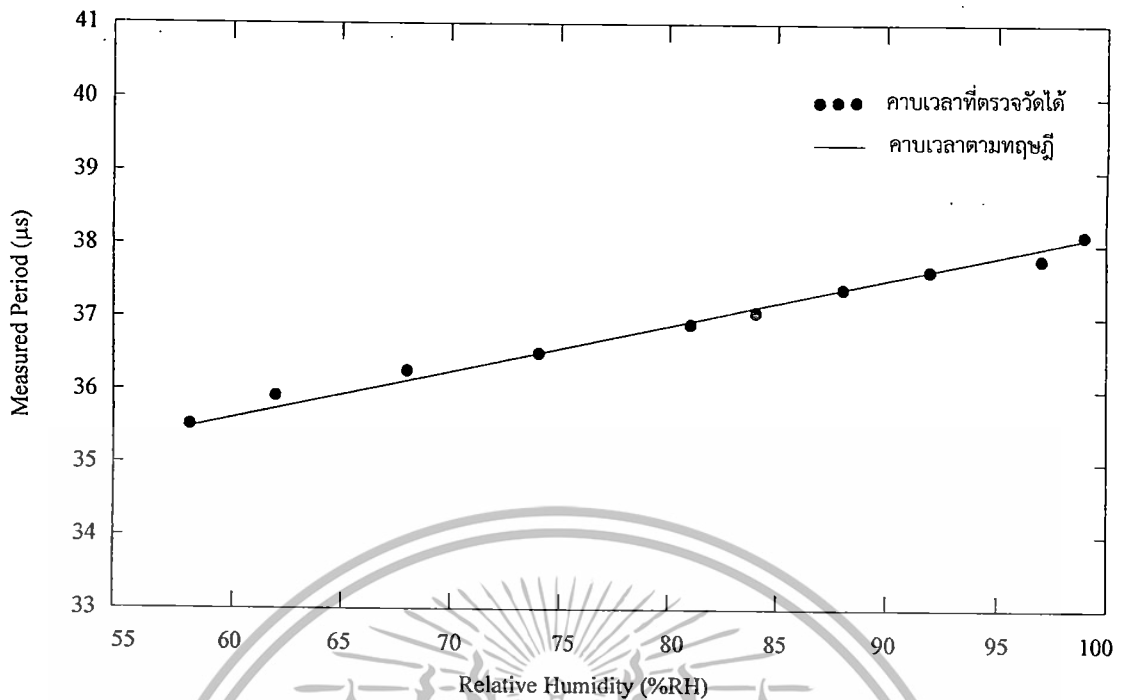
ตารางที่ 4.5 กระแสไบอัส  $I_{B3}$  และ  $R$  ที่ใช้ในการทดสอบ

$I_{B3}$	$K$	$G_s(R = 5k\Omega)$
400 $\mu$ A	1	$1 \times 10^5$
200 $\mu$ A	0.5	$2 \times 10^5$



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 คาบเวลาที่ตรวจวัดได้เมื่อแปรค่าความชื้นเทียบกับค่าคาบเวลาที่ได้จากทฤษฎี

(ก) กำหนดให้  $R = 5\text{k}\Omega$  และ  $I_{B3} = 200\mu\text{A}$

(ข) กำหนดให้  $R = 5\text{k}\Omega$  และ  $I_{B3} = 400\mu\text{A}$

จากรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่าคาบเวลาที่ตรวจวัดได้แปรผันกับค่าความชื้นที่เปลี่ยนแปลงและมีความสอดคล้องกับค่าทฤษฎีและมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่คำนวณได้มีค่าไม่เกิน 1.59%

#### 4.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทำงานของวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาของเซนเซอร์แบบเก็บประจุ โดยใช้วงจร CCCII ที่นำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก อัตราขยายสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{B3}$  อีกทั้งยังได้กล่าวถึงสมรรถนะการทำงานและช่วงปฏิบัติการของวงจรที่นำเสนอ รวมถึงทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริงและการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเซนเซอร์แบบเก็บประจุสำหรับวัดความชื้น จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำงานได้จริงและมีความสอดคล้องกับทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

### 5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาสำหรับ เซนเซอร์แบบเก็บประจุ โดยใช้หลักการของวงจรอะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งมีโครงสร้างประกอบไปด้วยมัลติเพล็กซ์เซอร์จำนวน 1 ตัว วงจรโอทีเอ 3 ตัว ประกอบเป็นวงจร CCCII วงจรเปรียบเทียบ สัญญาณแบบขมิตริกเกอร์ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ขนาดของคาบเวลาที่ได้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส

สมรรถนะการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจร ในทางทฤษฎีและผลทดสอบการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง ผลการทำงานของวงจรที่ได้มีความสอดคล้องเป็นไปในทิศทางเดียวกัน

### 5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

จากวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยังมีประเด็นที่น่าสนใจอันเป็นแนวทางในการวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ซึ่งวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาที่น่าสนใจได้มุ่งเน้นการใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นหลักและใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย อีกทั้งยังสามารถปรับแต่งอัตราขยายของวงจรได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้อโอทีเอ และอุณหภูมิแวดล้อมไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของช่วงปฏิบัติการของวงจร แรงดันขีดเริ่ม  $V_{TH}$  ไม่เป็นอิสระกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรและวงจรที่ออกแบบใช้อุปกรณ์แอคทีฟหลายตัว ดังนั้นแนวทางในการทำวิจัยต่อที่น่าสนใจคือการพัฒนาวงจรแปลงค่าความจุไฟฟ้าเป็นคาบเวลาให้มีช่วงการปฏิบัติการที่กว้างขึ้นและสามารถปรับค่าแรงดันขีดเริ่ม  $V_{TH}$  ได้โดยอิสระซึ่งจะช่วยให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ดียิ่งขึ้น และถ้าสามารถลดจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟให้น้อยลงจะทำให้ค่าใช้จ่ายในการออกแบบลดลง

## เอกสารอ้างอิง

- [1] W.C. Heerens “Application of capacitance techniques in sensor design” *Phys. E: Sci. Instrum.*, vol. 19, no. 11, 1986. pp. 897-906
- [2] S. Lichun, M. Palaniapan and T.W. Wan “A continuous-time capacitance to voltage converter for microcapacitive pressure sensors” *Journal of Physics: Conference Series*, Singapore, 9-12 May 2006, vol. 34, pp. 1014–1019
- [3] N.B. Yusof, N. Soin and S.Z. Md. Dawal “Capacitive interfacing for MEMS humidity and accelerometer sensors” *2009 International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS)*, Malaysia, 14-15 December 2009. pp. 82-86
- [4] F. Reverter, X. Li and G.C.M. Meijer “Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 138, no. 1, 2007. pp. 1–8
- [5] C.T. Chiang, C.S. Wang and Y.C. Huang “A CMOS integrated capacitance-to-frequency converter with digital compensation circuit designed for sensor interface applications” *IEEE Sensors 2007 Conference*, Georgia, 28-31 October 2007. pp. 954-957
- [6] R. Aragonés, P. Álvarez, J. Oliver and C. Ferrer “A capacitance to frequency converters comparison for a frequency acquisition platform” *IEEE Sensors 2010 Conference*, Hawaii, 1-4 Nov 2010. pp. 1431-1436
- [7] J. C. Lotters, W. Olthuis, P. H. Veltink and P. Bergveld “A sensitive differential capacitance to voltage converter for sensor applications” *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, vol. 48, no. 1, 1999. pp. 89–96
- [8] Shuyu Lei, Christian A. Zorman and Steven L. Garverick “An oversampled capacitance-to-voltage converter IC with application to time-domain characterization of MEMS resonators” *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 6, 2005. pp. 1353–1361
- [9] A.D. Marcellis, G. Ferri, P. Mantenuto, F. Valente, C. Cantalini and L. Giancaterini “CCII-Based interface for capacitive/resistive sensors” *IEEE Sensors 2011 Conference*, Ireland, 28-31 October 2011. pp. 1133-1136
- [10] I. Ramfos and S. Chatzandroulis “A 16-channel capacitance to period converter with offset compensation for sensor applications” *Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, Greece, 12-15 December 2010. pp. 819–822
- [11] S. Soclof. *Design and applications of analog integrated circuit*. Singapore: Prentice Hall Inc., 1997. pp. 464-473
- [12] V. Riewruja “Simple square-rooting circuit using OTAs” *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 17, 2008. pp. 1000-1002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] V. Riewruja and W. Petchmaneelumka "Floating current-controlled resistance converters using OTAs" *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 62, 2008. pp. 725-731
- [14] W. Petchmaneelumka, T. Cheypoca and V. Riewruja "Electronically adjustable PD controller using OTAs" *SICE Annual Conference 2011, Japan, 13-18 September 2011*. pp. 2764-2767
- [15] D. Yin, Z. Zhang and J. Li "A simple switched-capacitor-based capacitance-to-frequency converter" *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 1, 1991. pp. 353-361
- [16] P. Bruschi, N. Nizza and M. Dei "A low-power capacitance to pulse width converter for MEMS interfacing" *Solid-State Circuits Conference, 2008. ESSCIRC 2008. 34<sup>th</sup> European, Scotland, 15-19 September 2008*. pp. 446-449.
- [17] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. "บล็อกวงจรรวมแอกทีฟสำหรับการสังเคราะห์อนาล็อกฟังก์ชันเชิงระบบทำงานในโหมดกระแส" *วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*. 2546.
- [18] อนุชา แก้วพูลสุข. "การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล" *วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*. 2551.
- [19] วรณดี เพชรณัฒน์ล้ำค่า. "การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ" *วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*. 2552.
- [20] ชิตพล คุ่มแก้ว. "ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ" *วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง*. 2555.
- [21] M.T. Abuelma' atti and A. Bencrta "A novel mixed mode OTA-C universal filter" *International Journal of Electronics.*, vol. 92, no. 7, 2005. pp. 375-383
- [22] L.G. Randall and S.S. Edgar "Active filter design using operational transconductance amplifiers : A tutorial" *IEEE Circuits and Devices Magazine.*, 1985. pp. 20-32
- [23] KC. Smith and A. Sedra "The current conveyor : a new circuit building block" *Proc IEEE* 56, 1968. pp. 1368-1369

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [24] N. Jangsamsi, T. Pukkalanun and W. Tangsrirat “CCCI-based high-output impedance current-mode universal filter employing only grounded capacitors” SICE-ICASE, 2006 International Joint Conference, South Korea, 18-21 October 2006. pp. 5695–5698
- [25] W. Surakampontron, V. Riewruja, V. Kumwachara, K. Surawatpunya and C. Anuntahirunrat “Temperature-insensitive voltage-to-current converter and its applications” IEEE Transactions on Instruments and Measurements., vol. 48, no. 6, 1999. pp. 1270-1276



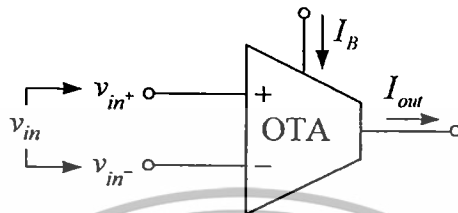
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



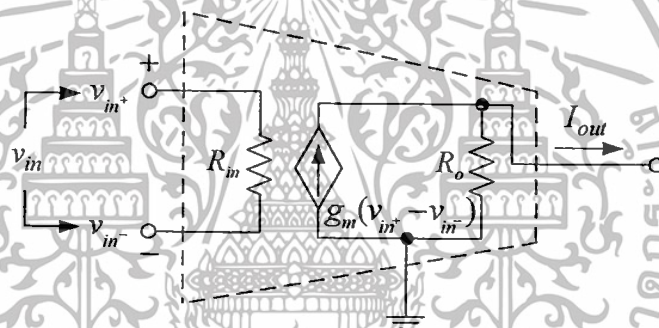
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ก. วงจรโอทีเอ

วงจรโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟชนิดหนึ่งในปัจจุบันมีผู้นิยมนำมาใช้แทนที่ออปแอมป์ในการออกแบบวงจรต่างๆ มากมาย ซึ่งมีสัญลักษณ์ของวงจรโอทีเอและวงจรสมมูลในทางอุดมคติ [17-20] แสดงในรูปที่ ก1



(ก)



(ข)

รูปที่ ก1 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอ

(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูล

จะเห็นว่าวงจรในรูปที่ ก1 (ก) ค่ากระแสเอาต์พุตที่ได้จากโอทีเอนั้นมีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างแรงดันอินพุต ( $v_{in+} - v_{in-}$ ) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับผลต่างแรงดันอินพุตจะอยู่ในรูปของอัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  ของโอทีเอ ค่าความต้านทานด้านอินพุต  $R_m$  และค่าความต้านทานด้านเอาต์พุต  $R_o$  ในวงจรสมมูลทางอุดมคติถือว่ามีค่าสูงมากเป็นอนันต์ ทำให้สามารถเขียนค่าความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรสมมูลทางอุดมคติของโอทีเอได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = g_m (v_{in+} - v_{in-}) = g_m v_{in} \quad (ก1)$$

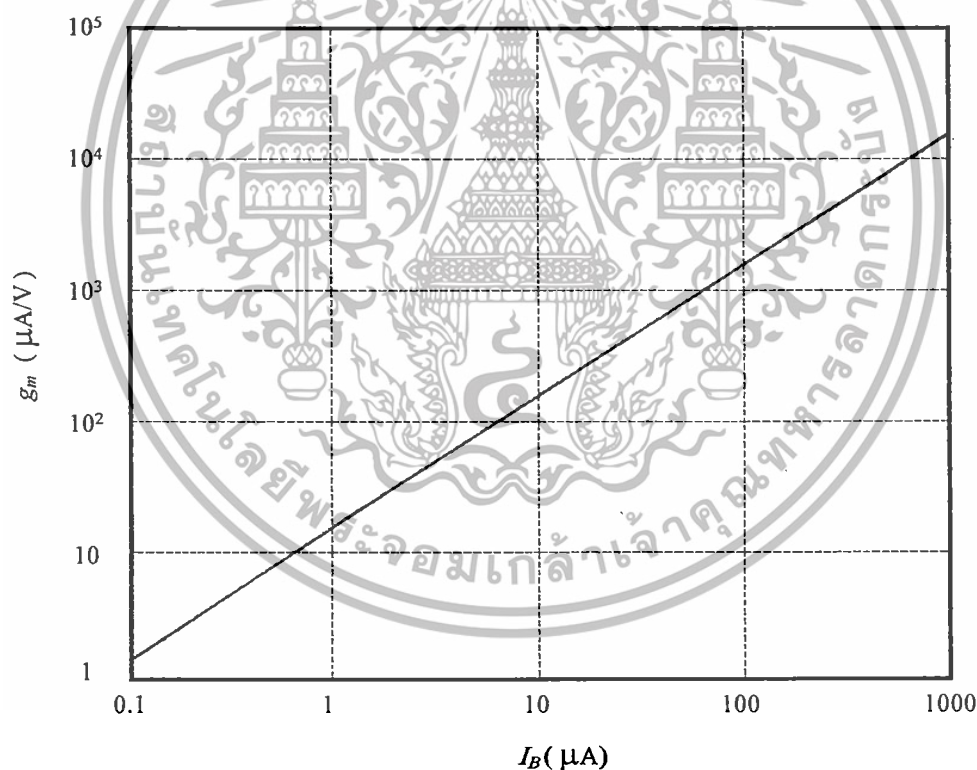
เมื่อ  $v_{in}$  คือผลต่างของแรงดันอินพุต และ  $g_m$  คืออัตราขยายค่าความนำของโอทีเอซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส ( $I_B$ ) โดยความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสอธิบายได้เป็น

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (ก2)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV (ที่อุณหภูมิ 300 K)

$I_B$  คือ ค่ากระแสไบอัสภายนอกของวงจรโอทีเอ

ในรูปที่ ก2 แสดงความสัมพันธ์ของอัตราขยายค่าความนำของวงจรโอทีเอกับกระแสไบอัสของวงจรโอทีเอ ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยแปรค่ากระแสไบอัสจาก 0.1  $\mu\text{A}$  จนถึง 1 mA



รูปที่ ก2 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายค่าความนำกับกระแสไบอัสของโอทีเอ

หลักการการทำงานของวงจรโอทีเอ [18-20] แสดงในรูปที่ ก3 มีโครงสร้างพื้นฐานซึ่งประกอบด้วยกลุ่มวงจรร้อยที่สำคัญสองส่วนคือ วงจรคู่ผลต่าง (Differential pair)  $Q_1$ - $Q_2$  โดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพงษ์กันทุกประการต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror, CM)  $CM_1$ - $CM_3$  ที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งโดยมี  $I_B$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสไบอัสภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอในรูปที่ ก3 เมื่อนำทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่อร่วมกันเป็นวงจรคู่ผลต่างซึ่งถูกไบอัสด้วยแหล่งจ่ายกระแส  $I_B$  ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลคเตอร์  $i_1$  และ  $i_2$  มีค่าเป็น

$$i_1 = \frac{I_B e^{(-v_{in}/2V_T)}}{e^{(-v_{in}/2V_T)} + e^{(v_{in}/2V_T)}} \quad (ก3)$$

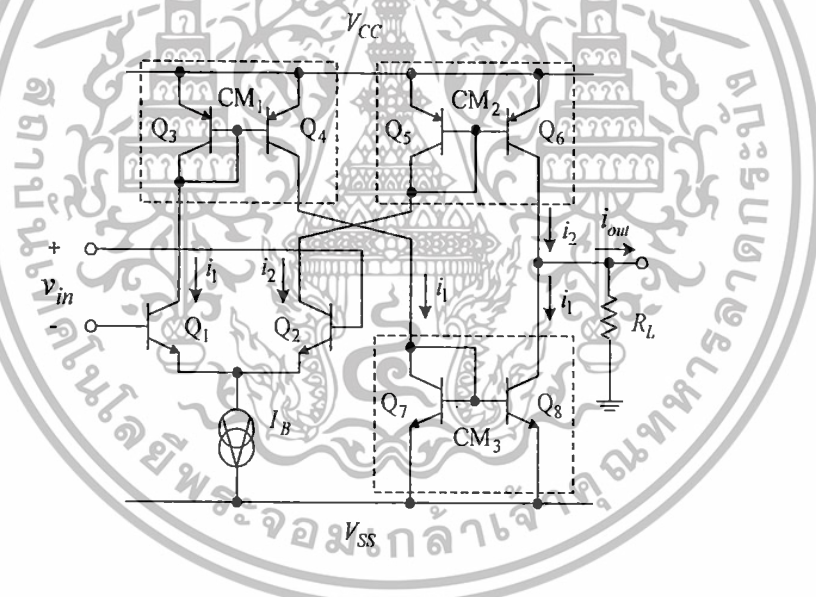
$$i_2 = \frac{I_B e^{(v_{in}/2V_T)}}{e^{(-v_{in}/2V_T)} + e^{(v_{in}/2V_T)}} \quad (ก4)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal voltage) มีค่าเท่ากับ  $kT/q$

$k$  คือ ค่าคงที่โบลท์แมน (Boltzman's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิแวลต์ลอม (K)

$q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (Electron charge) มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  C



รูปที่ ก3 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอ

โดยมีทรานซิสเตอร์  $Q_3$ - $Q_4$  ( $CM_1$ ),  $Q_5$ - $Q_6$  ( $CM_2$ ) และ  $Q_7$ - $Q_8$  ( $CM_3$ ) ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง จากการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสทั้ง 3 วงจรส่งผลให้กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  ถูกส่งผ่านไปยังโนดเอาต์พุตของวงจร ทำให้ได้กระแสเอาต์พุต  $i_{out}$  ของวงจรโอทีเอมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_2 - i_1 = I_B \frac{[e^{(v_{in}/2V_T)} - e^{(-v_{in}/2V_T)}]}{[e^{(v_{in}/2V_T)} + e^{(-v_{in}/2V_T)}]} \quad (ก5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$i_{out} = I_B \tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก6)$$

จากสมการที่ (ก6) กระแสเอาต์พุต  $i_{out}$  จะติดอยู่ในรูปของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ของผลต่างแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ซึ่งความสัมพันธ์ที่ได้เป็นฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นถ้านำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาทำการประมาณค่าความเป็นเชิงเส้น (Linear approximation) ด้วยวิธีการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) จะได้สมการเป็น

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots \quad \text{เมื่อ } |x| < \frac{\pi}{2} \quad (ก7)$$

เมื่อแทนค่า  $x = v_{in}/2V_T$  ลงในสมการที่ (ก7) เมื่อ  $\left|\frac{v_{in}}{2V_T}\right| < \frac{\pi}{2}$  จะได้

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) = \left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) - \frac{1}{3}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^3 + \frac{2}{15}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^5 - \frac{17}{315}\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right)^7 + \dots \quad (ก8)$$

ในกรณีที่  $v_{in} \ll 2V_T$  สามารถประมาณสมการที่ (ก8) ในรูปฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ที่เป็นเชิงเส้นได้เป็น

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \cong \frac{v_{in}}{2V_T} \quad (ก9)$$

เมื่อนำสมการที่ (ก9) แทนลงในสมการ (ก6) ภายใต้เงื่อนไข  $v_{in} \ll 2V_T$  จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต  $i_{out}$  กับผลต่างแรงดันอินพุต  $v_{in}$  ที่เป็นเชิงเส้นดังสมการ

$$i_{out} = \frac{I_B}{2V_T} v_{in} \quad (ก10)$$

จากสมการที่ (ก6) ค่าอัตราการเปลี่ยนแรงดันขนาดเล็กเป็นกระแสของโอทีเอ คืออัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  โดยสามารถหาได้จาก

$$g_m = \frac{di_{out}}{dv_{in}} = \frac{I_B}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{v_{in}}{2V_T}\right) \quad (ก11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อขนาดของสัญญาณ  $v_{in}$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ จะทำให้อัตราขยายค่าความนำ  $g_m$  มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \left. \frac{di_{out}}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (ก12)$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ของ  $i_{out}$  กับ  $v_{in}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$i_{out} = g_m v_{in} = \frac{I_B}{2V_T} v_{in} \quad (ก13)$$

จากสมการที่ (ก13) จะเห็นว่าข้อจำกัดของกระแสเอาต์พุต  $i_{out}$  นอกจากค่าของผลต่างแรงดันอินพุต ดังที่กล่าวมาแล้ว ยังขึ้นอยู่กับผลของอุณหภูมิที่แฝงอยู่ในเทอมของแรงดันเชิงอุณหภูมิ  $V_T$  ซึ่งในวงจรที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิควรมีค่าความไวต่ำสุดเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร โดยสามารถวิเคราะห์หาค่าความไว (Sensitivity,  $S$ ) ได้ดังสมการ

$$S_X^Y = \frac{\partial \ln Y}{\partial \ln X} = \frac{\partial Y/Y}{\partial X/X} \quad (ก14)$$

จากสมการที่ (ก14) สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของกระแสจุดออก  $i_{out}$  ต่ออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไปได้เป็น

$$S_T^{i_{out}} = \frac{\partial i_{out} / i_{out}}{\partial T / T} = -1 \quad (ก15)$$

จากสมการที่ (ก15) เขียนให้อยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุตได้เป็น

$$\frac{\partial i_{out}}{i_{out}} = -1 \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (ก16)$$

เมื่อ  $\partial i_{out}$  คือกระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไป

$\Delta T$  คืออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

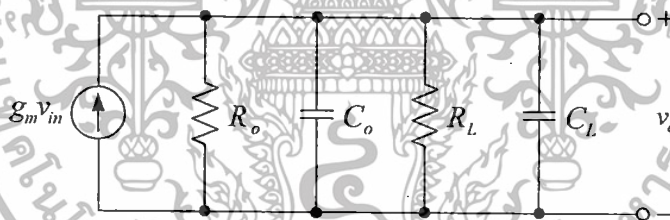
จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอในรูปที่ ก3 เมื่อพิจารณาที่เอาต์พุตของวงจรโอทีเอค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_o$  ของวงจรโอทีเอจะมีค่าสูง ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_o = r_{o6} // r_{o8} = \frac{r_{o6}r_{o8}}{r_{o6} + r_{o8}} \tag{ก17}$$

เมื่อ  $r_{o6}$  และ  $r_{o8}$  คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์  $Q_6$  และ  $Q_8$  ของวงจรในรูปที่ ก3 ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อนำวงจรโอทีเอไปต่อใช้กับงานที่ต้องการค่าอัตราขยายแรงดันที่สูง ค่าความต้านทาน  $R_L$  ของโหลดที่นำมาต่อกับจุดเอาต์พุตของวงจรโอทีเอจะต้องมีค่าที่สูงด้วยเช่นกัน จากเงื่อนไขนี้ทำให้วงจรโอทีเอที่อยู่ในรูปของไอซีสำเร็จรูปบางเบอร์ที่มีขายอยู่ในท้องตลาด จึงได้มีการออกแบบวงจรโอทีเอโดยนำวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) ต่อที่จุดเอาต์พุตของวงจรโอทีเอเพื่อรักษาค่าความต้านทานเอาต์พุตให้ยังคงมีค่าที่สูงเมื่อนำไปต่อประยุกต์ใช้งาน

การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอโนตต่าง ๆ ภายในของวงจรโอทีเอถือว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำเพราะเป็นจุดเชื่อมต่อเข้ากับรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ ทำให้พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตและค่าความจุไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ อีกทั้งโครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอไม่จำเป็นต้องมีส่วนชดเชยความถี่ [19] ในรูปที่ ก4 แสดงวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอในส่วนเอาต์พุต



รูปที่ ก4 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ

เมื่อ  $R_o$  และ  $C_o$  คือ ความต้านทานแฉงและความจุไฟฟ้าแฉงเอาต์พุตของวงจรโอทีเอ ตามลำดับ  $R_L$  และ  $C_L$  คือ ความต้านทานและความจุไฟฟ้าของโหลดที่นำมาต่อร่วมกับวงจรโอทีเอตามลำดับ

จากวงจรในรูปที่ ก4 สามารถวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายแรงดันของสัญญาณขนาดเล็กได้ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)s + 1} \tag{ก18}$$

เมื่อ  $s = j\omega$  แทนลงในสมการที่ (ก18) จะได้  $A_v(j\omega) = \frac{g_m(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)\sqrt{1 + (\omega(C_o + C_L))^2}}$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_v(j\omega) = \frac{g_m(R_o // R_L)}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)j\omega + 1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c) + 1} \quad (ก19)$$

เมื่อ  $A_{vo} = g_m(R_o // R_L) = \frac{I_B}{2v_T}(R_o // R_L)$  (ก20)

$$\omega_c = \frac{1}{(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (ก21)$$

จะเห็นว่าจากสมการที่ (ก19) ของวงจรสมมูลในรูปที่ ก4 อยู่ในรูปของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass filter) ซึ่งมีค่า  $\omega_c$  จากสมการที่ (ก21) เป็นความถี่ที่หักมุม (Corner frequency) ทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth,  $f_c$ ) ของวงจรมีค่าเป็น

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_o // R_L)(C_o + C_L)} \quad (ก22)$$

สำหรับการทำงานของวงจรที่ความถี่ต่ำมาก อัตราขยายแรงดัน  $A_v$  ในสมการที่ (ก18) จะมีค่าเท่ากับอัตราขยายแรงดัน  $A_{vo}$  ในสมการที่ (ก20) โดยสามารถกำหนดอัตราขยายแรงดันได้จากการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก  $I_B$  จากคุณลักษณะที่กล่าวมาทำให้วงจรโอทีเอสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรขยายที่สามารถควบคุมอัตราขยายได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ในกรณีวงจรทำงานที่ความถี่สูงมาก ในสมการที่ (ก19) จะถือว่า  $j(\omega/\omega_c) \gg 1$  ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (ก19) ใหม่ได้ว่า

$$A_v(j\omega) = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c)} \quad (ก23)$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่  $\omega = \omega_T$  เป็นความถี่ที่ทำให้อัตราขยายแรงดันเท่ากับหนึ่ง (Unity-gain frequency) ดังนั้นสมการที่ (ก23) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|A_v(j\omega_T)| = \left| \frac{A_{vo}}{j(\omega_T/\omega_c)} \right| = \frac{A_{vo}}{\sqrt{(\omega_T/\omega_c)^2}} = 1 \quad (ก24)$$

ดังนั้นความถี่  $\omega_T$  จะมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  $\omega_T = A_{vo}\omega_c$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (ก25) การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ (ก20) และ (ก21) ลงในสมการที่ (ก25) จะได้

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_o + C_L} = \frac{I_B}{2v_T(C_o + C_L)} \quad (\text{ก26})$$

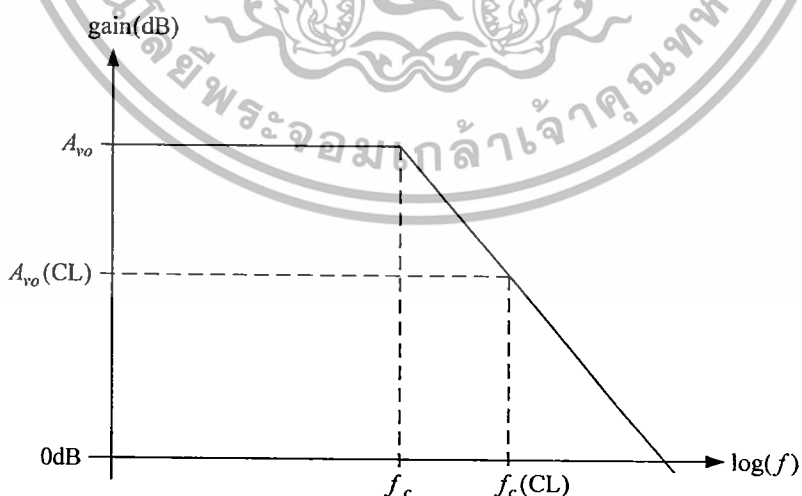
ทำให้ค่าแบนด์วิดท์  $f_T$  ของความถี่  $\omega_T$  มีค่าเป็น

$$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi} = \frac{I_B}{4\pi v_T(C_o + C_L)} \quad (\text{ก27})$$

ในกรณีการใช้งานวงจรรอทีเอโดยการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) จะได้ค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับ (Close-loop bandwidth,  $f_c(\text{CL})$ ) มีค่าเท่ากับ

$$f_c(\text{CL}) = \frac{A_{vo}}{A_{vo}(\text{CL})} f_c \quad (\text{ก28})$$

จากค่าอัตราขยายแรงดัน  $A_{vo}$  ในสมการที่ (ก20) ทำให้ค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับในสมการที่ (ก28) สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสภายนอก  $I_B$  ทำให้มีการนำวงจรรอทีเอไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (Active filter) ที่สามารถปรับค่าแบนด์วิดท์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [21, 22]



รูปที่ ก5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรอทีเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ ก5 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอระหว่างค่าอัตราขยาย (Gain) กับค่าแบนด์วิดท์  
ในเทอมของลอการิทึม (Logarithm)

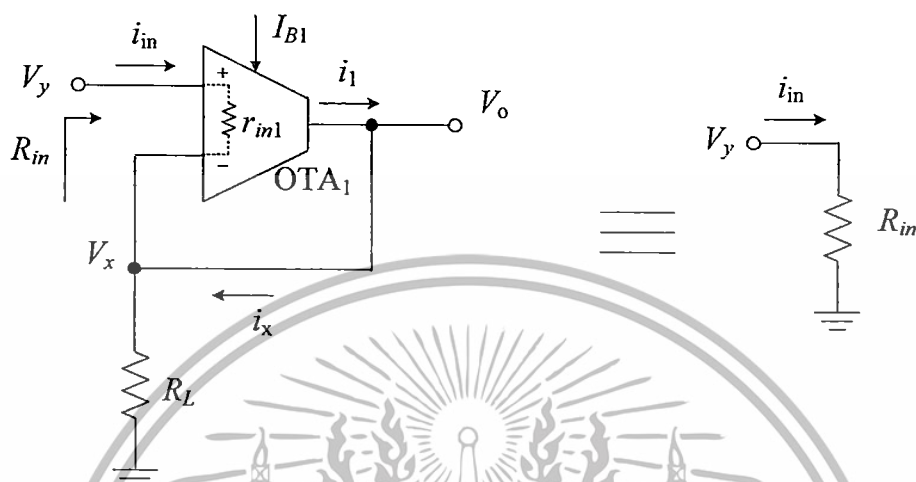


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข1. การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข1.1 วงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ข1.1 ความสัมพันธ์ของกระแส  $i_x$  และผลต่างแรงดัน  $V_y - V_x$  สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$i_x = g_{m1}(V_y - V_x) \quad (ข1.1)$$

กระแส  $i_x$  ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_L$  ทำให้ได้ค่าแรงดัน  $V_x$  มีค่าเท่ากับ

$$V_x = i_x R_L \quad (ข1.2)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.1) ลงในสมการที่ (ข1.2) ความสัมพันธ์ของค่าแรงดัน  $V_x$  และ  $V_y$  สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$V_x = \frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_L} V_y \quad (ข1.3)$$

ความสัมพันธ์ของผลต่างแรงดัน  $V_y - V_x$  และความต้านทานอินพุต  $r_{in1}$  ของโอทีเอ สามารถเขียนสมการได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{in} = \frac{V_y - V_x}{i_{in}} \quad (\text{ข1.4})$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.3) ลงในสมการที่ (ข1.4) จะได้

$$i_{in} r_{in} = V_y - \frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_L} V_y = \frac{1}{1 + g_{m1} R_L} V_y \quad (\text{ข1.5})$$

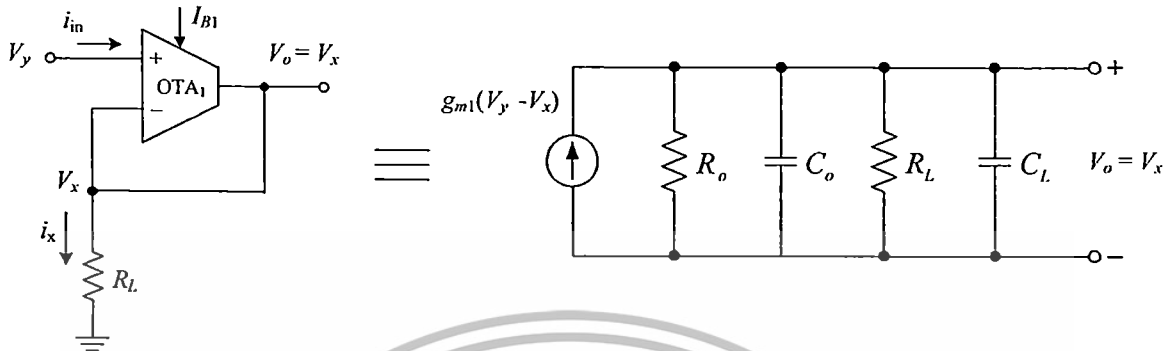
ดังนั้นความต้านทานอินพุต  $R_{in}$  ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ ข1 สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$R_{in} = \frac{V_y}{i_{in}} = r_{in} (1 + g_{m1} R_L) \quad (\text{ข1.6})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข2. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข2.1 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรในรูปที่ ข2.1 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_x(s)$  และ  $V_y(s)$  ได้ในทำนองเดียวกันกับภาคผนวก ก2 ซึ่งจะมีสมการเป็น

$$V_x(s) = Z_s g_{m1} (V_y(s) - V_x(s)) \quad (ข2.1)$$

เมื่อแทนค่าอิมพีแดนซ์  $Z_s$  ที่ได้จากโนดเอาต์พุตของโอทีเอ [19] ลงในสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{g_{m1} R_{ol}}{R_{ol} C_{ol} s + g_{m1} R_{ol} + 1} \quad (ข2.2)$$

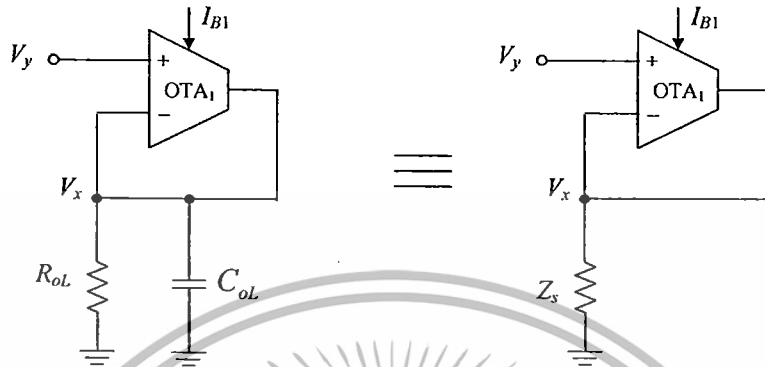
กำหนดให้  $g_{m1} R_{ol} \gg 1$  จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{g_{m1} R_{ol}}{R_{ol} C_{ol} s + g_{m1} R_{ol}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{c1}} + 1} \quad (ข2.3)$$

เมื่อ 
$$\omega_{c1} = \frac{g_{m1}}{C_{ol}} = \frac{g_{m1}}{C_o + C_L} = \frac{I_{B1}}{2V_T (C_o + C_L)} \quad (ข2.4)$$

จากการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้วงจรสมมูลของเอกลสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันในรูปที่ ข2.1 จะได้ค่าความถี่ดังสมการที่ (ข2.4) ซึ่งถ้าทำการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่โดยให้ค่าความต้านทานแฉงและค่าความจุไฟฟ้าแฉงรวมเข้ากับค่าความต้านทานของโหลดภายนอกดังรูปที่ ข2.2 จะสามารถวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ได้เช่นเดียวกับวิธีที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ ข2.2 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอ

เมื่อ  $R_{ol}$  คือค่าความต้านทานแฉงที่เอาต์พุตของโอทีเอขนานกับความต้านทานของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของโอทีเอ

$C_{ol}$  คือค่าความจุไฟฟ้าแฉงที่เอาต์พุตของโอทีเอขนานกับความจุไฟฟ้าของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของโอทีเอ

จากวงจรตามแรงดันอย่างง่ายโดยใช้โอทีเอในรูปที่ ก1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_x$  และ  $V_y$  แสดงดังสมการที่ (3.7) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$V_x = \frac{g_{m1} R_L}{g_{m1} R_L + 1} V_y \quad (ข2.5)$$

จากวงจรในรูปที่ ข2.2 ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_s$  มีค่าเท่ากับ

$$Z_s = R_{ol} \parallel C_{ol} = \frac{R_{ol}}{R_{ol} C_{ol} s + 1} \quad (ข2.6)$$

เปรียบเทียบวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.9 กับรูปที่ ข2.2 สามารถแทนค่า  $R_L$  ได้ด้วย  $Z_s$  ดังนั้นสมการที่ (ข2.5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{g_{m1}Z_s}{g_{m1}Z_s + 1} = \frac{\frac{g_{m1}R_{ol}}{(R_{ol}C_{ol}s + 1)}}{\frac{g_{m1}R_{ol}}{(R_{ol}C_{ol}s + 1)} + 1} = \frac{g_{m1}R_{ol}}{R_{ol}C_{ol}s + g_{m1}R_{ol} + 1} \quad (ข2.7)$$

กำหนดให้  $g_{m1}R_{ol} \gg 1$  จะสามารถประมาณความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_x(s)$  และ  $V_y(s)$  มีค่าเท่ากับ สมการที่ (ข2.3) และผลตอบสนองทางความถี่เท่ากับสมการที่ (ข2.4) คือ

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{g_{m1}R_{ol}}{R_{ol}C_{ol}s + g_{m1}R_{ol}} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{c1}} + 1} \quad (ข2.8)$$

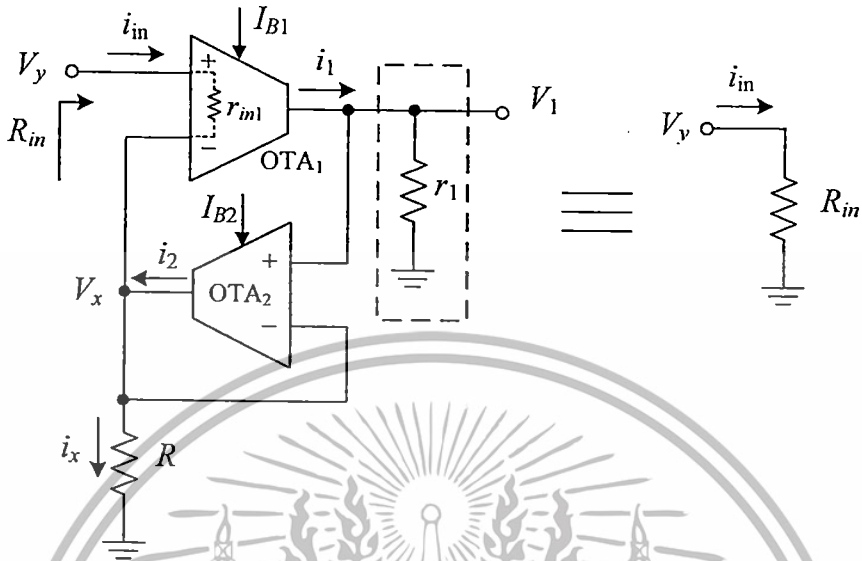
เมื่อ 
$$\omega_{c1} = \frac{g_{m1}}{C_{ol}} = \frac{g_{m1}}{C_o + C_L} = \frac{I_{B1}}{2V_T(C_o + C_L)} \quad (ข2.9)$$

จะเห็นได้ว่าการวิเคราะห์ทั้งสองวิธีจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่เท่ากัน แต่วิธีหลังจะมีความสะดวก ในการวิเคราะห์มากกว่า ดังนั้นในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ในหัวข้อที่ ข4 จะใช้วิธีที่สอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข3. วิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข3 วงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงโดยใช้โอทีเอ

จากวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงในรูปที่ ข1 สามารถเขียนสมการหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_1$  กับผลต่างแรงดัน  $V_y - V_x$  ได้ว่า

$$i_1 = g_{m1}(V_y - V_x) \quad (ข3.1)$$

กระแส  $i_1$  ทำให้เกิดแรงดัน  $V_1$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$V_1 = r_1 i_1 \quad (ข3.2)$$

แทนสมการที่ (ข3.1) ลงในสมการที่ (ข3.2) จะได้

$$V_1 = r_1 g_{m1}(V_y - V_x) \quad (ข3.3)$$

จากคุณสมบัติของโอทีเอ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_x$  กับผลต่างแรงดัน  $V_1 - V_x$  สามารถเขียนสมการได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_x = g_{m2}(V_1 - V_x) \quad (\text{ข3.4})$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.3) ลงในสมการที่ (ข3.4) จะได้

$$i_x = g_{m2}(r_1 g_{m1}(V_y - V_x) - V_x) \quad (\text{ข3.5})$$

กระแส  $i_x$  ที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R$  ทำให้เกิดแรงดัน  $V_x$  มีค่าเท่ากับ

$$V_x = Ri_x \quad (\text{ข3.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.5) ลงในสมการที่ (ข3.6) จะได้

$$V_x = \left( \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_1 R} \right) V_y \quad (\text{ข3.7})$$

ความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างแรงดัน  $V_y - V_x$  และความต้านทานอินพุต  $r_{in}$  ของโอทีเอสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$V_y - V_x = r_{in} i_{in} \quad (\text{ข3.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ข3.7) ลงในสมการที่ (ข3.8) จะได้

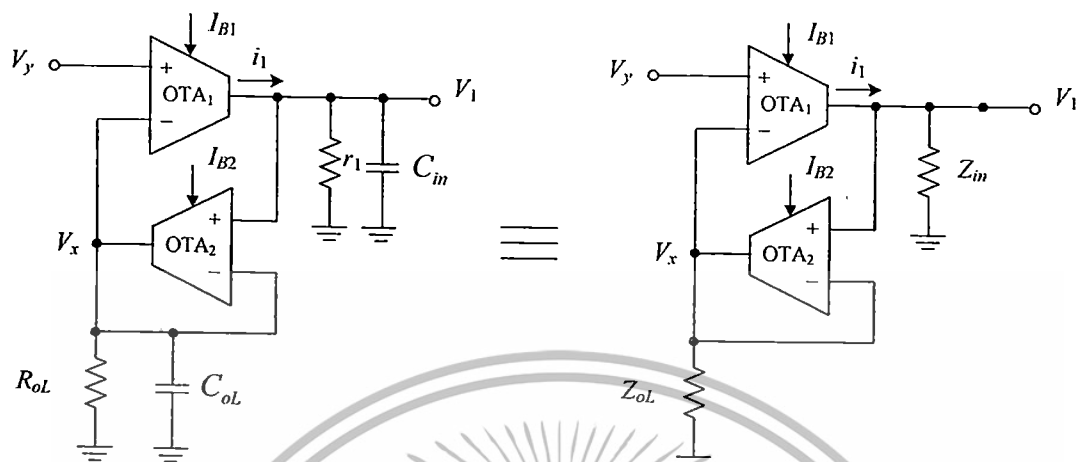
$$V_y - \left( \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_1 R} \right) V_y = r_{in} i_{in} \quad (\text{ข3.9})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุต  $R_{in}$  ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุงจะเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$R_{in} = \frac{V_y}{i_{in}} = r_{in} \left( \frac{1 + g_{m2} R + g_{m1} g_{m2} r_1 R}{1 + g_{m2} R} \right) \quad (\text{ข3.10})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข4. การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอ



รูปที่ ข4 วงจรสำหรับการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอ

- เมื่อ  $R_{ol}$  คือค่าความต้านทานแฝงที่เอาต์พุตของ OTA<sub>2</sub> ขนานกับความต้านทานของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของ OTA<sub>2</sub>
- $C_{ol}$  คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เอาต์พุตของ OTA<sub>2</sub> ขนานกับความจุไฟฟ้าของโหลดภายนอกที่นำมาต่อที่เอาต์พุตของ OTA<sub>2</sub>
- $r_{in}$  และ  $C_{in}$  คือความต้านทานแฝงและความจุไฟฟ้าแฝงที่ตำแหน่ง  $V_1$

จากการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันอย่างง่ายในหัวข้อที่ ข2 ในวิธีที่สอง ได้นำมาใช้ในการวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้วงจรในรูปที่ ข4 สำหรับการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถหาผลตอบสนองทางความถี่ ได้ดังนี้ จากวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุ้งโดยใช้โอทีเอในรูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $V_x$  และ  $V_y$  แสดงดังสมการที่ (3.23) ซึ่งเขียนได้ว่า

$$V_x = \frac{g_{m1}g_{m2}r_1R}{1 + g_{m2}R + g_{m1}g_{m2}r_1R} V_y \tag{ข4.1}$$

จากวงจรรูปที่ ข4 ค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{ol}$  สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$Z_{ol}(s) = R_{ol} // C_{ol} = \frac{R_{ol}}{R_{ol}C_{ol}s + 1} \tag{ข4.2}$$

ส่วนค่าอิมพีแดนซ์  $Z_{in}$  สามารถเขียนสมการได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in}(s) = \frac{r_1}{r_1 C_{in} s + 1} \quad (ข4.3)$$

เปรียบเทียบวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.11 กับรูปที่ ข4 สามารถแทนค่า  $R$  ได้ด้วย  $Z_{ol}$  และ  $r_1$  ได้ด้วย  $Z_{in}$  ดังนั้นสมการที่ (ข4.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{V_x(s)}{V_y(s)} &= \frac{g_{m1} g_{m2} Z_{in} Z_{ol}}{1 + g_{m2} Z_{ol} + g_{m1} g_{m2} Z_{in} Z_{ol}} \\ &= \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}}{(r_1 C_{in} R_{ol} C_{ol}) s^2 + (r_1 C_{in} + R_{ol} C_{ol} + g_{m1} r_1 C_{in} R_{ol}) s + (1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol})} \end{aligned} \quad (ข4.4)$$

จากสมการที่ (ข4.4) จัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_x(s)}{V_y(s)} = \frac{A_{vo}}{As^2 + Bs + 1} = A_{vo} \frac{\frac{1}{A}}{s^2 + \frac{B}{A}s + \frac{1}{A}} \quad (ข4.5)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = \frac{g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}}{1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}} \quad (ข4.6)$$

$$A = \frac{r_1 C_{in} R_{ol} C_{ol}}{1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}} \quad (ข4.7)$$

และ

$$B = \frac{r_1 C_{in} + R_{ol} C_{ol} + g_{m2} r_1 C_{in} R_{ol}}{1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}} \quad (ข4.8)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของระบบอันดับสอง (Second-order system) มีสมการเป็น

$$\frac{Output(s)}{Input(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (ข4.9)$$

เปรียบเทียบสมการที่ (ข4.5) กับ (ข4.9) จะได้ค่า  $\omega_n$  ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตามแรงดันแบบปรับปรุมีค่าเท่ากับ

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{A}} = \sqrt{\frac{1 + g_{m2} R_{ol} + g_{m1} g_{m2} r_1 R_{ol}}{r_1 C_{in} R_{ol} C_{ol}}} \quad (ข4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข4.10) เมื่อกำหนดให้  $1 + g_{m2}R_{oL} \ll g_{m1}g_{m2}r_1R_{oL}$  ดังนั้นสมการที่ (ข4.10) สามารถประมาณได้เป็น

$$\omega_n \cong \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{in}C_{oL}}} \quad (\text{ข4.11})$$

ถ้ากำหนดให้  $g_{m2} = g_{m1}$  และ  $C_{in}$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $C_{oL}$  เนื่องจากเป็นค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เอาต์พุตของโอทีเอ ดังนั้นค่า  $\omega_n$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_n = \frac{g_{m1}}{C_{oL}} = \frac{g_{m1}}{C_o + C_L} \quad (\text{ข4.12})$$

จากสมการที่ (ข4.13) จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมตามแรงดันอย่างง่ายในรูปที่ 3.9 กับวงจรมตามแรงดันแบบปรับปรุรูปที่ 3.11 มีค่าเท่ากัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



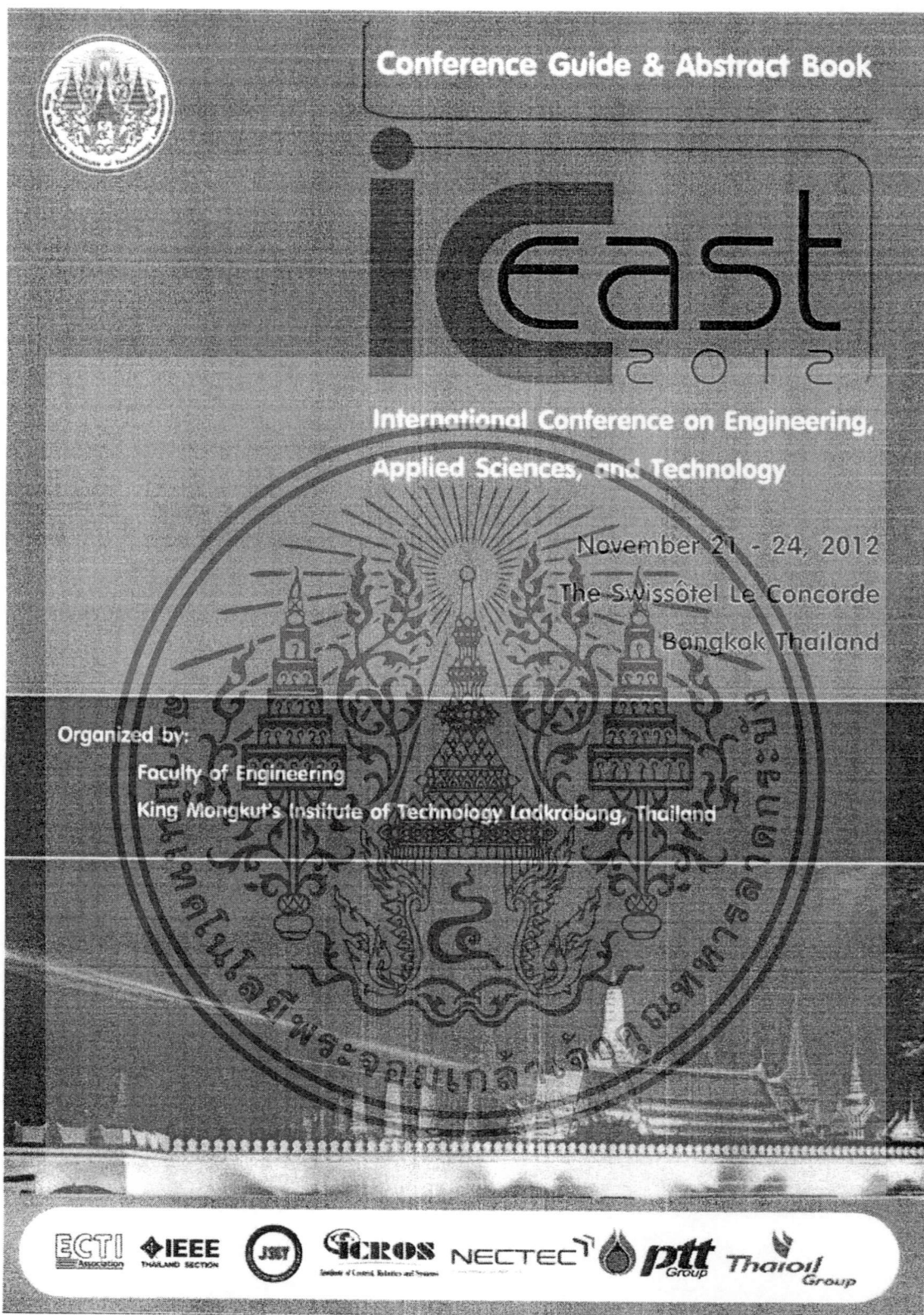
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

- [1] N. Kanjanapart, A. Loungpol, A. Rerkratn and W. Petchmaneelumka, "Capacitance-to-period converter for capacitive sensors", *International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST 2012)*, Thailand, 21–24 November 2012. pp. 205-208.
- [2] N. Kanjanapart, T. Cheypoca, V. Riewruja and W. Petchmaneelumka, "OTA-based capacitance-to-period converter for capacitive sensors", *ICIC Express Letters An International Journal of Research and Surveys*, vol.7, no.3, 2013. pp. 1115-1119.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Capacitance-to-Period Converter For Capacitive Sensors

Naratom Kanjanapart, Amata Loungpol, Apinai Rerkratn, Wandee Petchmaneeelunka and Vanchai Riewruja  
 Faculty of Engineering  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
 Bangkok, Thailand  
 nk\_emeth@hotmail.com, {klamata; krapinai; kpwandee; kvanchai}@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper presents a simple design technique to realize the capacitance-to-period converter for capacitive sensors. The principle of the proposed converter utilizes the characteristic of astable multivibrator. The circuit configuration is simple and low cost. The proposed converter can linearly convert the sensing capacitance to time period. In addition, the conversion gain of the proposed circuit can be adjusted by electronic means. Experimental results verifying the circuit performance are agreed with the expected values.

**Keywords**—Capacitance-to-period converter; OTA; capacitive sensor; astable multivibrator; interface circuit

## I. INTRODUCTION

Capacitive sensors are applied for measurement of many different types of physical quantities such as displacement, acceleration, pressure, humidity, flow, and liquid level. Many techniques to convert the change of capacitance of sensor can be found in the literature [1-5]. The implementation of capacitance to time interval or frequency converters [3-5] is one of the techniques for interface the capacitive sensor. Two earlier approaches [3-4] require excessive number of components. Moreover, these approaches have been introduced in the term of integrated circuit. Therefore, an inconvenient will occur during implementing of these approaches. The alternative approach based on CCI [5] has been reported. Nevertheless, this approach employs excessive number of passive elements. In addition, the conversion gain of most approaches mentioned above is unadjustable. If the conversion gain can be electronically tuned, the advantage will be gained. Presently, there is a much attention to use operational transconductance amplifier (OTA) in the design of analog electronic circuit. This is due to that the behavior of OTA provides the transconductance gain linearly controlled over more than four decades [6]. Moreover, OTA is a commercial available and low-cost device. In addition, the circuit building block designs using OTAs can provide the electronically adjusting property [7-10]. Therefore, the realization of OTA-based capacitance-to-period converter will obtain the economical attention. The aim of this paper is to present a technique to implement capacitance-to-period converter. The obtained time period is proportional to sensing capacitance from capacitive sensor. The conversion gain of the proposed converter can be adjusted by changing the external bias current

of OTA. Experimental results confirming the performance of the proposed converter are also included.

## II. CIRCUIT DESCRIPTION

Fig. 1 shows the principle of the proposed capacitance-to-period converter based on astable multivibrator. The principle in Fig. 1 is implemented using switch  $SW_1$  controlled by control signal  $V_{ctrl}$ , second generation current-controlled current conveyor (CCCII)  $A_1$ , and window comparator  $A_2$ . The switch  $SW_1$  will connect to  $+V_{ref}$  and  $-V_{ref}$  when the control signal  $V_{ctrl}$  is in the state "1" and "0", respectively. The CCCII  $A_1$  based on the use of OTA functions a voltage-to-current converter [10]. Window comparator  $A_2$  provides the output voltage  $V_{out}$  in the form of "1" and "0" for positive supply voltage and negative supply voltage, respectively. The operation of the principle in Fig. 1 can be expanded as follow.

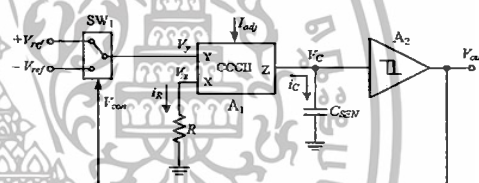


Figure 1. Principle of proposed capacitance-to-period converter.

For the assumption, the output  $V_{out}$  is in the state "1",  $SW_1$  will connect to  $+V_{ref}$ . The voltage  $V_y$  is equal to  $V_{ref}$ .  $A_1$  will transfer the voltage  $V_y$  at port y to the voltage  $V_x$  at port x with unity voltage gain [10],  $V_x = V_y = V_{ref}$ . The voltage  $V_x$  is converted to current  $i_R$  by the resistor  $R$ . Then the current  $i_R$  can be expressed as

$$i_R = \frac{V_x}{R} = \frac{V_{ref}}{R} \quad (1)$$

The current  $i_R$  is copied to the current  $i_C$  at port z with the current gain  $K$  [10],  $i_C = Ki_R$ . The current  $i_C$  flowing through capacitor  $C_{SEN}$  causes the voltage  $V_C$  across capacitor  $C_{SEN}$  is rising up as

$$V_C = \int_0^t \frac{i_C}{C_{SEN}} d\tau + V_C(0) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{SEN}R} d\tau + V_C(0) \quad (2)$$

where  $V_C(0)$  is initial voltage.  $A_2$  compares the voltage  $V_C$  with the threshold voltage  $V_T$ . If voltage  $V_C$  is greater than  $V_T$ , then the output voltage  $V_{out}$  is changed from the state "1" to "0". At the same time,  $SW_1$  will connect to  $-V_{ref}$ . Then the current  $i_R$  is equal to  $-V_{ref}/R$  and the current  $i_C$  at port z of  $A_1$  is changed to opposite direction. The voltage  $V_C$  across capacitor  $C_{SEN}$  is caused to reduce. When the voltage  $V_C$  falls down to the threshold voltage  $-V_T$ , the output voltage of  $A_2$  is changed from the state "0" to "1". The commutated operation is occurred. If the magnitude of threshold voltages  $V_{T1}$  and  $V_{T2}$  of  $A_2$  are set to equal as  $|V_{T1}| = |-V_{T2}| = |V_T|$ , then the rising and falling time of the voltage  $V_C$  are symmetrical. The operating waveforms of Fig. 1 are shown in Fig. 2.

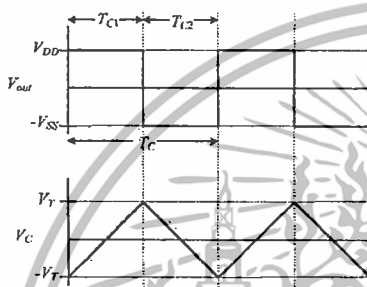


Figure 2. Operating waveform of Fig. 1.

From Fig. 2, rising time  $T_{C1}$  and falling time  $T_{C2}$  can be determined from Eq. (2) as

$$V_C(t) = K \int_0^t \frac{V_{ref}}{C_{SEN}R} d\tau - V_C(0) \quad (3)$$

At the point of  $V_C(T_{C1}) = V_T$ , the rising time  $T_{C1}$  can be written as

$$T_{C1} = \frac{2V_T}{KV_{ref}} C_{SEN}R \quad (4)$$

Also the falling time  $T_{C2}$  can be stated as

$$T_{C2} = \left| \frac{2V_T}{KV_{ref}} \right| C_{SEN}R \quad (5)$$

Then period of oscillation  $T_C$  can be given by

$$T_C = T_{C1} + T_{C2} = \frac{4V_T}{KV_{ref}} C_{SEN}R \quad (6)$$

Period  $T_C$  can be simply measured using constant elapsed time

method [11]. It should be noted that the frequency can also be considered. From Eq. (6), the obtained time period  $T_C$  can be rearranged as

$$T_C = \frac{4V_T R}{KV_{ref}} C_{SEN} = G_S C_{SEN} \quad (7)$$

where  $G_S$  is the conversion gain of the proposed converter. It can be seen that the obtained time period  $T_C$  is proportional to the sensing capacitance  $C_{SEN}$  and conversion gain  $G_S$  can be adjusted by changing the current gain  $K$ . From Eq. (7), the measured capacitance can be shown as

$$C_{SEN} = \frac{KV_{ref}T_C}{4V_T R} = \frac{1}{G_S} T_C \quad (8)$$

The current-controlled current conveyor, CCCII based on OTA [10] is shown in Fig. 3. The terminal relations of CCCII can be characterized by

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_R \\ V_C \end{bmatrix} \quad (9)$$

where  $K = I_{B2}/I_{B1}$  is the current gain of CCCII.  $I_{B1}$  denotes the external bias current of OTA<sub>1</sub>.

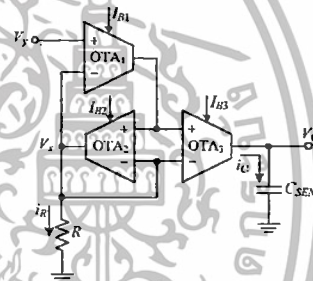


Figure 3. Current-controlled current conveyor based on OTA [10].

Schmitt trigger is used for window comparator  $A_2$  in the proposed converter. If the output voltage  $V_{out}$  is in level "1", the threshold voltage is equal to  $+V_T$ . For the voltage  $V_C$  is greater than voltage  $V_T$ , the output voltage  $V_{out}$  will change to state "0". Then the threshold voltage is equal to  $-V_T$ . Similarly, if the voltage  $V_C$  is less than voltage  $-V_T$ , then the output voltage  $V_{out}$  will change to state "1".

### III. EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the performance of the proposed converter, the circuits in Fig. 1 and Fig. 3 were experimentally implemented using commercially available devices and circuit parameters as summarized in Table 1 and Table 2, respectively.

TABLE I. DEVICES USED FOR IMPLEMENTATION OF FIG. 1 AND FIG. 3

Device	Part Number
Switch ( $SW_1$ )	CD4053
OTA ( $OTA_1, OTA_2, OTA_3$ )	CA3280
Schmitt trigger ( $A_2$ )	CD4093

TABLE II. PARAMETER SET FOR IMPLEMENTATION OF FIG. 1 AND FIG. 3

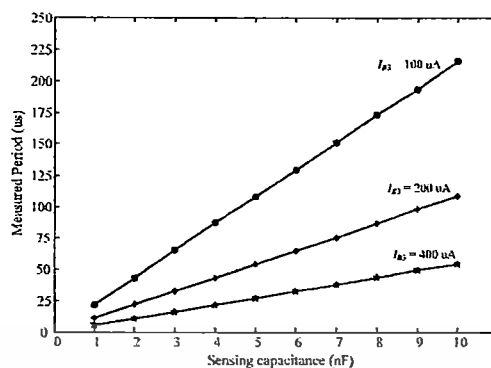
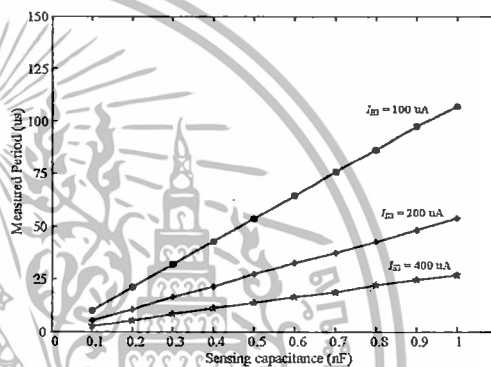
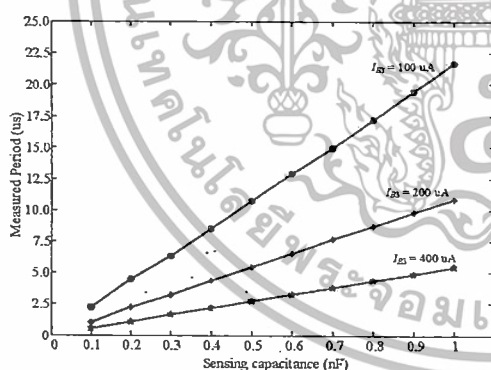
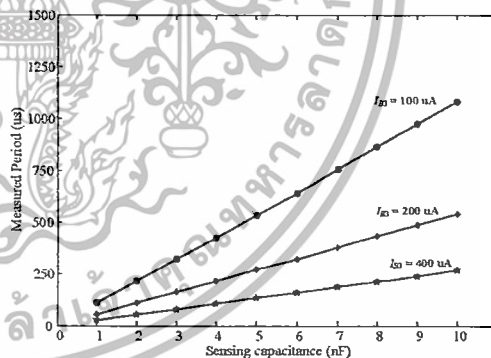
Parameter	Value
$V_{DD}, -V_{SS}$	5V
$V_{ref}$	1V
$I_{B1}$	500 $\mu$ A
$I_{B2}$	400 $\mu$ A

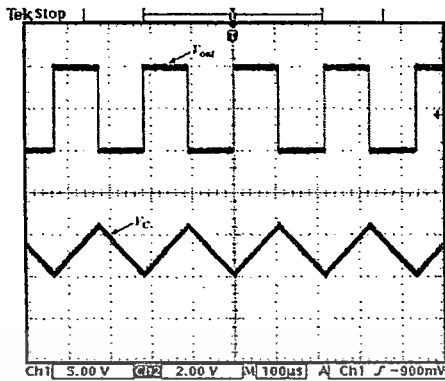
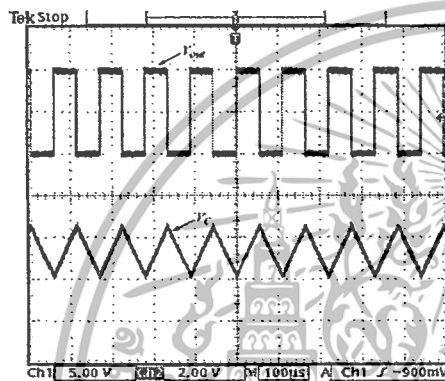
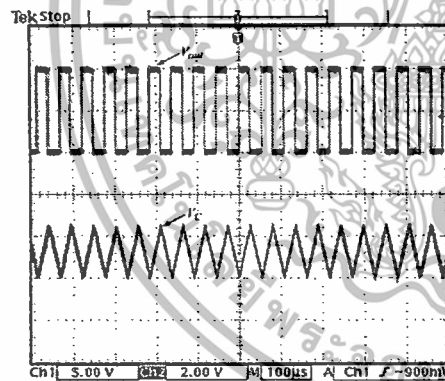
Figs. 4(a) – 4(b) show the plots of measured time period against the sensing capacitance  $C_{SEN}$  varying 100pF – 1nF and 1nF – 10nF, respectively, with the resistance  $R = 1k\Omega$ . The bias current  $I_{B3}$  was set to three different values to achieve the current gain  $K$  and conversion gain  $G_s$ , as shown in Table 3.

TABLE III. THREE DIFFERENT VALUES OF  $I_{B3}$  FOR FIG. 4 AND FIG. 5

$I_{B3}$	$K$	Fig.4 ( $R = 1k\Omega$ )	Fig.5 ( $R = 5k\Omega$ )
		$G_s$	$G_s$
400 $\mu$ A	1	$5.4 \times 10^3$	$27 \times 10^3$
200 $\mu$ A	0.5	$10.8 \times 10^3$	$54 \times 10^3$
100 $\mu$ A	0.25	$21.6 \times 10^3$	$108 \times 10^3$

Similarly, Figs. 5(a) – 5(b) demonstrate the plots of obtained time period where the resistance  $R$  is set to 5k $\Omega$ . It can be seen that the conversion gain of the proposed converter can be electronically varied by changing the external bias current of OTA.

(b) Varied capacitance  $C_{SEN}$  from 1nF – 10nFFigure 4. The plots of measured time period against varied sensing capacitance  $C_{SEN}$  with  $R = 1k\Omega$ .(a) Varied capacitance  $C_{SEN}$  from 100pF – 1nF(a) Varied capacitance  $C_{SEN}$  from 100pF – 1nF(b) Varied capacitance  $C_{SEN}$  from 1nF – 10nFFigure 5. The plots of measured time period against varied sensing capacitance  $C_{SEN}$  with  $R = 5k\Omega$ .

(a) measured result for  $C_{SEN} = 2\text{nF}$ (b) measured result for  $C_{SEN} = 1\text{nF}$ (c) measured result for  $C_{SEN} = 500\text{pF}$ Figure 6. The obtained time response for  $R = 5\text{k}\Omega$ .

Figs. 6(a) – 6(c) illustrate time response of the proposed converter with resistance  $R = 5\text{k}\Omega$  and  $K = 0.25$ , where the sensing capacitance  $C_{SEN} = 2\text{nF}$ ,  $1\text{nF}$  and  $500\text{pF}$ , respectively. It is apparent that the time period  $T_C$  is proportional to the sensing capacitance  $C_{SEN}$ .

#### IV. CONCLUSION

Capacitance-to-period converter for capacitive sensors has been presented in this paper. The circuit configuration is simple and employs commercially available devices. The proposed converter can linearly convert the sensing capacitance to time period. Moreover, the conversion gain can be electronically adjusted by varying the external bias current of OTA. Experimental results verifying the circuit performance are agreed with the theoretical value.

#### REFERENCES

- [1] Shao Lichun, Moorthi Palaniapan, and Tan Woei Wan, "A continuous-time capacitance to voltage converter for microcapacitive pressure sensors," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 34, pp. 1014–1019, 2006.
- [2] A.H.M. Zahirul Alam, Nurul Arfah, Sheraz Khan, and Md. Rafiqul Islam, "Design of Capacitance to Voltage Converter for Capacitive Sensor Transducer," *American Journal of Applied Sciences*, Vol. 7, no. 10, pp. 1353–1357, 2010.
- [3] C.T. Chiang, C.S. Wang, and Y.C. Huang, "A CMOS integrated capacitance-to-frequency converter with digital compensation circuit designed for sensor interface applications," *IEEE Sensors 2007 Conference*, pp. 954–957, 2007.
- [4] A. Heidary, S.H. Shalmany, and G. Meijer, "A flexible low-power high-resolution integrated interface for capacitive sensors," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 3347–3350, 2010.
- [5] A. De Marcellis, G. Ferri, P. Mantenuto, F. Valente, C. Cantalini, and L. Granatieri, "CCII-Based interface for capacitive/resistive sensors," *IEEE Sensors 2011 conference*, pp. 1133–1136, 2011.
- [6] S. Soclof, *Design and applications of analog integrated circuits*, Singapore: Prentice Hall Inc., pp. 464–473, 1997.
- [7] V. Riewruja, Simple square-rooting circuit using OTAs, *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 17, pp. 1000–1002, 2008.
- [8] V. Riewruja and W. Petchmaneeelunka, Floating current-controlled resistance converters using OTAs, *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 62, pp. 725–731, 2008.
- [9] W. Petchmaneeelunka, T. Cheypoca, and V. Riewruja, Electronically adjustable PD controller using OTAs, *SICE Annual Conference 2011*, pp. 2764–2767, 2011.
- [10] W. Petchmaneeelunka, T. Kamsri, C. Wangwivathana, and V. Riewruja, "OTA-based Electronically Adjustable Floating Positive/Negative Resistor," *SICE Annual Conference 2008*, pp. 597–600, 2008.
- [11] R. Bonert, "Design of a high performance digital tachometer with a microcontroller," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 6, pp. 1104–1108, 1989.

Volume 7, Number 3(B), March 2013

ISSN 1881-803X



## ICIC Express Letters

*An International Journal of Research and Surveys*



Published by ICIC International  
<http://www.ijicic.org/icicel.htm>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## OTA-BASED CAPACITANCE-TO-PERIOD CONVERTER FOR CAPACITIVE SENSORS

NARATORN KANJANAPART, THEPJIT CHEYPOCA, VANCHAI RIEWRUJA  
AND WANDEE PETCHMANEELUMKA

Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
nk\_cmeth@hotmail.com; { kethepji; kvanchai; kpwandee }@kmitl.ac.th

Received June 2012; accepted August 2012

**ABSTRACT.** A simple design technique for realization of a capacitance-to-period converter based on operational transconductance amplifiers (OTAs) is presented in this paper. The proposed principle utilizes the behavior of astable multivibrator. The configuration of converter is implemented using commercial available and low cost devices. The obtained time period is proportional to sensing capacitance. The conversion gain of proposed scheme can be changed by electronic means. Circuit performances verified by experimental results are agreed with the expected values.

**Keywords:** Capacitance-to-period converter, OTA, Capacitive sensor, Interface circuit

**1. Introduction.** Capacitive sensors are applied for measurement of many different types of physical signals such as displacement, acceleration, pressure, humidity, and liquid level [1-4]. There are many approaches to implementing the interfacing circuits for capacitive sensor [2,5-7]. The technique for interface capacitive sensor using capacitance to voltage converter [2] has been introduced. Nevertheless, this approach requires excessive number of components. The alternative technique based on capacitance to time interval or frequency converter [5-7] has been reported. Unfortunately, two earlier approaches [5,6] require specific design building blocks that are uncommercial available devices. Moreover, the conversion gains of these approaches [5-7] are changed using passive element. If these converters were implemented with feature of electronically tuning capability for conversion gain, then the advantage of converters will be gained. The economical attraction in the analog circuit design is one of the important factors to be considered. It is known that operational transconductance amplifier (OTA) contains the feature of linearly controlled transconductance gain over more than four decades [8]. The circuit building block based on the use of OTA can provide the electronically tuning capability [9-11]. Moreover, OTA is a commercial available and low-cost device. Therefore, the realization of OTA-based capacitance-to-period converter will obtain the economical attention. The aim of this paper is to present a technique to implement capacitance-to-period converter using OTAs. The obtained time period is proportional to sensing capacitance from capacitive sensor. The conversion gain of the proposed converter can be tuned by changing the external bias currents of OTAs. Experimental results confirming the circuit performance are included.

**2. Circuit Description.** The proposed capacitance-to-period converter using OTAs is shown in Figure 1.  $OTA_1$  and  $OTA_2$  are the voltage-to-current converter and the voltage comparator, respectively. The circuit operation can be explained as follows. The voltage

1116 N. KANJANAPART, T. CHEYPOCA, V. RIEWRUJA AND W. PETCHMANEELUMKA

at node D ( $V_D$ ) applied at non-inverting input of  $OTA_1$  is converted to the output current  $i_1$  with transconductance gain  $g_{m1}$  [8] as

$$i_1 = g_{m1}V_D \quad (1)$$

where  $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$  is the transconductance gain of  $OTA_i$ ,  $I_{Bi}$  and  $V_T$  define the external bias current of  $OTA_i$  and the thermal voltage, respectively. The obtained current  $i_1$  sent to network  $R_1$ - $C_{sen}$ - $R_2$  forces voltage  $V_A$  and  $V_B$  at node A and B, respectively, to equal

$$V_A = \frac{R_1(R_2C_{sen}s + 1)}{(R_1 + R_2)C_{sen}s + 1}i_1 \quad (2)$$

and

$$V_B = \frac{R_2C_{sen}s}{R_2C_{sen}s + 1}V_A \quad (3)$$

where  $C_{sen}$  is the sensing capacitance from capacitive sensor. The waveforms of voltage signals  $V_A$  and  $V_B$  are shown in Figure 2. The voltage  $V_B$  is converted into the current  $i_2$  via  $OTA_2$  with transconductance gain  $g_{m2}$  as

$$i_2 = g_{m2}V_B \quad (4)$$

At the same time,  $OTA_2$  acts as the comparator between the current  $i_2$  converted from the voltage  $V_B$  and the previous saturation current  $i_2$ . Therefore, the proposed converter

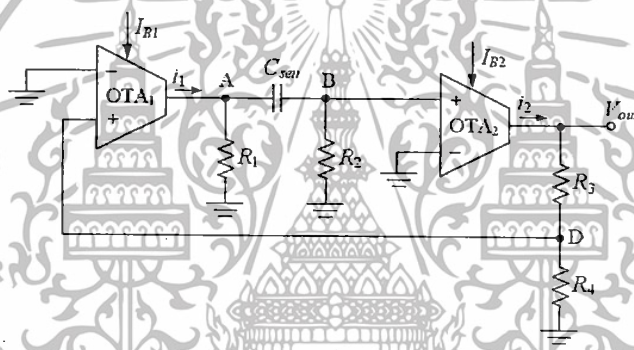
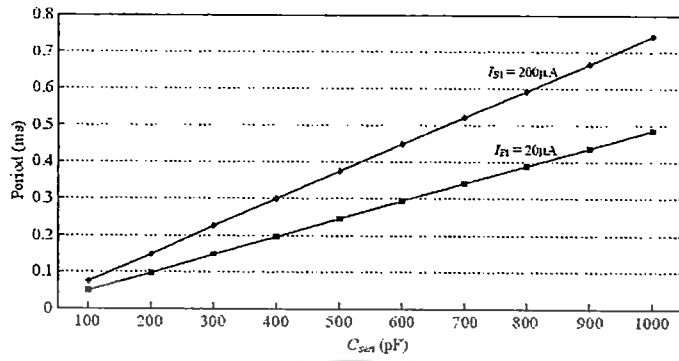


FIGURE 1. Proposed capacitance-to-period converter

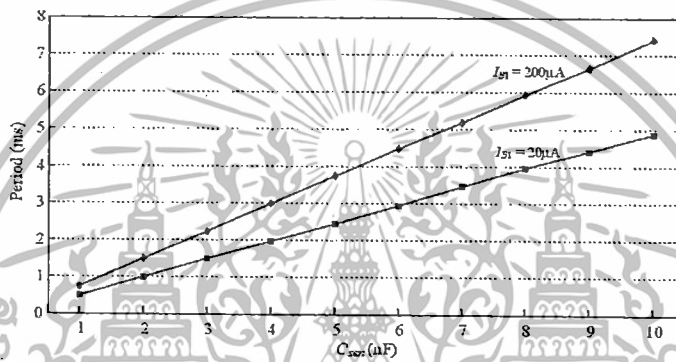


FIGURE 2. Waveforms of signals at each node

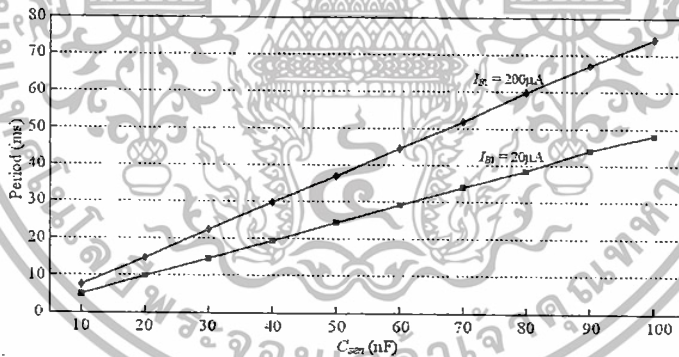
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 100pF-1nF



(b) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 1nF-10nF



(c) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 10nF-100nF

FIGURE 3. Measured time period versus varied sensing capacitance  $C_{sen}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

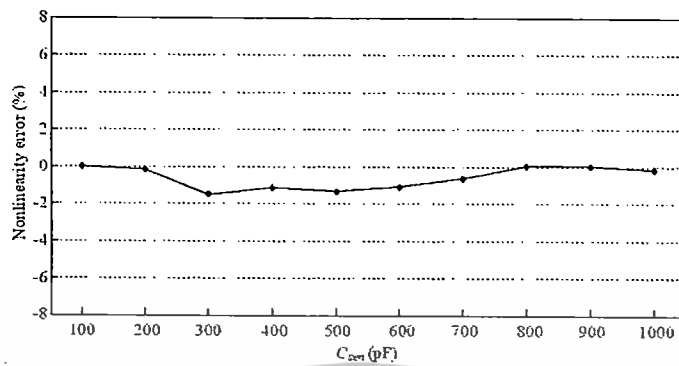
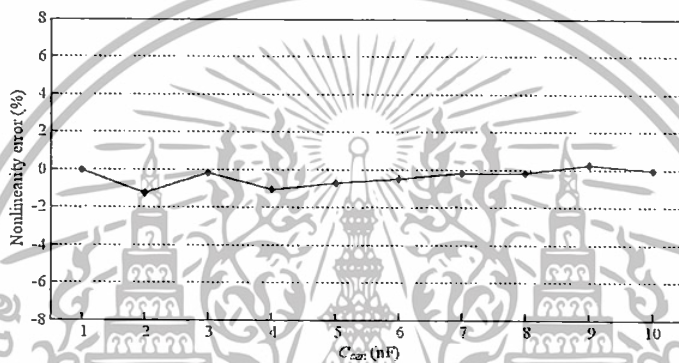
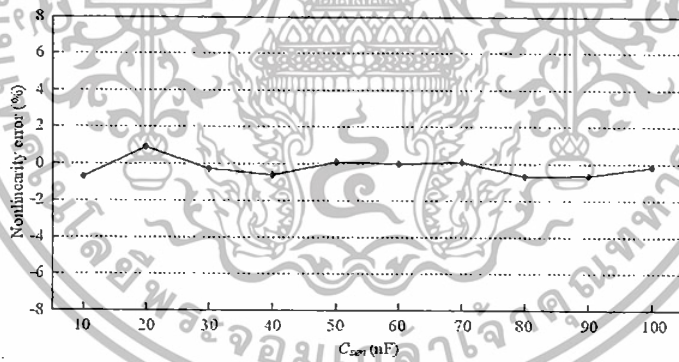
(a) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 100pF-1nF(b) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 1nF-10nF(c) Varied capacitance  $C_{sen}$  from 10nF-100nF

FIGURE 4. Nonlinearity error of Figures 3(a)-3(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

generates square-wave voltage  $V_{out}$  by conversion of the saturation current  $i_2$  into the saturation voltage  $V_{out}$  ( $V_{out} = \pm V_{sat}$ ) [7].

From routine circuit analysis, the obtained time period  $T$  from  $V_{out}$  can be expressed as

$$T = 2C_{sen}(R_1 + R_2) \ln \left( \frac{R_1 + R_2}{g_{m1}g_{m2}R_1R_2R_4} \right) \quad (5)$$

or

$$T = 2C_{sen}(R_1 + R_2) \ln \left( \frac{4V_T^2(R_1 + R_2)}{I_{B1}I_{B2}R_1R_2R_4} \right) \quad (6)$$

From Equation (6), it should be noted that the achieved time period is proportional to capacitance  $C_{sen}$ . In addition, conversion gain of the proposed converter can be electronically adjusted by changing the external bias currents of OTAs.

**3. Experimental Results.** To verify the performance of the proposed converter, the circuit in Figure 1 was experimentally implemented using commercial available OTA CA3280 and resistors with 1% tolerance. The supply voltages were set to  $\pm 10V$ . The values of resistors  $R_1 = 50k\Omega$ ,  $R_2 = R_4 = 5k\Omega$  and  $R_3 = 10k\Omega$  were chosen. The bias current  $I_{B2}$  was set to  $500\mu A$ . Figures 3(a)-3(c) demonstrate the obtained period against varied sensing capacitance from 100pF-1nF, 1nF-10nF, and 10nF-100nF, respectively. The bias current  $I_{B1}$  was set two different values,  $20\mu A$  and  $200\mu A$ . Figures 4(a)-4(c) illustrate the worst-case nonlinearity error of the measured results in Figures 3(a)-3(c), respectively. From Figure 4, the maximum worst-case nonlinearity error is less than 2%. It can be seen that the conversion gain of the proposed converter can be tuned by adjusting the external bias currents of OTAs.

**4. Conclusions.** In this paper, the realization technique of capacitance-to-period converter using OTA for capacitive sensors has been presented. The proposed scheme provides a simple configuration and low cost. The conversion gain of the proposed converter can be electronically adjusted by changing the external bias currents of OTAs. Experimental results verifying the circuit performance agreed with the expected values. The measured errors well below  $\pm 2\%$  are observed.

#### REFERENCES

- [1] W. C. Heerens, Application of capacitance techniques in sensor design, *Phys. E: Sci. Instrum.*, vol.19, pp.897-906, 1986.
- [2] L. Shao, P. Moorthi and W. W. Tan, A continuous-time capacitance to voltage converter for micro-capacitive pressure sensors, *Journal of Physics: Conference Series*, vol.34, pp.1014-1019, 2006.
- [3] N. B. Yusof, N. Soin and S. Z. Md. Dawal, Capacitive interfacing for MEMS humidity and accelerometer sensors, *International Conference for Technical Postgraduates*, pp.82-86, 2009.
- [4] F. Reverter, X. Li and G. C. M. Meijer, Liquid-level measurement system based on a remote grounded capacitive sensor, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.138, no.1, pp.1-8, 2007.
- [5] C. T. Chiang, C. S. Wang and Y. C. Huang, A CMOS integrated capacitance-to-frequency converter with digital compensation circuit designed for sensor interface applications, *IEEE Sensors Conference*, pp.954-957, 2007.
- [6] A. Heidary, S. H. Shalmany and G. Meijer, A flexible low-power high-resolution integrated interface for capacitive sensors, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp.3347-3350, 2010.
- [7] A. De Marcellis, G. Ferri, P. Mantenuto, F. Valente, C. Cantalini and L. Giancaterini, CCII-based interface for capacitive/resistive sensors, *IEEE Sensors Conference*, pp.1133-1136, 2011.
- [8] S. Soclof, *Design and Applications of Analog Integrated Circuit*, Prentice Hall Inc., Singapore, 1997.
- [9] V. Riewruja, Simple square-rooting circuit using OTAs, *Electron. Lett.*, vol.44, no.17, pp.1000-1002, 2008.
- [10] V. Riewruja and W. Petchmaneeumka, Floating current-controlled resistance converters using OTAs, *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol.62, pp.725-731, 2008.
- [11] W. Petchmaneeumka, T. Cheypoca and V. Riewruja, Electronically adjustable PD controller using OTAs, *SICE Annual Conference*, pp.2764-2767, 2011.

## ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ - นามสกุล นายนราธร กาญจนภาชน์
- วัน เดือน ปีเกิด วันที่ 19 มกราคม 2531
- ที่อยู่ 89/45 หมู่สุวรรณาวิลัย ซอยคุ้มเกล้า 60 แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
- ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2553 และในปีการศึกษา 2554 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้