

การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโอดเฟนและการประยุกต์สร้าง  
วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดวอลเทจเจอร์

LOG-DOMAIN ALL-PASS FILTER AND ITS APPLICATION TO QUADRATURE  
SINUSOIDAL OSCILLATOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษาและทบวงมหาวิทยาลัย

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

KMITL-2016-EN-010-060

การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนและการประยุกต์สร้าง  
วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์

LOG-DOMAIN ALL-PASS FILTER AND ITS APPLICATION TO QUADRATURE  
SINUSOIDAL OSCILLATOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOG-DOMAIN ALL-PASS FILTER AND ITS APPLICATION TO QUADRATURE  
SINUSOIDAL OSCILLATOR

ANATHAPONG WIWATSIRIPONG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
KMITL-2013-EN-M-010-030

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2013

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนและการประยุกต์สร้างวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์
นักศึกษา	นายอนรรฐพงษ์ วิวัฒน์ศิริพงษ์
รหัสประจำตัว	53611413
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการล็อกโดเมน โดยวงจรมีพื้นฐานสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบล็อกโดเมนเพื่อนำไปสร้างวงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่าน และ ถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN สิบตัว และ เก็บประจุแบบต่อกราวด์หนึ่งตัว ซึ่งใช้พลังงานต่ำและมีผลตอบสนองที่รวดเร็วสำหรับการตอบสนองทางความถี่และอัตราขยาย สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไอ้อัสที่กระแส วงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์โดยการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนเพื่อยืนยันการทำงานได้จริง ใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์แบบอาเรย์ และ กำหนดให้แรงดันไฟเลี้ยง 2.5 โวลต์ ซึ่งวงจรมีความเหมาะสมในการทำงานบนความถี่สูง และมีผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม SPICE ยืนยันตามผลที่ได้จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Log-Domain all-pass filter and its application to Quadrature Sinusoidal Oscillator
Student	Mr.Anathapong Wiwatsiripong
Student ID.	53611413
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pipat Prommee

## ABSTRACT

A realization of current-mode log-domain all-pass filter is proposed. The circuit is a direct realization of a first-order differential equation for obtaining the low-pass filter. The proposed all-pass filter is realized by using log-domain low-pass filter. The log-domain all-pass filters is realized by using only 10 NPN transistors and a grounded capacitor for achieving low-power and fast response. The frequency response and stage gain can be electronically tuned through bias currents. An application of proposed log-domain all-pass filter is a quadrature sinusoidal oscillator. The proposed oscillator is obtained by cascading two all-pass filters loop. A validated array BJT model is used in simulation operated based on single power supply as low as 2.5V. The proposed circuit is also suitable for high-frequency applications. SPICE simulation results confirm the theoretical results.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาเป็นอย่างสูงจากอาจารย์ที่ปรึกษาฯ ดร.พิพัฒน์ พรหมมีที่ให้ความช่วยเหลือคำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประการณ์ที่ดีทั้งทางตรงและทางอ้อมแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด พระคุณในครั้งนี้ ลูกศิษย์ขอน้อมใส่เกล้าและรำลึกในพระคุณฯตลอดไป ขอขอบคุณ พี่แจ้, พี่บาส ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะต่างๆพอสมควร จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณต่อที่ยังเป็นเพื่อนที่ร่วมกันฟันฝ่าอุปสรรคต่างๆใดๆที่เกิดขึ้นจนผ่านกันมาได้ถึงวันนี้ ขอขอบคุณพี่ ๆ น้อง ๆ ในห้องปฏิบัติการ T-108A ทุกคน ที่ร่วมกันสร้างบรรยากาศในห้องปฏิบัติการฯให้ดูมีสีสันในรูปแบบที่แตกต่างกันไป

สุดท้ายนี้สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับคุณพ่อ ธงชัย ทองทัต คุณแม่ ต้อย มลิวัลย์ ทองทัต พี่ต้า จีระศักดิ์ ทองทัต และอ้อม ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งซึ่งทั้งคอยเป็นห่วง เป็นกำลังใจกัน อยู่เคียงข้างกันมาโดยตลอดจนถึงวันนี้ตลอดจนครูบาอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

อนรรฆพงษ์ วิวัฒน์ศิริพงษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.5 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 ทฤษฎีโบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	4
2.1.1 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์.....	5
2.1.2 หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.....	6
2.1.3 การจัดโครงสร้างของทรานซิสเตอร์พื้นฐาน.....	7
2.2 ทฤษฎีวงจรสสะท้อนกระแส (Current Mirror).....	8
2.2.1 วงจรสสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....	9
2.2.2 วงจรสสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....	11
2.2.3 วงจรสสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง.....	13
2.2.4 วงจรสสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....	13
2.3 ทฤษฎีทรานสลิเนียร์.....	14
2.4 ทฤษฎีและหลักการลือกโดเมน.....	17
2.4.1 ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบ Log-domain.....	18
2.4.2 การพัฒนาการ และวิธีการ.....	21
2.4.3 ข้อดีด้านศักยภาพของตัวกรอง Log-domain.....	22
2.5 ทฤษฎีวงจรรองผ่านทุกความถี่และสมการการส่งผ่าน.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	24
2.6 ทฤษฎีการให้กำเนิดสัญญาณและวงจรควอดเรเจอร์.....	26
2.6.1 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	26
2.6.2 หน้าที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	27
2.6.3 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	27
2.6.4 วงจรควอดเรเจอร์ออสซิลเลเตอร์.....	28
บทที่ 3 หลักการที่เคยนำเสนอในอดีต.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้อุปกรณ์ประเภท OPAMP.....	30
3.3 การออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ CDTA.....	32
3.4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย .....	34
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบล็อกโดเมนและการประยุกต์สร้าง วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์ .....	39
4.1 บทนำ.....	39
4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบบล็อกโดเมน.....	39
4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	41
4.4 การประยุกต์ใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์.....	42
4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	44
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	51
5.1 บทสรุปงานวิจัย.....	51
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	51
เอกสารอ้างอิง.....	52
ภาคผนวก.....	55
ภาคผนวก ก. โปรแกรมวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบล็อกโดเมน.....	56
ภาคผนวก ข. โปรแกรมวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์.....	59
ภาคผนวก ค. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปโฆษณาตามการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของงานวิจัยที่ถูกรับรองในอดีตเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ถูกรับรอง.....	37
ตารางที่ 4.1 โมเดลของทฤษฎีการยอมรับ HFA3046.....	43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1	ทรานซิสเตอร์ตัวแรก.....4
รูปที่ 2.2	โครงสร้างและสัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP.....5
รูปที่ 2.3	โครงสร้างและสัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.....5
รูปที่ 2.4	การทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN.....6
รูปที่ 2.5	ตัวอย่างวงจรเบสร่วม.....7
รูปที่ 2.6	ตัวอย่างวงจรอิมิตเตอร์ร่วม.....7
รูปที่ 2.7	ตัวอย่างวงจรคอลเลคเตอร์ร่วม.....8
รูปที่ 2.8	วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....9
รูปที่ 2.9	วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson.....11
รูปที่ 2.10	วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง .....13
รูปที่ 2.11	วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....13
รูปที่ 2.12	วงจรลูปิดแบบทั่วไปกรณีไบอัสตรง เพื่อใช้อธิบายหลักการของทรานสลิเนียร์.....15
รูปที่ 2.13	วงจรคูณสัญญาณสองควอดแรนต์แบบทรานสลิเนียร์ชนิด B.....17
รูปที่ 2.14	แนวคิดตัวกรองลอการิทึมโดเมน.....18
รูปที่ 2.15	ตัวกรองลอการิทึมโดเมนแบบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง (ก) RC ต้นแบบ (ข) ตัวกรองเดียวกันในรูปของ log-filter (ค) ตัวแปลงค่า log และ (ง) ตัวแปลงกลับ Antilog .....18
รูปที่ 2.16	SFG ของระบบใดๆ ที่สร้างขึ้นในแบบ Log-domain.....22
รูปที่ 2.17	การเปรียบเทียบของช่วงไดนามิกของ (ก) ระบบที่เป็นเชิงเส้น และ (ข) ระบบ companding.....24
รูปที่ 2.18	การตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ.....25
รูปที่ 2.19	การตอบสนองเชิงเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ.....25
รูปที่ 2.20	แผนผังการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณควอดเรเจอร์.....28
รูปที่ 3.1	วงจรโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งโดยใช้ OPAMP .....31
รูปที่ 3.2	(ก) สัญลักษณ์วงจร CDTA (ข) วงจรสมมูลย์ ที่พอร์ท Z ต่อตัวต้านทานภายนอก.....32
รูปที่ 3.3	วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปแบบกระแส.....33
รูปที่ 3.4	วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศาในรูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA.....33
รูปที่ 3.5	วงจรวกและลบสัญญาณ.....34
รูปที่ 3.6	สัญลักษณ์ของวงจร OTA.....35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 วงจร OTA อย่างง่ายสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์.....	36
รูปที่ 3.8 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงาน ในโหมดแรงดัน โดยใช้ OTA อย่างง่าย.....	37
รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 1 แบบบล็อกโดเมน.....	38
รูปที่ 4.2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่สร้างโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	40
รูปที่ 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบล็อกโดเมน.....	40
รูปที่ 4.4 บล็อกไดโอดแอมพลิฟายเออร์กำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์.....	42
รูปที่ 4.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์รูปแบบกระแสแบบบล็อกโดเมน.....	43
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ที่ $C = 50pF$ และ $I = 100\mu A$ .....	45
รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ที่ $C = 50pF$ และมีค่า $K = \frac{I_2}{I}$ .....	45
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เมื่อจำลองอุณหภูมิที่สถานะต่างๆ..	46
รูปที่ 4.9 สัญญาณไซน์อินพุตและเอาต์พุตที่เฟสเปลี่ยนไป $90^\circ$ โดยที่อัตราขยาย $K = 1, 2, 3, 4, 5$ .....	46
รูปที่ 4.10 สัญญาณไซน์เอาต์พุตความถี่ $11.22 MHz$ จากวงจรรูปที่ 4.5 เมื่อ $C = 50pF$ และ $I = 100\mu A$ .....	47
รูปที่ 4.11 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 4.7.....	48
รูปที่ 4.12 สัญญาณไซน์เอาต์พุตความถี่ $11.76 MHz$ จากวงจรรูปที่ 4.5 เมื่อ $C = 500pF$ และ $I = 100\mu A$ .....	48
รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 4.9.....	49
รูปที่ 4.14 แสดงค่าความถี่ของวงจรโดยการปรับกระแสไบอัส.....	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรองผ่านทุกความถี่ (All Pass filter) เป็นวงจรรองความถี่ที่ยอมให้ทุกความถี่ผ่าน โดยขนาดของสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตจะมีขนาดเท่ากัน และสามารถที่จะเลื่อนเฟสให้สัญญาณเอาต์พุตกับอินพุตต่างกัน วงจรรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรที่นำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆ ในระบบไฟฟ้าสื่อสารและอิเล็กทรอนิกส์ ได้มากมายในปัจจุบัน เช่น ใช้ในอุปกรณ์เครื่องมือวัดเฟสมิเตอร์ ออสซิลโลสโคป ในวงจรมอดูเลตแบบต่าง ๆ วงจรหน่วงเวลา และ เครื่องช่วยฟัง เป็นต้น

จากการศึกษาพบว่า ได้มีผู้นำเสนอวงจรรองผ่านทุกความถี่ที่มีโครงสร้างและวิธีการต่างๆ โดยการออกแบบจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ในระดับทรานซิสเตอร์ (Transistor Level) และแบบอุปกรณ์สำเร็จรูป (Building Block) โดยวิธีที่ใช้ระดับทรานซิสเตอร์ในการออกแบบมีความซับซ้อนมากและเหมาะสมกับการนำไปใช้งานเฉพาะด้านๆ ได้ด้านหนึ่ง เช่น ที่ความถี่สูงหรือวงจรที่ทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำหรือกำลังไฟฟ้าต่ำในอดีตได้มีการนำเสนอโครงสร้างของวงจรรองผ่านทุกความถี่ หลายวงจรด้วยกันเช่น โดยการใช้วงจรรอง OPAMP [21] ซึ่งมีแบนด์วิดธ์ต่ำและเป็นวงจรรูปแบบแรงดัน วงจรรองผ่านทุกความถี่รูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA [34] ตลอดจนวงจรรขยายความนำถายโอน [35] ซึ่งจากวิธีการที่ได้นำเสนอบางส่วน พบว่ามีองค์ประกอบชนิดพาสซีฟแบบลอยตัว ซึ่งเป็นปัญหาในการสร้างวงจรรวม ข้อจำกัดด้านแบนด์วิดธ์ ความซับซ้อนของวงจรรูปแบบพาสซีฟลอยตัว จึงไม่สามารถออกแบบสร้างได้ด้วยวงจรที่มีขนาดเล็กได้ และยังไม่เหมาะสมกับช่วงความถี่ต่ำๆ เท่านั้น ในปัจจุบัน ได้มีวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบระดับทรานซิสเตอร์ [19] สามารถทำงานที่ย่านความถี่สูงได้แต่ยังพบปัญหาค่าประจุแบบลอยตัวเช่นกัน ในทศวรรษที่ผ่านมา มีความพยายามที่จะลดแรงดันไฟเลี้ยง ในวงจรและระบบอิเล็กทรอนิกส์ เนื่องมาจากความต้องการ ที่จะนำมาใช้กับอุปกรณ์แบบพกพา หรืออุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สาย ที่ต้องใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงาน ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิคการทำงานในโหมดกระแส (Current-mode) ซึ่งมีข้อดีหลายประการ เมื่อเทียบกับเทคนิคการทำงานในโหมดแรงดัน ได้แก่ มีช่วงพลัสพลวัตกว้าง (Wider dynamic range) มีแบนด์วิดธ์กว้าง และบริโภคกำลังงานต่ำ [8]

สำหรับวงจรรีโกลโดเมน วงจรรีโกลโดเมนเป็นหลักการที่มีประโยชน์ในการสร้าง ระบบสัญญาณอนาล็อกรูปแบบกระแสที่มีศักยภาพสูง ในปี 1979 Adams นำเสนอตัวกรองสัญญาณแบบสัญญาณต่อเนื่องแบบใหม่ เรียกว่าวงจรรองแบบรีโกลโดเมน ภายนอกเป็นระบบเชิงเส้น ส่วนภายในไม่เป็นระบบเชิงเส้น [1] วงจรที่นำเสนอมีแนวความคิดมาจาก หลักการบีบอัดและขยายสัญญาณของวงจรรีโกลโดเมน อินพุตกระแสแบบเชิงเส้นถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันที่ถูกบีบอัด แรงดันที่ถูกบีบอัดแล้วประมวลผลในรูปรีโกลโดเมน ทำให้สามารถใช้พลังงานต่ำได้ แรงดันเอาต์พุตที่ถูกบีบอัดถูกเปลี่ยนกลับให้เป็นกระแสแบบเชิงเส้น การบีบอัด และขยายของสัญญาณที่เกี่ยวข้องขึ้นอยู่กับคุณสมบัติ ล็อกการริธึม/เอ็กโปเนนเชียล ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปี 1993 Frey ได้นำเสนอวิธีการสร้างวงจรสัญญาณแบบบล็อกโดเมนใช้หลักการ state-space [2], [3] Frey ยังได้นำเสนอวิธีการสร้างตัวกรองสัญญาณอีกหลากหลายโดยใช้ building block ธรรมดาซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์ควบคุมการไบอัสที่ขาอิมิตเตอร์ การทำงานวงจรกรองสัญญาณบล็อกโดเมน โดยใช้การบีบอัดและขยายสัญญาณอย่างรวดเร็ว [4]-[7] และ วงจรนี้ได้รับความสนใจมาก เนื่องจากสามารถทำงานได้บนความถี่สูง ปรับค่าได้ และมีช่วงสัญญาณปฏิบัติงานกว้างโดยใช้พลังงานน้อยอีกเช่นกัน [8]-[12]

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ปัจจุบันวงจรที่ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในการออกแบบวงจรรวม (VLSI) มีการพัฒนาอุปกรณ์แอกทีฟต่างๆเพื่อปรับปรุงวงจรให้มีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น ไม่ว่าจะเป็นความสามารถในการปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แรงดันไฟเลี้ยงต่ำลง ทั้งนี้จากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เคยมีการนำเสนอขึ้นในอดีต พบว่าวงจรส่วนใหญ่ยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟแบบลอยตัวหรือต่อกราวด์มากเกินไป [1]-[3], [5], [9]-[10], [13-14] ในขณะที่ [4], [6]-[8] ใช้อุปกรณ์แอกทีฟมากเกินไปและบางวงจรการปรับค่าความถี่ออสซิลเลตไม่อิสระจากเงื่อนไขของการออสซิลเลต [3]-[4]

## 1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอหลักการใหม่ในการออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการบล็อกโดเมน โดยวงจรนี้ถูกสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบบล็อกโดเมนเพื่อนำไปสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ลีบตัว และ เก็บประจุแบบต่อกราวด์หนึ่งตัว ซึ่งใช้พลังงานต่ำและมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว สำหรับการตอบสนองทางความถี่และอัตราขยาย ค่าความถี่ของการออสซิลเลตและเงื่อนไขการออสซิลเลตสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัสหรือตัวเก็บประจุ

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการบล็อกโดเมน โดยวงจรนี้ถูกสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบบล็อกโดเมนเพื่อนำไปสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบล็อกโดเมนเพื่อยืนยันการทำงานได้จริง ใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์แบบอาเรียย์ และ กำหนดให้แรงดันไฟเลี้ยง 2.5 โวลต์ ซึ่งวงจรนี้มีความเหมาะสมในการทำงานบนความถี่สูง และนำเอาคุณสมบัติดังกล่าวมาประยุกต์สร้างวงจรถ่ายสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอเดรเจอร์ และ มีผลการจำลองวงจรฯโดยใช้โปรแกรม PSPICE ยืนยันคุณสมบัติดังกล่าวตามผลที่ได้จากการคำนวณและหลักการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.5 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ประกอบด้วย ทฤษฎีของไบโพล่าทรานซิสเตอร์ ทฤษฎีวงจรสหาคอนกรีต ทฤษฎีทรานสลิเนียร์ ทฤษฎีและหลักการลือกโดเมน ทฤษฎีวงจรรองความถี่และสมการการส่งผ่าน ทฤษฎีการให้กำเนิดสัญญาณและวงจรควอดเรเจอร์

บทที่ 3 กล่าวถึง หลักการที่เคยนำเสนอในอดีต การออกแบบวงจรรองผ่านทุกความถี่โดยใช้อุปกรณ์ประเภท OPAMP[21] การออกแบบสร้างวงจรรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ CDTA [34] วงจรรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย [35]

บทที่ 4 กล่าวถึง การออกแบบวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบลือกโดเมนและการประยุกต์สร้างวงจรรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์ วงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบลือกโดเมน วงจรรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน การออกแบบและประยุกต์ใช้ ในวงจรรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์ การจำลองการทำงานของวงจร

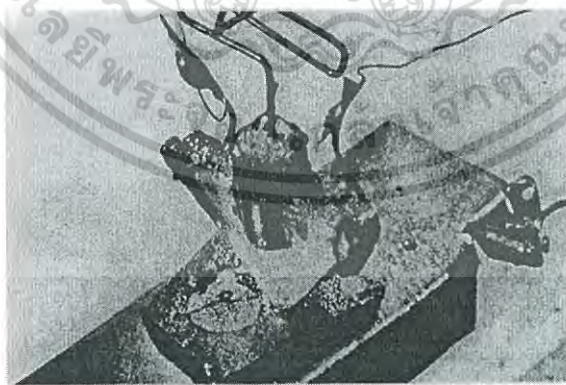
บทที่ 5 กล่าวถึง บทสรุปและข้อเสนอแนะ ประกอบด้วย บทสรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ทฤษฎีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในช่วงปี ค.ศ. 1904-1947 หลอดสุญญากาศเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้รับความสนใจอย่างมาก รวมถึงได้ถูกนำมาพัฒนาอย่างกว้างขวาง โดยเริ่มตั้งแต่ ปี ค.ศ. 1904 ไดโอดแบบหลอดสุญญากาศได้ถูกนำเสนอขึ้นโดย J. A. Fleming[36] และหลังจากนั้นเพียงสองปี ค.ศ. 1906 Lee De Forest[37] ได้เพิ่มส่วนที่สามซึ่งเรียกว่าเป็น control grid ให้กับไดโอดสุญญากาศ ซึ่งสามารถนำมาทำเป็นตัวขยาย (ไตรโอด) ซึ่งเป็นตัวแรกของโลก ในปีถัดๆ มา อุตสาหกรรมด้านวิทยุและโทรทัศน์ ได้ทำให้เกิดการกระตุ้นที่ต่ออย่างมากต่อการประยุกต์ใช้งานและพัฒนาในอุตสาหกรรมหลอดการผลิตหลอดสุญญากาศ ได้เพิ่มจากประมาณ 1 ล้านหลอด ในปี ค.ศ. 1922 ไปเป็นประมาณ 100 ล้านหลอด ในปี 1937

อย่างไรก็ตามในวันที่ 23 ธันวาคม ค.ศ. 1947 อุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ได้พบกับการประดิษฐ์ซึ่งเป็นที่น่าสนใจและการพัฒนาแบบใหม่ Walter H. Brattain , William Shockley และ John Bardeen[38] ได้สาธิตการขยายของทรานซิสเตอร์ตัวแรกที่ห้องทดลอง Bell Telephone Laboratories โดยที่ทรานซิสเตอร์ต้นแบบได้แสดงดังในรูปที่ 2.1 โดยข้อได้เปรียบของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์แบบสามขั้วนี้มีต่อหลอด คือ ด้วยขนาดที่เล็กกว่า เบากว่า ไม่สูญเสียในรูปของความร้อนเหมือนกับหลอด มีโครงสร้างที่ทนทาน และมีประสิทธิภาพที่สูงกว่า เนื่องจากกำลังที่สูญเสียให้กับอุปกรณ์มีค่าน้อยกว่ามาก

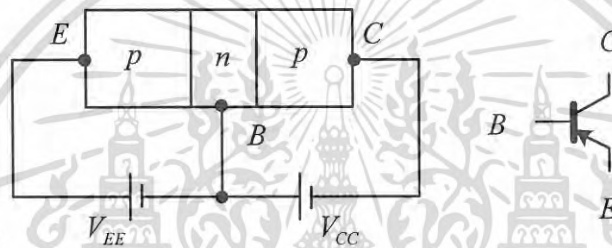


รูปที่ 2.1 ทรานซิสเตอร์ตัวแรก

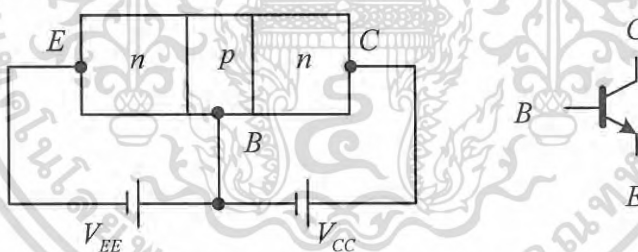
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์(Transistor) คือสิ่งประดิษฐ์ทำจากสารกึ่งตัวนำมี 3 ขา กระแสหรือแรงดันเคลื่อนเพียงเล็กน้อยที่ขาหนึ่งจะควบคุมกระแสที่มีปริมาณมากที่ไหลผ่านขาทั้งสองข้างได้ ทรานซิสเตอร์ชนิดสองรอยต่อหรือทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ นี้ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด p และ n ต่อกัน โดยการเติมสารเจือปน (Doping) จำนวน 3 ชั้น ทำให้เกิดรอยต่อ (Junction) ชั้นจำนวน 2 รอยต่อ การสร้างทรานซิสเตอร์จึงสร้างได้ 2 ชนิดคือ ชนิดที่มีสารชนิด N 2 ชั้นเรียกว่าชนิด NPN และชนิดที่มีสาร P 2 ชั้นเรียกว่าชนิด PNP ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.2 และ 2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดPNP



รูปที่ 2.3 โครงสร้างและสัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

โดยที่ขาทั้ง 3 ของทรานซิสเตอร์ มีรายละเอียดดังนี้

- ขาคอลเล็กเตอร์ (Collector) เรียกย่อๆ ว่า ขาซี (C) เป็นโครงสร้างที่มีชั้นสารขนาดใหญ่ที่สุด
- ขาอิมิตเตอร์ (Emitter) เรียกย่อๆ ว่า ขาอี (E) เป็นโครงสร้างที่มีชั้นสารขนาดรองลงมาและอยู่คนละด้านกับคอลเล็กเตอร์
- ขาเบส (Base) เรียกย่อๆ ว่า ขาบี (B) เป็นโครงสร้างที่มีชั้นสารขนาดแคบสุด เมื่อเทียบกับอีกสองส่วนและอยู่ระหว่างกลางของสารทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์นั้น ขาเบส (B) จะอยู่กลาง ส่วนขาที่มีหัวลูกศรกำกับคือ ขาอิมิตเตอร์ (E) ถ้าเป็นรูปลูกศรชี้เข้าเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP รูปลูกศรชี้ออกเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และ 2.3

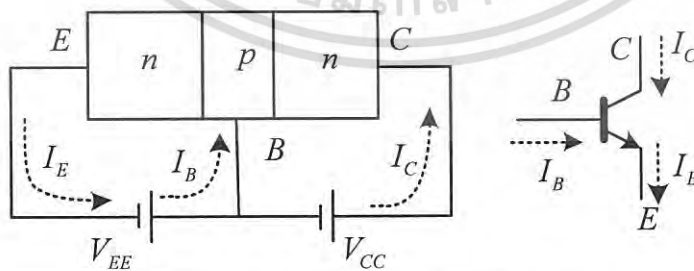
### 2.1.2 หลักการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เมื่อนำไปใช้งานไม่ว่าจะใช้ในวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) หรือทำงานเป็นสวิตช์ จะต้องทำการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ โดยใช้หลักการไบอัส ดังนี้

- ไบอัสตรง (Forward Bias) ให้กับรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส
- ไบอัสกลับ (Reverse Bias) ให้กับรอยต่อระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส

หลักการของทรานซิสเตอร์คือ ต้องการที่จะทำให้กระแสทางด้านอินพุต สามารถควบคุมการไหลของกระแสเอาต์พุตได้ ดังนั้นการให้ไบอัสทางเอาต์พุตจึงต้องเป็นการให้ไบอัสเป็นแบบ Reverse Bias ถ้าเป็นแบบ Forward Bias กระแสด้านเอาต์พุตก็จะเป็นอิสระไม่สามารถควบคุมได้ และทางด้านอินพุตจะต้องให้ไบอัสเป็นแบบ Forward Bias ด้วยแรงดันไฟฟ้าต่ำๆ เพื่อที่จะไม่ทำให้กระแสเอาต์พุตเกิดการอิ่มตัว

การป้อนแรงดันไฟฟ้าให้กับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN คือ การจ่ายโพลบให้ขา E เมื่อเทียบกับไฟบวกที่จ่ายให้ขา B และจ่ายไฟบวกให้ขา C เมื่อเทียบกับโพลบที่จ่ายให้ขา B มีทั้งไฟบวกและโพลบ แต่การเทียบศักย์ Forward นั้นจะเทียบระหว่างขา B กับขา E เท่านั้นทำให้ขา B ซึ่งเป็นสาร P ได้รับแรงไฟ Forward คือเป็นไฟบวกเมื่อเทียบกับขา E เท่านั้นแสดงดังรูปที่ 2.4



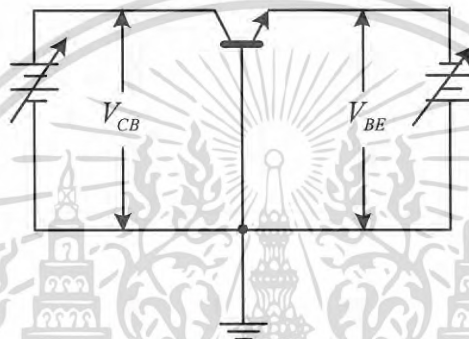
รูปที่ 2.4 การทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 การจัดโครงสร้างของทรานซิสเตอร์พื้นฐาน (Basic Transistor Configuration)

#### 2.1.3.1 วงจรเบสร่วม (Common-base)

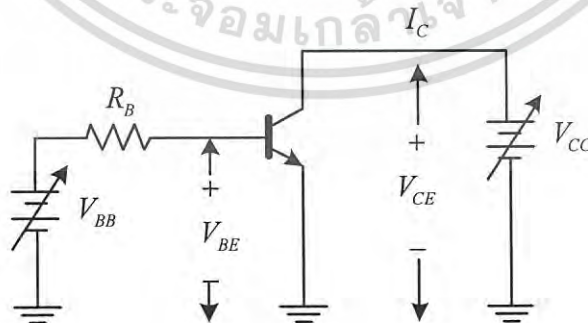
วงจรเบสร่วม เป็นวงจรที่มีการจ่ายอินพุตให้ขั้วอิมิตเตอร์และเอาต์พุตออกจากขั้วคอลเลคเตอร์ คือมีขั้วเบสเป็นจุดต่อร่วมกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าทั้งสองวงจร วงจรเบสร่วมต้องการความถี่สูง มีอัตราขยายกระแสไฟฟ้าต่ำ อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าสูง และแรงดัน AC อินพุตกับแรงดัน AC เอาต์พุตมีเฟสแปรผันกัน



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างวงจรเบสร่วม

#### 2.1.3.2 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม (Common-emitter)

วงจรอิมิตเตอร์ร่วมเป็นวงจรที่มีการจ่ายอินพุตให้กับขั้วเบสและมีเอาต์พุตออกจากขั้วคอลเลคเตอร์ ซึ่งมีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าทั้งสองมีจุดต่อร่วมกับขั้วอิมิตเตอร์ วงจรอิมิตเตอร์ร่วมมีอัตราขยายกระแสและอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าสูง และมีการเลื่อนเฟสแรงดัน AC อินพุตไปยังเอาต์พุตเป็นมุม 180 องศา

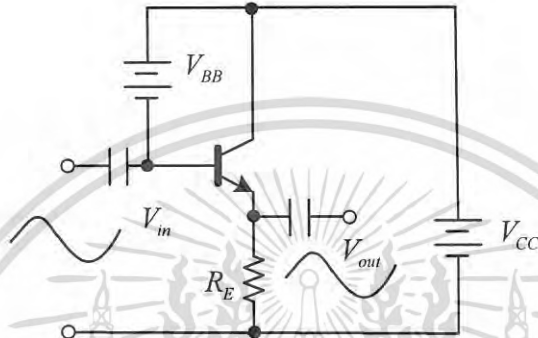


รูปที่ 2.6 ตัวอย่างวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3.3 วงจรคอลเลคเตอร์ร่วม (Common-Collector)

วงจรคอลเลคเตอร์ร่วมเป็นวงจรที่มีการจ่ายอินพุตให้ขั้วเบสและเอาต์พุตออกจากขั้วอิมิตเตอร์ วงจรคอลเลคเตอร์ร่วมมีอัตราขยายกระแสไฟฟ้าสูง แต่อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าต่ำ แรงดัน AC อินพุตกับแรงดัน AC เอาต์พุตจะมีเฟสแปรผันตามกัน



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างวงจรคอลเลคเตอร์ร่วม

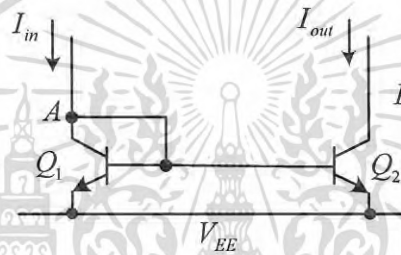
## 2.2 ทฤษฎีวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror)

ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณชಾಯน์ ที่ทำเป็นวงจรรวมแบบง่าย โดยใช้เทคโนโลยี แบบไบโพลาร์ นี้ประกอบด้วยกลุ่มของวงจรขนาดเล็กที่ทำหน้าที่ต่าง ๆ กัน โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติและหลักการของวงจรสะท้อนกระแส แบบใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า คือจะให้ความต้านทานด้านอินพุตต่ำ และมีความต้านทานด้านเอาต์พุตสูง ซึ่งประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ แบบ 2 ตัว หรือแบบไดโอดทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่ใช้กันมากในวงจรรวมแบบอนาล็อก ซึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสหรือดึงกระแส ต่อมาได้พัฒนาเป็นวงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ แบบ 3 ตัวเพื่อต้องการวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเท่ากับหนึ่งซึ่งเรียกว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson โดยมีคุณสมบัติทำให้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงกว่าแบบใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์แบบ 4 ตัวได้พัฒนามาจากแบบของวงจรสะท้อนกระแส แบบ Wilson เพื่อลดผลของ Base-Width Modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสและทรานซิสเตอร์ 3 ตัว โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้าไปจำนวน 4 ตัว ถ้าหากพิจารณาเฉพาะวงจรสะท้อนกระแสที่มีอัตราขยายกระแสเป็นหนึ่งเท่านั้น นอกจากนี้ต้องการผลของความต้านทานจุดออกให้มีค่าสูงมากยิ่งขึ้น เนื่องจากค่าผิดพลาดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างกระแสจุดเข้าและจุดออกมีค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ส่วนวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบคาสโคดและวงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแบบ Wilson สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรที่ต้องดึงกระแสหรือจ่ายกระแสได้มากกว่าหนึ่งจุด โดยที่ทำให้กระแสจุดออกมีค่าเท่ากันทุกจุด วงจรสะท้อนกระแสแบบต่างที่ถูกกล่าวถึงข้างต้นมีรายละเอียดดังนี้

### 2.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (Fundamental Current Mirror)



รูปที่ 2.8 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

คุณสมบัติทางกระแสไฟตรงทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถูกต่อในลักษณะของไดโอดทำให้แรงดันตกคร่อม  $V_{CB1}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ยังสามารถทำงานได้ในช่วงปรกติ (Forward Active Region) แรงดันตกคร่อม  $V_{BE1}$  ก็เพียงพอให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้แล้ว ถ้าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพงษ์กันทุกประการ และสมมุติให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกของ  $Q_2$  มีค่าสูงมากๆ จนไม่ต้องคำนึงถึง สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_{BE}$  กับกระแส  $I_C$  ของทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$V_{BE} = V_T \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.1)$$

โดยที่  $V_T$  คือ Thermal Voltage มีค่าเท่ากับ  $\frac{kT}{Q}$

$k$  คือ Boltzman's Constant =  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

$Q$  คือ Electronic Charge =  $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิมสมบูรณ์มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน ซึ่งที่อุณหภูมิ  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$  จะได้ค่า  $V_T = 26\text{ mV}$

$I_S$  คือ กระแสอิ่มตัว มีค่าคงที่แปรผันตามพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

จากรูป 2.8 ได้ว่า  $V_{BE1} = V_{BE2}$  ดังนั้น กระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต้องมีค่าเท่ากันด้วย คือ

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (2.2)$$

หากกระแสไฟตรงที่คอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  จะได้

$$I_{in} - I_{C1} - \frac{2I_{C1}}{\beta_F} = 0 \quad (2.3)$$

$$I_{C1} = \frac{I_{in}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C2} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\beta_F$  คืออัตราขยายกระแสไฟตรง ( $I_C / I_B$ ) ของทรานซิสเตอร์ ถ้า  $\beta_F$  มีค่าสูงมาก จะทำให้กระแสออก  $I_{C2}$  มีค่าเท่ากับกระแสเข้า  $I_{in}$  โดยประมาณ ดังสมการ

$$I_{out} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{in}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = \left[ 1 - \frac{2}{\beta_F + 2} \right] I_{in} \quad (2.5)$$

ดังนั้นในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีความสมพงษ์กัน จะได้อัตรากระแสของวงจรสะท้อนกระแส เป็นหนึ่ง แต่หากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองไม่มีความสมพงษ์กัน จะทำให้ได้อัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสไม่เป็นหนึ่ง จากสมการ (2.1) ถ้าหากพื้นที่ อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  แตกต่างกันทำให้ค่า  $I_S$  ต่างกันด้วย แต่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีค่า  $V_{BE}$  เท่ากัน ทำให้อัตราขยายกระแสแปรผันตามอัตราส่วนพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ทำให้อัตราขยายกระแสคลาดเคลื่อนออกไปเนื่องจากผลของ Base – Width Modulation จะได้กระแสคอลเลคเตอร์เป็น  $I_C$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_C = I_S \left[ \text{Exp} \left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \right] \left[ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \quad (2.6)$$

เมื่อ  $V_A$  คือค่า Early Voltage ของทรานซิสเตอร์โดนทั่วไปจะมีค่า = 130 V (Small signal)

ส่วนความต้านทานจุดออกต่อสัญญาณขนาดเล็ก  $r_o$  จะมีค่าประมาณเท่ากับความต้านทานระหว่างขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และศีกตากราวด์ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

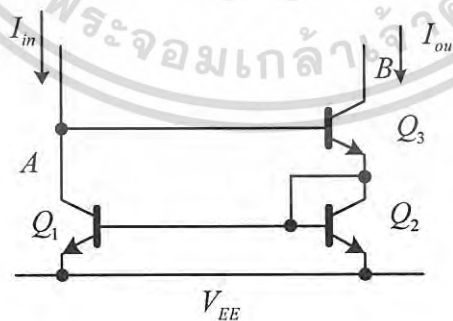
$$r_o = V_A / I_{out} \quad (2.7)$$

สำหรับความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่จุดเข้า  $r_{in}$  จะมีค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ที่อยู่ในรูปของไดโอดเมื่อ  $V_T = kT/q$

$$r_{in} = V_T / I_{in} \quad (2.8)$$

### 2.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson (Wilson Current Mirror)

วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ปรับปรุงมาจากแบบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวเพื่อให้อัตราขยายกระแสต่ำลงและให้ความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูงขึ้น ดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

จากวงจรทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบสองตัวโดย แรงดันตกคร่อม  $V_{CE2}$  จะมีค่าเป็น  $2V_{BE}$  ทำให้ผลของ Base-width Modulation ที่มีผลต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวลดลงและไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออก เนื่องจาก  $I_{E3}$  ของ  $Q_3$  เป็นกระแสเข้าวงจร สะท้อนกระแส  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้จะมีเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อมที่จุดสัญญาณออก ก็ตาม ทำให้  $I_{E3}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออกด้วยลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานที่จุดสัญญาณออกสูง

จากสมการ ที่ (2.2) จะเห็นได้ว่า  $I_{out}$  จะมีค่าคงที่ต่างไปจากกระแส  $I_m$  มากโดยเฉพาะเมื่อ B ของ ทรานซิสเตอร์มีค่าไม่สูงมากนัก ดังนั้นเพื่อเป็นการลดค่าผิดพลาดดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาวงจรสะท้อนกระแส ขึ้นใหม่โดย Wilson ดังแสดงในรูปที่ 2.9 เมื่อให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการและความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{out}$  และ  $I_m$  สามารถหาได้ดังนี้

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C3} [1 + (1/\beta) + (I_{C1}/\beta)] \quad (2.9)$$

$$= I_{C3} [1 + (2/\beta)] \quad (2.10)$$

$$I_{C2} = -I_{E2} [\beta/(\beta+1)] = I_{C3} [1 + (2/\beta)] [\beta/(\beta+1)] \quad (2.11)$$

$$I_{C3} = I_{C2} \left\{ 1 / \left[ [1 + (2/\beta)] [\beta/(\beta+1)] \right] \right\} \quad (2.12)$$

และ

$$I_{C1} = I_{C2} - (I_{C2}/\beta) \quad (2.13)$$

เนื่องจาก  $I_{C2} = I_{C3}$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.12) และ (2.13) จะได้ว่า

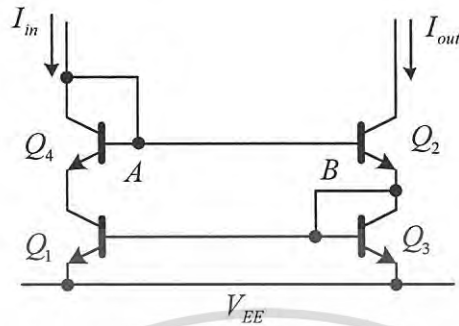
$$I_{out} = I_{C2} = I_m \left[ 1 - \left\{ 2 / (\beta^2 + 2\beta + 2) \right\} \right] \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.14) จะเห็นได้ว่ากระแส  $I$  จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแส มากกว่า สำหรับความต้านทานที่จุดเข้าจะมีค่าประมาณ 2 เท่าของวงจรในรูปที่ 2.8 และความต้านทานจุดออกจะมีค่าประมาณ

$$r_o = \beta V_A / 2I_{out} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

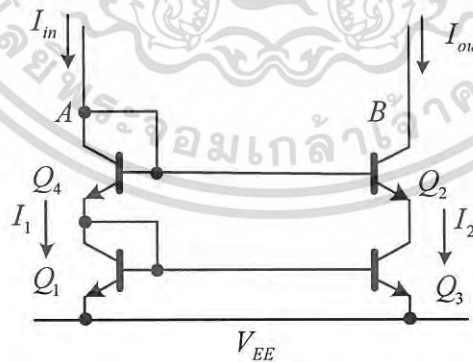
### 2.2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง (Improved Wilson Current Mirror)



รูปที่ 2.10 วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson ชนิดปรับปรุง

จากรูปที่ 2.10 ศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าไม่เท่ากันโดยแตกต่างกันอยู่หนึ่งศักดา  $V_{BE}$  ซึ่งเป็นผลให้ในการปฏิบัติ กระแส  $I_{C1}$  และ  $I_{C3}$  จะมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากผลของศักดา  $V_A$  ของทรานซิสเตอร์ เพื่อลดผลของ  $V_{BE}$  นี้จึงได้เพิ่มทรานซิสเตอร์ที่ต่อในลักษณะของไดโอดขึ้นอีกตัวหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.10 จากรูป จะเห็นว่าศักดาที่จุด A และ B จะมีค่าเท่ากัน สำหรับกระแส  $I_{out}$  และ  $I_m$  และคุณสมบัติอื่นๆของวงจรจะเหมือนกับวงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson

### 2.2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror)



รูปที่ 2.11 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถ่ายโอนกระแสที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ถ้าต้องการผลของความต้านทานจุดออกมีค่าสูงมากยิ่งขึ้นจะสามารถทำได้โดยใช้วงจรถ่ายโอนกระแสแบบคาสโคด (Cascode Current Mirror) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และความสัมพันธ์ของกระแส  $I_{out}$  และ  $I_{in}$  และความต้านทานจุดออกจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = I_{in} \left[ 1 - \left\{ (4\beta + 2) / (\beta^2 + 4\beta + 2) \right\} \right] \quad (2.16)$$

และความต้านทานจุดออกจะมีค่าเท่ากับ

$$r_o = \beta V_A / I_{out} \quad (2.17)$$

### 2.3 ทฤษฎีทรานสลิเนียร์

วงจรถานสลิเนียร์ถูกใช้ประโยชน์จากฟังก์ชันพีชคณิตอย่างมาก โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์กระแสกับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทั้งสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ในวงจรถ่ายโอนกระแส โดยผลที่เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันขนาดเล็กที่เป็นค่าที่น้อยกว่าสิบของมิลลิโวลต์กลายเป็นสิ่งที่น่าสนใจที่เกิดขึ้นโดยไม่ได้ตั้งใจ โดยพื้นฐานแล้วฟังก์ชันวงจรถ่ายโอนจะไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต แต่จะถูกแทนที่โดยขึ้นอยู่กับอัตราส่วนกระแสภายในวงจรถ่ายโอน ผลของฟังก์ชันที่ได้รับจะไม่แปรผันตามการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ซึ่งเป็นคุณสมบัติทั่วไปของซิลิกอน เพื่อที่จะอธิบายทฤษฎี เราจะเริ่มจากการแสดงพื้นฐานที่เกี่ยวกับกระแสคอนเลคเตอร์  $I_C$  และแรงดันอิมิตเตอร์เบส  $V_{BE}$  ซึ่งมีรายละเอียดโดย

$$I_C = I_S(T) e^{V_{BE}/V_T} \quad (2.18)$$

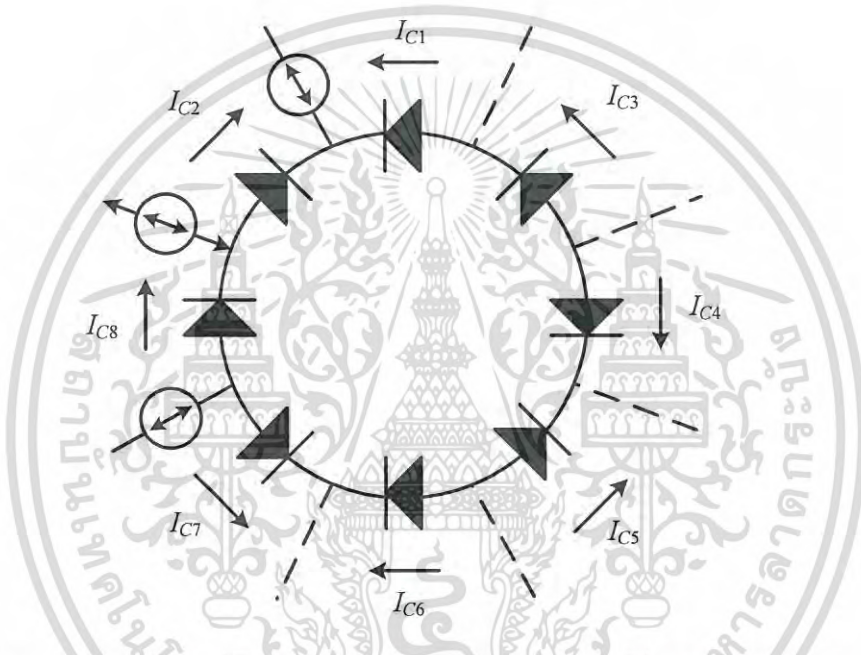
โดย  $V_T$  คือ แรงดันอุณหภูมิมีค่าเท่ากับ  $KT/q$  และ  $I_S(T)$  คือกระแสที่อิมิตต์ และมีค่าขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ  $I_S$  คือฟังก์ชันของอุณหภูมิ สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดย 9.5% ต่อองศาเซลเซียส เมื่ออุปกรณ์ถูกบ่อนโดย  $V_{BE}$  ที่ขึ้นตรงต่อระดับของอุณหภูมินี้จะทำให้ได้ผล  $I_C$  ที่คาดเดาไม่ได้ ด้วยเหตุนี้จึงไม่ค่อยพบการบ่อนอินพุตในลักษณะนี้ในทางปฏิบัติ

ในทางกลับกัน เมื่อทรานซิสเตอร์ถูกบ่อนด้วย  $I_C$  จะทำให้เกิด  $V_{BE}$  ค่าความขึ้นตรงต่ออุณหภูมิจะมีค่าลดลงอย่างมาก เขียนสมการ (2.18) ใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BE} = V_T \ln \left( \frac{I_C}{I_S(T)} \right) \quad (2.19)$$

โดยสามารถพิจารณาได้อย่างชัดเจนถึงความแม่นยำ และ ความสัมพันธ์เชิงเส้นลอการิทึมระหว่าง  $I_C$  และ  $V_{BE}$  เมื่ออุปกรณ์คู่นี้ถูกเชื่อมต่อในรูปแบบที่เหมาะสม จะทำให้เอาต์พุตของวงจรจะไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ นอกจากนี้ ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ก็สามารถเข้าใจง่าย ทั้งหมดนี้จะนำไปสู่ทฤษฎีของวงจร ทรานสลิเนียร์



รูปที่ 2.12 วงจรลูปปิดแบบทัวไปกรณีไบอัสตรง เพื่อใช้อธิบายหลักการของทรานสลิเนียร์

ทฤษฎีของวงจรทรานสลิเนียร์จะถูกอธิบายบนโครงข่ายลูปเดียว ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.12 ในองค์ประกอบลูปปิดนี้ เราจะสมมติให้มีอุปกรณ์  $N$  ตัวเป็นไบอัสตรงด้วยแรงดัน  $V_F$  กำหนดให้  $N_1$  แทนจำนวนของอุปกรณ์ที่เป็นไบอัสตรง ในทิศทางหมุนตามเข็มนาฬิกา (CW) ดังนั้น  $N_2 = (N - N_1)$  แทนจำนวนอุปกรณ์ทั้งหมดของจำนวนอุปกรณ์ทวนเข็มนาฬิกา (CCW) เพื่อให้เห็นความแตกต่าง จะกำหนดให้อุปกรณ์ที่หมุนตามเข็มนาฬิกาเป็นตัวชี้คู่ ตามกฎแรงดันของ KCL ผลรวมแรงดันแต่ละจุดในลูปมีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (2.20)

$$\sum_{k=1}^{N_1} V_{F,2k} - \sum_{k=1}^{N_2} V_{F,2k-1} = 0 \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแรงดันจุดต่อ  $V_F$  จะแทนที่ด้วย  $V_{BE}$  ของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ โดยลักษณะเดียวกัน กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อจะเท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์  $I_C$  ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ดังนั้นจากสมการ (2.19) และ (2.20) สามารถเขียนใหม่ได้

$$\sum_{k=1}^{N_1} V_{T,2k} \ln \left( \frac{I_{C,2k}}{I_{S,2k}} \right) - \sum_{k=1}^{N_2} V_{T,2k-1} \ln \left( \frac{I_{C,2k-1}}{I_{S,2k-1}} \right) = 0 \quad (2.21)$$

ในกระบวนการสร้างวงจรรวม ทรานซิสเตอร์ถูกประมาณให้มีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยสมมติให้อุปกรณ์ทำงานที่อุณหภูมิเดียวกัน ซึ่งหมายถึงให้  $V_T$  ทุกตัวมีค่าเท่ากันทั้งหมด ดังนั้นสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sum_{k=1}^{N_1} \ln \left( \frac{I_{C,2k}}{I_{S,2k}} \right) - \sum_{k=1}^{N_2} \ln \left( \frac{I_{C,2k-1}}{I_{S,2k-1}} \right) = 0 \quad (2.22)$$

จัดรูปสมการ (2.22) ใหม่ได้

$$\prod_{k=1}^{N_1} \left( \frac{I_{C,2k}}{I_{S,2k}} \right) \cdot \prod_{k=1}^{N_2} \left( \frac{I_{S,2k-1}}{I_{C,2k-1}} \right) = 1 \quad (2.23)$$

โดยที่สมการ (2.23) จะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ เทอมของกระแสอิ่มตัวสามารถตัดทิ้ง โดยให้  $N_1 = N_2$  และ  $N = (N_1 + N_2)$  มีค่าเป็นจำนวนคู่ อีกนัยหนึ่งก็คือ จำนวนอุปกรณ์ของ CW และ CCW ที่เชื่อมต่อต้องเท่ากัน และลำดับต้องประกอบด้วยอุปกรณ์ที่เป็นจำนวนคู่ ดังนั้น เราสามารถเขียนสมการได้คือ

$$\prod_{k=1}^{N/2} \frac{I_{S,2k}}{I_{S,2k-1}} = \lambda \quad (2.24)$$

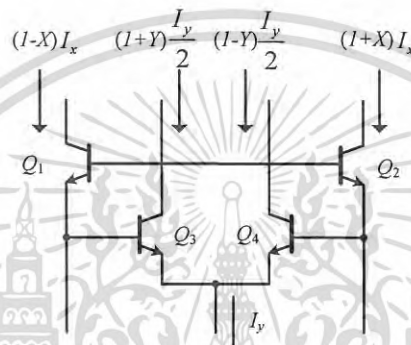
โดย  $\lambda$  ไม่มีหน่วย หมายถึงเป็นอัตราส่วนพื้นที่ เมื่อ  $\lambda = 1$  ซึ่งหมายถึงพื้นที่ของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ มีค่าเท่ากัน หรือ การทำให้คู่อุปกรณ์ตรงข้ามที่เชื่อมต่อกันอยู่สมพงศ์กัน สมการที่ (2.24) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\prod_{k=2}^{N/2} I_{C,2k} = \lambda \cdot \prod_{k=1}^{N/2} I_{C,2k-1} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการสุดท้ายนี้เป็นส่วนที่สำคัญของทฤษฎีทรานสลิเนียร์ ที่พัฒนาโดย B.Gilbert เมื่อแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_s$  ถูกป้อนเข้าไปในรูป สมการที่ (2.25) สามารถเขียนใหม่ ได้เป็น

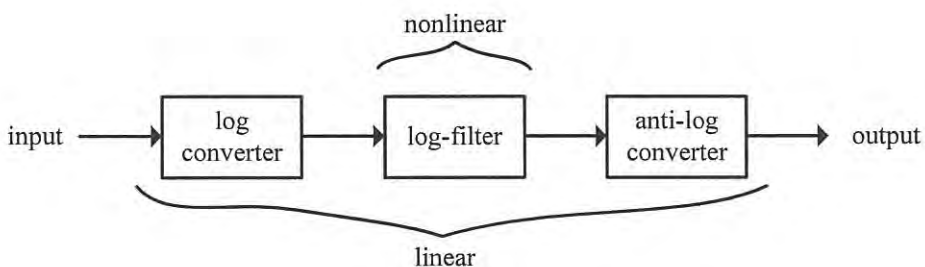
$$\prod_{k=2}^{N/2} I_{C,2k} = \lambda \cdot e^{\frac{V_s}{V_T}} \cdot \prod_{k=1}^{N/2} I_{C,2k-1} \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.13 วงจรคุณสมบัติทรานสลิเนียร์แบบทรานสลิเนียร์ชนิด B

## 2.4 ทฤษฎีและหลักการล็อกโดเมน

แนวคิดของตัวกรอง Log-domain ถูกคิดค้นโดย Adams [1] และเสนอต่อ Audio Engineering Society ในปี 1979 โดยใช้ไดโอดกับตัวเก็บประจุ แทนที่คู่ความต้านทานกับตัวเก็บประจุในตัวกรอง ข้อได้เปรียบที่สำคัญ คือ สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟในช่วงกว้างมากๆ โดยการควบคุมกระแสที่ไบอัสไดโอด เขาได้นิยามตัวกรอง log-filter ว่าเป็น วงจรประกอบด้วยทั้งอุปกรณ์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่เชิงเส้นซึ่งเมื่อวางไว้ระหว่าง log converter และ Antilog converter (ใน log domain) จะทำให้ได้ระบบที่ประพฤติตัวเป็นตัวกรองที่มีความเป็นเชิงเส้น



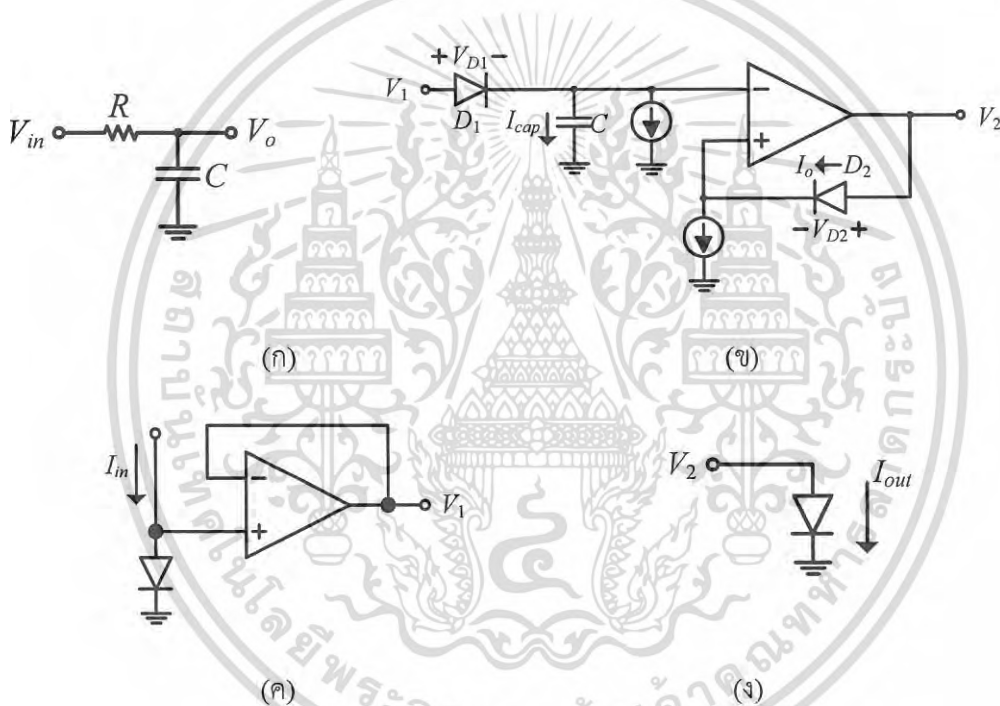
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รูปที่ 2.14 แนวคิดตัวกรองลอการิทึมโดเมน

#### 2.4.1 ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบ Log-domain

รูปที่ 2.15(ก) แสดงตัวกรองแบบความถี่ต่ำผ่านเชิงเส้นโดยใช้ RC ซึ่งจะได้สมการที่แตกต่างไปจากสมการเดิมเมื่อคิดตามวิธีของ Adams แสดงดังสมการ

$$V_o + RC \cdot V_o' = V_{in} \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.15 ตัวกรองลอการิทึมโดเมนแบบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่ง (ก) RC ต้นแบบ (ข) ตัวกรองเดียวกันในรูปแบบของ log-filter (ค) ตัวแปลงค่า log และ (ง) ตัวแปลงกลับ Antilog

เมื่อ  $V_o$  และ  $V_{in}$  คือสัญญาณเอาต์พุตและอินพุตตามลำดับ และ  $V_o'$  คืออนุพันธ์เวลา (Time Derivative) ของ  $V_o$  ลองทำฟังก์ชันตัวกรองนี้ใหม่ในรูปแบบ Log-domain โดย Adam เสนอตัวกรองแบบ log โดยแสดงดังรูปที่ 2.14(ข) ซึ่งคล้ายกับในแบบเชิงเส้นโดยใช้ไดโอด  $D_1$  ที่ไบอัสด้วยกระแส  $I_o$  แทนความต้านทาน วงจรส่วนที่เหลือสามารถถูกมองเป็นบัพเฟอร์ หรือ วงจรเลื่อนระดับได้มาจากแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด  $D_1$  เขียนสมการ KCL ที่โหนดตัวเก็บประจุ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{cap} = I_{D1} - I_O \quad (2.28)$$

เมื่อนำวงจรนี้มาแจกแจงเป็นสมการเชิงอนุพันธ์โดยนำสมการที่ (2.28) มาเขียนให้อยู่ในเทอมของตัวแปรแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ตัวอย่างเช่น  $V_1$  และ  $V_2$  ตามลำดับ สุดท้ายแล้วกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} I_{cap} &= C \frac{d}{dt} (V_2 - V_{D2}) \\ &= C \frac{d}{dt} V_2 \end{aligned} \quad (2.29)$$

เพราะว่า  $V_{D2}$  เป็นแรงดันตกคร่อมไดโอด เนื่องจากค่ากระแสไบอัส  $I_O$  มีค่าคงที่ เขียนสมการได้

$$V_{D2} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_O}{I_S} \right) \quad (2.30)$$

โดยที่  $I_S$  และ  $V_T$  คือ กระแสอิ่มตัวของไดโอด (Diode Saturation Current) และ Thermal Voltage ตามลำดับ ในอีกด้านหนึ่ง กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  เขียนสมการได้คือ

$$I_{D1} = I_S \cdot e^{V_{D1}/V_T} \quad (2.31)$$

เขียน  $V_{D1}$  ในรูปของแรงดัน  $V_1, V_2$  และ  $V_{D2}$  จากสมการที่ (2.31) เขียนใหม่ได้

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_S \cdot e^{\frac{V_1 - (V_2 - V_{D2})}{V_T}} \\ &= I_S \cdot e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} \cdot e^{\frac{V_{D2}}{V_T}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

แทนสมการที่ (2.31) ในสมการที่ (2.32) จะได้

$$I_{D1} = I_O \cdot e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้น นำสมการที่ (2.30) และ (2.33) มาแทนในตามกฎ KCL ในสมการที่ (2.29) จะได้

$$C \frac{d}{dt} V_2 = I_0 \cdot e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} - I_0 \quad (2.34)$$

นำ  $e^{V_2/V_T}$  คูณทั้งสองข้างของสมการ และ จัดรูปใหม่จะได้

$$I_0 \cdot e^{\frac{V_2}{V_T}} + e^{\frac{V_2}{V_T}} \cdot C \frac{d}{dt} V_2 = I_0 \cdot e^{\frac{V_1}{V_T}} \quad (2.35)$$

ใช้กฎลูกโซ่ในวงจรถดิฟเฟอเรนเชียล และ คูณสมการทั้งสองข้างด้วย  $I_S$  จะได้

$$I_S \cdot e^{\frac{V_2}{V_T}} + \frac{V_T C}{I_0} \cdot \frac{d}{dt} \left( I_S \cdot e^{\frac{V_2}{V_T}} \right) = I_S \cdot e^{\frac{V_1}{V_T}} \quad (2.36)$$

สมการที่ (2.36) เป็นสมการของตัวกรองอันดับหนึ่ง ในรูป Log-domain สอดคล้องกับสมการดิฟเฟอเรนเชียลอันดับหนึ่งในสมการ (2.27) เห็นได้ชัดว่าสัญญาณอินพุต และ เอาต์พุตของตัวกรอง (สมมติเป็นสัญญาณกระแส) มีความสัมพันธ์กับ  $V_1$  และ  $V_2$  โดย

$$I_{in} = I_S \cdot e^{\frac{V_1}{V_T}} \quad \text{และ} \quad I_{out} = I_S \cdot e^{\frac{V_2}{V_T}} \quad (2.37)$$

เมื่อย้อนกลับไปพิจารณาสมการ (2.37) ซึ่งก็คือค่าความสัมพันธ์  $i-v$  ของไดโอดในทางอุดมคติ ซึ่งสามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรถดิฟเฟอเรนเชียลที่ 2.14(ค)-(ง) ซึ่งทำงานเป็นตัวแปลง Log และ Antilog ดังที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้แล้ว เมื่อมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง (เอ็กโพเนนเชียล) ในธรรมชาติแล้วสามารถใช้ตัวแปลง log จะทำหน้าที่แก้ไขได้ จากสมการที่ (2.36) สามารถเขียนใหม่เขียนได้เป็น

$$I_{out} + \frac{V_T C}{I_0} \cdot I'_{out} = I_{in} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่าสมการที่ (2.38) จะเหมือนกับสมการที่ (2.37) ถ้าทำการแม็ปปิงค่า  $I_{out} \Leftrightarrow V_o$  และ  $I_{in} \Leftrightarrow V_{in}$  ดังนั้นเมื่อนำตัวแปลง Log และ Antilog มาประกอบคู่กัน ฟังก์ชันตัวกรองต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งที่เป็นเชิงเส้นจึงสามารถสร้างได้ด้วยไดโอด และ ตัวเก็บประจุอย่างพอดี โดยอินพุตและเอาต์พุตของตัวกรองคือ  $I_{in}$  และ  $I_{out}$  ตามลำดับ

การเปรียบเทียบสมการดิฟเฟอเรนเชียลเชิงเส้นของวงจร RC และ วงจร Log-domain จะเห็นชัดเจนเลยว่าเทอม  $R$  (ความต้านทาน) ในสมการที่ (2.27) ถูกแทนที่ด้วย  $V_T / I_o$  ในสมการที่ (2.38) โดยที่  $V_T$  และ  $I_o$  คือ แรงดันอุณหภูมิ และ กระแสไบอัสที่ไดโอด ดังนั้น ไดโอดใน Log-domain ก็ประมาณได้กับตัวต้านทานในรูปแบบเชิงเส้น (Linear-domain) ข้อดีของไดโอด-ความต้านทาน นี้คือสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ นั่นก็หมายถึงค่าความต้านทานจะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ตอบสนอง สามารถควบคุมโดยกระแส  $I_o$

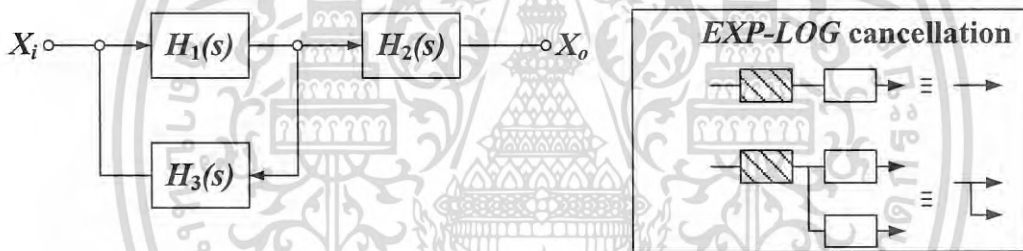
#### 2.4.2 การพัฒนาการและวิธีการ

เทคนิค Log-domain ยังคงไม่เป็นที่แพร่หลายนักจนกระทั่งในปี 1993 เมื่อ Frey [2] ได้เสนอวิธีการออกแบบตัวกรอง Log-domain ที่เป็นที่รู้จักกันในชื่อ Exponential-state-space synthesis ซึ่งเกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนตัวแปรในสมการปริภูมิเสตท (State-space) ด้วยฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล เนื่องจากการเชื่อมโยงกันมีลักษณะคล้ายกับลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล  $I-V$  ในทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ผลของสมการเอ็กโพเนนเชียลปริภูมิเสตท สามารถอธิบายสมการวงจรด้วยลักษณะทางกายภาพของกระแส และ แรงดัน ยกตัวอย่างเช่น ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ และ ตัวเก็บประจุที่ถูกใช้วิเคราะห์ในการแปลงรูปของสมการ state-space แบบเทอมต่อเทอม วิธีการของ Frey นี้เอง เขาประสบความสำเร็จในการนำเสนอการออกแบบตัวกรองไบควอดเรตติกแบบ Log-domain และ ตัวกรอง เชบีเชฟอันดับที่เจ็ด ซึ่งเป็นการต่อคาสเคสของไบควอดหลายๆ ตัว นอกจากนั้นผลต่างๆ ก็อ้างอิงจากการค้นคว้าในบทความอ้างอิงภายหลังที่ถูกตีพิมพ์ [10], [22-26] ต่อมา วงจรไบควอด Log-domain แบบความเร็วสูงที่สร้างโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN ได้ถูกพัฒนาขึ้นและนำเสนอในการสังเคราะห์ตัวกรองอย่างง่าย [27] และเสนอวิธีการต่างๆ Perry and Roberts ได้พัฒนาวิธีการที่เรียกว่า Log-domain signal-flow-graph (SFG) [28-29] เป็นวิธีการสังเคราะห์ตัวกรองที่รู้จักกันอย่างกว้างขวาง มีรูปแบบคล้ายกับวิธีการจำลองการทำงานของรูปแบบ LC ladder เดิม นำไปสู่การสังเคราะห์ตัวกรองอันดับสูงแบบแอคทีฟ RC, MOS-C หรือ ตัวกรองในรูปวงจรรวมชนิด  $g_m - C$  ต่างๆ ประกอบกันเป็นตัวกรอง ผลก็คือตัวกรอง Log-domain ยังรักษาคุณสมบัติความไวต่ำ และ สัญญาณรบกวนต่ำของรูปแบบ LC เดิมไว้ ซึ่งผลพลอยได้ที่สำคัญเมื่อมองอย่างลึกซึ้ง คือสร้างระบบที่เป็นเชิงเส้นจากอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรต่ำมากได้ ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบื้องต้นได้มีการพัฒนา ตัวกรองอันดับสูงๆ ตัวกรองแบบโพลทั้งหมด ตัวกรอง Log-domain แบบความถี่ต่ำผ่าน และ ยืนยันผ่านผลการทดลอง ภายหลังวิธีการนี้สามารถหาตัวกรองแบบความถี่ต้องการผ่านได้ [30] และเมื่อไม่นานมานี้ ฟังก์ชันการกรองแบบไม่มีกฎเกณฑ์ (arbitrary) เช่น ตัวกรอง อีลิปติกถูกนำเสนอ โดยใช้หลักการของ state-space formulation [31-32] ด้วยเช่นกัน

วิธีการสังเคราะห์ที่มักจะใช้วิธีที่แตกต่างกันมีสองวิธี วิธีแรกคือ วิธีการจำลองการทำงานของรูปแบบ LC ladder อีกวิธีคือวิธีการแปลง state-space ทั้งสองวิธีพยายามรักษาการทำงานภายในของ LC ladder ในการวิเคราะห์แบบ active ดังนั้นจึงยังคงไว้ซึ่งความไวต่อค่าและสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นสมบัติของ LC ต้นแบบ อีกทั้งยังลดความซับซ้อนในกระบวนการทางคณิตศาสตร์ในแบบไม่เป็นเชิงเส้นจะมีความซับซ้อนน้อยลง

#### 2.4.3 ข้อดีด้านศักยภาพของตัวกรอง Log-domain



รูปที่ 2.16 SFG ของระบบใดๆ ที่สร้างขึ้นในแบบ Log-domain

จากรูปที่ 2.16 จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตถูกบีบอัดโดยตัวดำเนินการ LOG แล้วต่อกับวงจร Log-domain (บล็อกสี่เหลี่ยม) และ สุดท้ายสัญญาณถูกขยายโดยตัวดำเนินการ EXP การจัดการลักษณะสัญญาณที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า Comanding ซึ่งเป็นเทคนิคที่รู้จักกันอยู่แล้วเพื่อใช้ปรับปรุงสัญญาณในระบบการส่งสัญญาณ ผลการขยายช่วงไดนามิกในเชิงคุณภาพถูกอธิบายดังนี้

พิจารณาระบบแอนะล็อกที่ใช้งานกับคุณสมบัติสัญญาณรบกวน และความผิดเพี้ยน สมมติสัญญาณไซน์เป็นอินพุตที่ป้อนเข้ามา โดยเมื่อมีแอมพลิจูดต่ำมากๆ วงจรไม่อาจแยกแยะสัญญาณจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ในการปรับปรุงค่า Signal-to-Noise Ratio ที่ค่าๆ หนึ่ง ในขอบเขตของแอมพลิจูดค่าต่ำที่สุดจะถูกสัญญาณรบกวนเข้ามากระทบ ในทางกลับกัน เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณค่อยๆ เพิ่มขึ้น จะสังเกตเห็นได้ว่าระดับของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกจะสูงขึ้นซึ่งเกิดขึ้นจากวงจรเอง ในทำนองเดียวกัน ถ้าให้สัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น อยู่ในขอบเขตแอมพลิจูดในขอบเขตด้านสูงตามที่กำหนด ความแตกต่างระหว่างขอบเขตสูงสุดกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

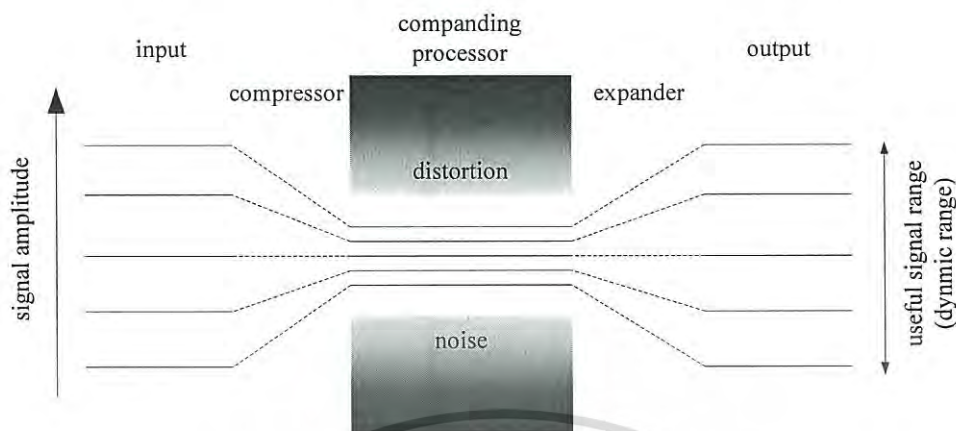
ขอบเขตต่ำสุดของสัญญาณคือช่วงสัญญาณปฏิบัติงาน หรือ ช่วงไดนามิก (Dynamic Range) ซึ่งแสดงเป็นรูปภาพได้ดังในรูปที่ 2.17(ก) วิธีที่อาจจะปรับปรุงช่วงความกว้างไดนามิก รวมทั้งสัญญาณรบกวนให้ต่ำที่สุด (บ่อยครั้งจะหมายถึงการทำให้ตัวเก็บประจุใหญ่ขึ้น) และ การเพิ่มแหล่งจ่ายแรงดัน ข้อเสียที่ตามมาก็คือการเพิ่มขนาดของพื้นที่ซิลิคอน และ กำลังงานที่สูญเสีย ที่ซึ่งไม่อาจจะยอมรับได้โดยสิ้นเชิงภายใต้ราคาที่สูง และ ประสิทธิภาพที่ต่ำ

การ Companding สัญญาณ เป็นวิธีแก้ไขอีกแนวทางหนึ่งสำหรับการปรับปรุงช่วงไดนามิก ความคิดพื้นฐานเกี่ยวกับกระบวนการบีบอัดสัญญาณก่อนที่พบกับสัญญาณรบกวน และ ความผิดเพี้ยนของกระบวนการที่มีโอกาสจะเกิดขึ้น ซึ่งแสดงไว้ในรูป 2.17(ข) สัญญาณอินพุตที่เข้ามาในตอนแรกจะถูกบีบ โดยสัญญาณที่มีแอมพลิจูดอ่อนลง จะถูกยกให้อยู่ในระดับที่สูงกว่าสัญญาณรบกวน ขณะที่สัญญาณที่มีแอมพลิจูดสูงจะหดตัวให้ต่ำกว่าระดับความเพี้ยน สุดท้ายของการประมวลสัญญาณ คือ การขยายสัญญาณให้กลับเป็นสัญญาณในช่วงไดนามิกเดิม โดยการลดทอนสัญญาณอ่อนนั้น และ ขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ ให้สัญญาณอยู่ห่างจากจากพื้นที่ที่เป็นปัญหาทั้งจุดที่อยู่ทีขอบระดับสูง และ ระดับต่ำ การประมวลผลสัญญาณ Companding อาทิเช่น ตัวกรอง Log-domain สามารถจัดการได้ที่ช่วงไดนามิกสูงกว่าระบบที่เป็นเชิงเส้น



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.17 การเปรียบเทียบของช่วงไดนามิกของ (ก) ระบบที่เป็นเชิงเส้น และ (ข) ระบบ companding

สำหรับเหตุผลที่คล้ายกัน ตัวกรอง Log-domain เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้ที่กำลังต่ำๆ แพล่งจ่ายแรงดันต่ำ เนื่องจากสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณที่ถูกบีบอัด นอกจากนี้ เทคโนโลยีที่ใช้แตกต่างจากตัวกรองทั่วไป ซึ่งอินทิเกรเตอร์แต่ละตัวไม่จำเป็นต้องเป็นเชิงเส้น ลักษณะเฉพาะของเอ็กโพเนนเชียลของอุปกรณ์ไบโพลาร์ถูกนำมาใช้โดยตรง ส่งผลให้เกิดวงจรอินทิเกรเตอร์มีความง่าย ดังนั้นเมื่อมองถึงการใช้อำลังงานเทียบกับในส่วนของอุปกรณ์ที่มีความเป็นเชิงเส้น (วงจรรทรานส์คอนดักแทนซ์ในตัวกรอง  $g_m-C$ ) จะดีกว่ามากทีเดียว

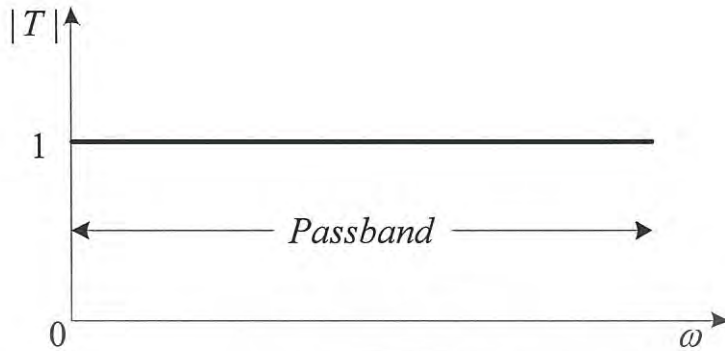
เนื่องจากการ Companding ซึ่งแรงดันภายในตัวกรอง Log-domain มีการแกว่งเพียงเล็กน้อย ระดับความต้านทานภายในที่สัญญาณเดินทางปกติจะมีค่าต่ำ การเก็บประจุ และ คายประจุของตัวเก็บประจุจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว ลักษณะพิเศษนี้เองจะทำให้ตัวกรอง Log-domain เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่สูงได้ดี ซึ่งผลที่ได้จากการทดลองต่างๆ ก็สนับสนุนข้อพิสูจนนี้

## 2.5 ทฤษฎีวงจรกรองผ่านทุกความถี่และสมการการส่งผ่าน

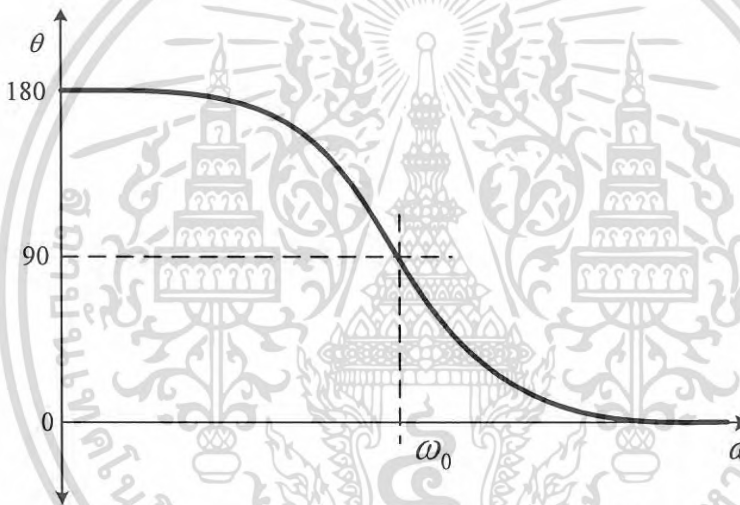
### 2.5.1 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All pass filter) เป็นวงจรกรองที่สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านวงจรไปได้ โดยผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับความถี่ รูปการตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งในทางอุดมคตินั้นถูกแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 และรูปการตอบสนองเชิงเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ ถูกแสดงได้ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 การตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ



รูปที่ 2.19 การตอบสนองเชิงเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในทางอุดมคติ

และแสดงสมการการส่งผ่าน (transfer function) ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่ง

$$T_{AP} = \frac{1 - Ts}{1 + Ts} \quad \text{โดยที่ } \omega_0 = \frac{1}{T} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 ทฤษฎีการให้กำเนิดสัญญาณและวงจรควอเตรเจอร์

อุปกรณ์ให้กำเนิดสัญญาณหรือออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นที่มีลักษณะซ้ำๆกัน โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณป้อนกลับให้กับวงจรที่จุดสัญญาณเข้า เพียงแต่ป้อนแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจรเท่านั้น ซึ่งแรงดันที่ปรากฏขึ้นที่จุดสัญญาณออกที่ได้อาจจะไม่เป็นสัญญาณไซน์ (Non-sinusoidal) หรือเป็นสัญญาณไซน์ก็ได้ วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในทางวิศวกรรมด้านต่างๆ ในระบบการสื่อสารโทรคมนาคมวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถถูกใช้ป้อนวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier Signal) เพื่อใช้ในการมอดูเลต (Modulation) สัญญาณหรือเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference Clock Signal) ให้แก่ระบบ เป็นต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่รู้จักมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคริสตัล (Crystal Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส (Phase Shift Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ (Wien-Bridge Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิทซ์ (Colpitts Oscillator) หรือ วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (Hartley Oscillator) เป็นต้น รูปแบบของสัญญาณที่สร้างขึ้นจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่างๆมีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน เช่น สัญญาณไซน์ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม สัญญาณพัลส์สามเหลี่ยม และสัญญาณฟันเลื่อย ฯลฯ อย่างไรก็ตามในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการเกี่ยวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยเฉพาะวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณแบบควอเตรเจอร์ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

### 2.6.1 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์

องค์ประกอบหลักที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ สามารถแบ่งออกได้เป็นดังนี้

1. ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy Source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ แบตเตอรี่ โดยในที่นี้จะมุ่งเน้นถึงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีศักย์คงที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ต่างๆในวงจรเป็นสำคัญ

2. วงจรกำหนดความถี่ (Frequency-Determining Circuit) ในการกำเนิดสัญญาณนั้น วงจรกำหนดความถี่นี้จะป้อนวงจรที่สามารถเลือกใช้ความถี่ในการออสซิลเลตสัญญาณ เช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน เป็นต้น

3. วงจรขยาย (Amplifier Circuit) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งอาจเป็นทรานซิสเตอร์แบบเฟต (FET Transistor) หรือวงจรขยายรูปแบบต่างๆที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดก็ได้ ซึ่งวงจรขยายจะทำหน้าที่ดำรงการกำเนิดของสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปภายในวงจรของวงจรออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิมโดยอัตโนมัติ

4. วงจรป้อนกลับแบบบวก (Amplifier Circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรออสซิลเลเตอร์กลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ทางด้านขาเข้านั้นจะต้องมีการจัดเฟส (Phase) ตรงกันกับเฟสของสัญญาณทางด้านขาเข้าทั้งนี้ก็เพื่อทำให้เกิดการเสริมสัญญาณกันเพื่อที่จะทำให้สัญญาณดำรงตัวอยู่ได้

การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 สภาวะ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1. สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจร (First Turn-On)

สภาวะเริ่มต้นการทำงานของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร ซึ่งการจ่ายกำลังงานจากแหล่งพลังงานภายนอกให้แก่วงจรอย่างทันทีทันใดนั้น จะทำให้เกิดสภาวะเปลี่ยนย้าย (Transition) ขึ้นทำให้มีสเปกตรัมของสัญญาณเกิดการกระจายขึ้นอย่างมากมาย อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะมีวงจรกำหนดความถี่อยู่ภายใน ดังนั้นจึงมีความถี่เพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่ถูกเลือกให้ป้อนกลับในกระบวนการป้อนกลับ ทำให้เกิดการพิคัดเป็นความถี่ของสัญญาณที่ปรากฏเป็นสัญญาณขาออกของวงจร

### 2. สภาวะการสร้างสัญญาณ (Signal Build Up)

เมื่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นถูกกำหนดความถี่โดยวงจรกำหนดความถี่แล้ว สัญญาณทางด้านขาออกจะถูกนำกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกจัดโดยวงจรให้มีเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมสัญญาณให้มีกำลังมากยิ่งขึ้น

### 3. สภาวะรักษารูปร่างสัญญาณ (Sustained Oscillation)

ในการรักษารูปร่างสัญญาณให้คงอยู่นั้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คฮูเซน (Barkhausen's Criteria) คือ ผลคูณค่าเกนของวงจรขยายและวงจรป้อนกลับจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติค่าเกนรวมของระบบจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อยในสถานะเริ่มแรก ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนสัญญาณที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในวงจรและจะใช้ลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่เกิดขึ้น เมื่อสัญญาณมีค่ามากมาเป็นตัวรักษารูปเกนให้เท่ากับหนึ่ง เพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดสัญญาณที่ได้ออกมา

#### 2.6.2 หน้าที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์

1. สร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ออสซิลโลสโคป ฯลฯ
2. ให้จังหวะและช่วงเวลาที่ถูกต้องแน่นอนแก่วงจรอิเล็กทรอนิกส์
3. ให้สัญญาณความถี่ในย่านต่างๆ เพื่อใช้ในการทำงานของวงจรโดยรวม

#### 2.6.3 ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์

ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องประกอบไปด้วยองค์ประกอบต่างๆดังนี้

1. มีความเพี้ยนของรูปคลื่นต่ำ (Low Distortion) ลักษณะความเพี้ยนมีด้วยกันหลายลักษณะ เช่น ถ้าเป็นคลื่นรูปไซน์จะเรียกว่า ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) สาเหตุอาจเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอัตรขยาย (Non-Linear) รวมตัวค่าตัวเก็บประจุ หรือค่าผิดพลาดต่างๆก็ล้วนแต่มีผลทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยน

2. ความมีเสถียรภาพทางความถี่ (Frequency Stability) ซึ่งการใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ร่วมกับวงจรอื่นๆจำเป็นต้องมีค่าความถี่ของสัญญาณคงที่ องค์ประกอบที่มีผลต่อทำให้ความถี่ของสัญญาณมีความคลาดเคลื่อน เช่น การเปลี่ยนแปลงแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ โหลดของวงจรมีการเปลี่ยนแปลง และคุณภาพของค่าตัวอุปกรณ์ เช่น R, L และ C เองก็มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่

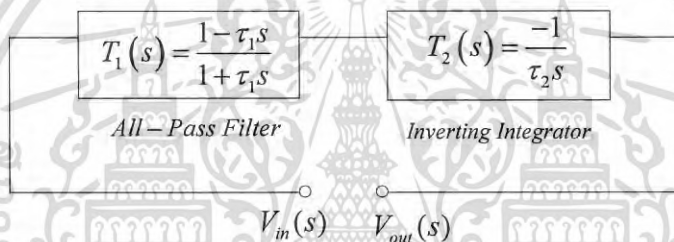
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ความมีเสถียรภาพทางขนาดของสัญญาณ (Amplitude Stability) คือขนาดของสัญญาณจะต้องคงที่ โดยการออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายให้คงที่

### 2.6.4 วงจรควอดเรเตอร์ออสซิลเลเตอร์

วงจรรออสซิลเลเตอร์หรือวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญด้านการวัดระบบเครื่องมือวัด การประมวลผลสัญญาณ ตลอดจนระบบอิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสาร โดยเฉพาะวงจรรควอดเรเตอร์ออสซิลเลเตอร์ (Quadrature Oscillator) คือวงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเตอร์ที่มีเฟสต่างกัน 90° (ตั้งฉากกัน)

หลักการการทำงานของวงจรรควอดเรเตอร์ออสซิลเลเตอร์ประกอบไปด้วย วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ นำเสนอ อีกวงจรหนึ่งเป็นวงจรรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ซึ่งมีการแสดงแผนผังการทำงานได้ในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แผนผังการทำงานวงจรถูกกำเนิดสัญญาณควอดเรเตอร์

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = T_1(s)T_2(s) = \frac{s\tau_1 - 1}{s^2\tau_1\tau_2 + s\tau_2} \tag{2.40}$$

ในการทำงานเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ต้องกำหนดให้อัตราขยายวนรอบ ( Loop Gain ) เท่ากับหนึ่ง ตามกฎของบาร์คเฮาเซน (Barkhuasen’s Criteria)

$$s^2\tau_1\tau_2 + s(\tau_2 - \tau_1) + 1 = 0 \tag{2.41}$$

เงื่อนไขการออสซิลเลตคือ  $\tau_2 = \tau_1$

ดังนั้นความถี่ของการออสซิลเลตคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega^2 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \quad (2.42)$$

หรือ จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \quad (2.43)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# หลักการที่เคยนำเสนอในอดีต

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง หลักการของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในแบบต่างๆที่มีการนำเสนอในอดีต ซึ่งประกอบด้วย บทนำ เนื้อหาวงจรประเภทแอกทีฟต่างๆที่มีการออกแบบสร้างขึ้นเพื่อประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถอดสัญญาณในหลากหลายประเภทที่มีการนำเสนอในวารสารต่างๆ และบทสรุป

### 3.1 บทนำ

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวางในการออกแบบสร้างวงจรถอดสัญญาณรูปไซน์ประเภทต่างๆ ระบบสื่อสาร การประมวลผลสัญญาณ ระบบควบคุมกำลัง โดยเฉพาะวงจรที่ทำงานในรูปแบบสัญญาณกระแสสลับ มีข้อดี คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีค่าพิสัยพลวัตกว้าง วงจรมีความง่ายและใช้กำลังงานต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ทำงานในรูปแบบสัญญาณแรงดัน

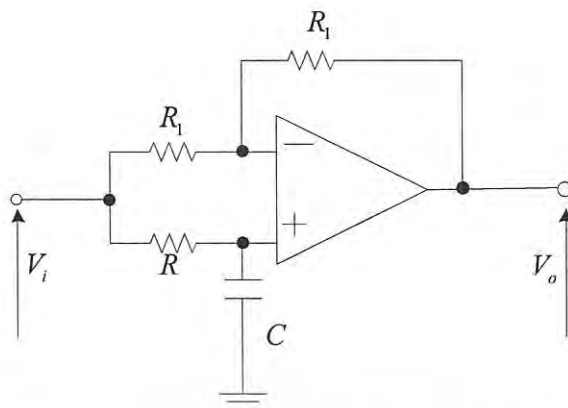
ในอดีตได้มีการนำเสนอโครงสร้างของวงจรกรองผ่านทุกความถี่หลายวงจรด้วยกันเช่น โดยการใช้วงจร OPAMP [21] ซึ่งมีแบนด์วิดท์ต่ำและเป็นวงจรรูปแบบแรงดัน วงจรกรองผ่านทุกความถี่รูปแบบกระแส โดยใช้ CDTA [34] ตลอดจนการออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่จากวงจรถายความนำถ่ายโอน OTA [35] โดยในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการของบางวงจรที่นำเสนอไว้ในวารสารในอดีต รวมไปถึงการประยุกต์ใช้งานวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปแบบต่างๆที่เกี่ยวข้องดังต่อไปนี้

### 3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้อุปกรณ์ประเภท OPAMP

ในปี 1999 S.J.G. Gift [21] ได้เสนอการประยุกต์ใช้งานวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการออกแบบวงจรถอดสัญญาณรูปไซน์ชนิดหลายเฟสด้วยอุปกรณ์ประเภท OPAMP ภายในวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภท OPAMP รุ่น LF 351 จำนวน 4 ตัว อุปกรณ์ต้านทาน  $R, R_1$  และ  $R_2$  เท่ากัน ที่  $10\text{ k}\Omega$  จ่ายไฟเลี้ยงที่  $\pm 12\text{V}$  มีผลการทดลองที่ยืนยันถึงค่าความผิดเพี้ยน (Harmonic distortion) ของกระแสที่ต่ำ และค่าความผิดพลาดทางความถี่ต่ำ มีความสอดคล้องกับจำนวนของค่าความดันป้อนกลับแบบลบซึ่งเป็นคุณสมบัติปกติวิสัยของวงจรที่มีการออกแบบใช้งานอุปกรณ์ประเภท OPAMP Operational Amplifier แบบเชิงเส้น

วงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรถอดสัญญาณรูปไซน์ชนิดหลายเฟสที่ถูกสร้างจาก อุปกรณ์ OPAMP มีรูปแบบทั่วไปของวงจรโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่ง ถูกแสดงดังรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 วงจรโครงข่ายกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งโดยใช้ OPAMP

สมการการส่งผ่าน (transfer function) ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งของวงจร

OP-Amp ดังรูปที่ 3.1 มีรูปแบบดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1-Ts}{1+Ts} \quad \text{โดยที่ } T = CR \quad (3.1)$$

โดยจากเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณจะต้องเป็นไปตามกฎของ Barkhausen's คือ

$$H(j\omega_o) = \left( \frac{1-Ts}{1+Ts} \right)^n = 1 \quad (3.2)$$

ดังนั้นความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ  $f_0$  คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tan\left(\frac{\pi}{n}\right) \quad (3.3)$$

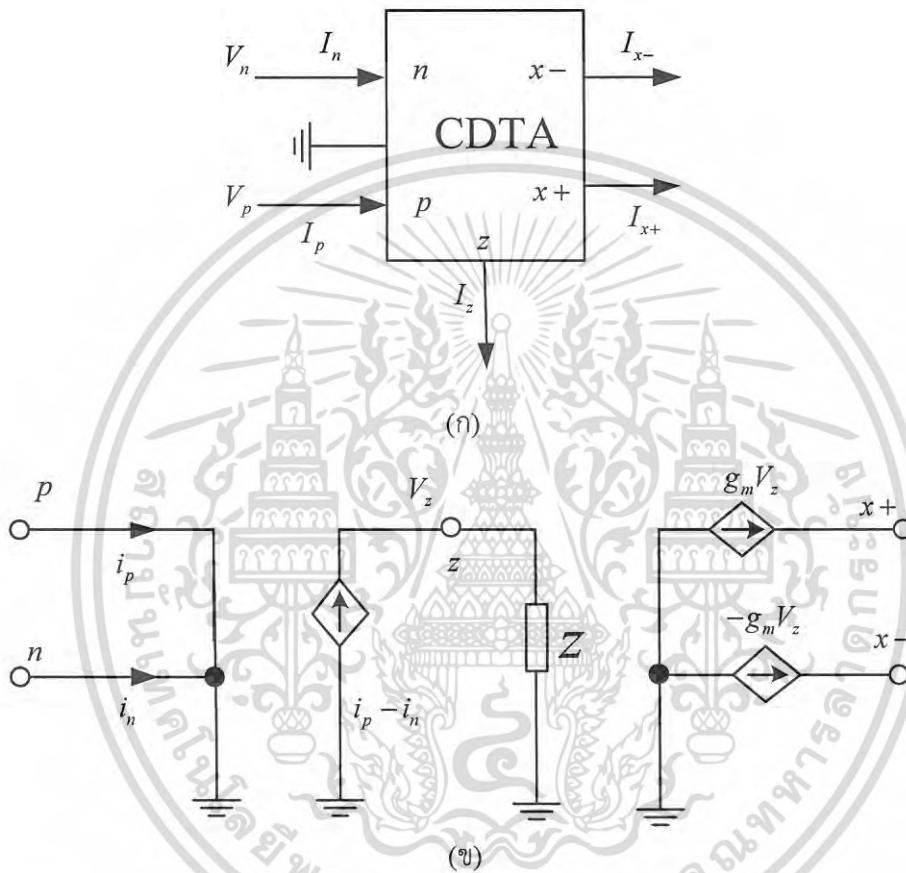
และมีเฟสที่ เปลี่ยนไป  $\phi$  ถูกสร้างขึ้นในแต่ละช่วงเวลาโดยมีเงื่อนไขภายใต้

$$\phi = \frac{-2\pi}{n} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ CDTA

ในปี 2006 A. U. Keskin [34] ได้เสนอวงจรกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์รูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA ที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรกรองผ่านทุกความถี่สองวงจรต่อкасาดกัน ซึ่งมีค่าเอาต์พุตที่มีแอมพลิจูดสูง และเนื่องจากวงจรไม่มีการต่อตัวเก็บประจุแบบลอยตัว ทำให้เหมาะแก่การนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนั้นความถี่ในการออสซิลเลตสามารถควบคุมได้โดยการปรับแรงดัน



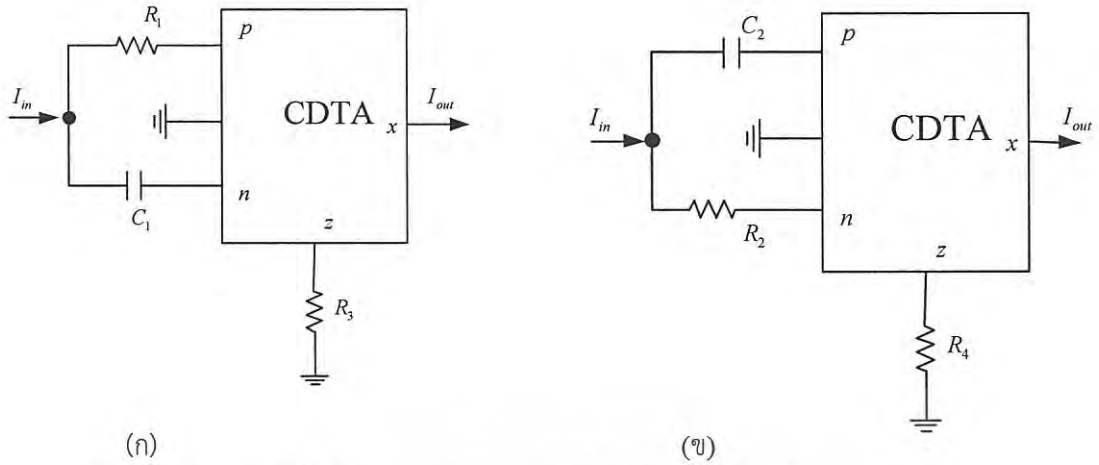
รูปที่ 3.2 (ก) สัญลักษณ์วงจร CDTA (ข) วงจรสมมูล ที่พอร์ต Z ต่อตัวต้านทานภายนอก

จากรูป 3.2 แสดงสัญลักษณ์วงจร CDTA โดยที่ขั้วอินพุต p และ n มีค่าความต้านทานกระแสอินพุตต่ำ โดยกระแสที่พอร์ต z ได้มาจากผลต่างของกระแสอินพุต กระแสเอาต์พุตทั้ง 2 พอร์ตมีขนาดเท่ากัน แต่ไหลสวนทางกัน โดยขนาดได้มาจากผลคูณของ  $g_m$  กับแรงดันที่พอร์ต z เพราะฉะนั้นอุปกรณ์แอกทีฟนี้จึงมีคุณสมบัติดังสมการ

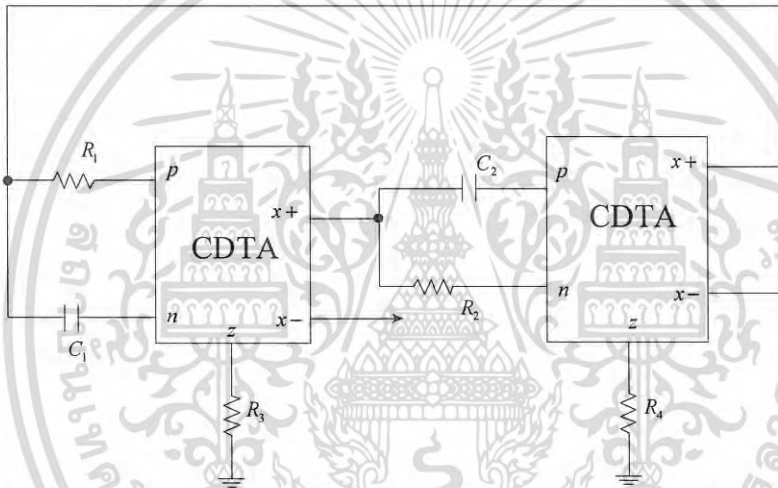
$$V_p = V_n = 0, I_z - I_n, I_{x+} = g_m V_z, I_{x-} = -g_m V_z \quad (3.5)$$

โดยที่  $V_z = I_z Z_z$  และ  $Z_z$  คือความต้านทานภายนอกที่ต่อที่ขั้ว z ของวงจร CDTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปแบบกระแส



รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศาในรูปแบบกระแสโดยใช้ CDTA

จากรูปที่ 3.4 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ โดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปแบบที่ 3.3 (ก) และ 3.3 (ข) ต่อкасесกันเป็นลูป จากรูปที่ 3.3 (ก) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ได้เป็น

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = -g_m R_3 \frac{s - \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (3.6)$$

ค่าเฟสของวงจรได้เป็น

$$\phi(\omega) = -2 \arctan(\omega R_1 C_1) \quad (3.7)$$

จากรูปที่ 3.3 (ข) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เหมือนกับสมการที่ (3.6) ต่างกันที่สัญลักษณ์ ค่าเฟสของรูปที่ 3.3 (ข) มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi(\omega) = 180^\circ - 2 \arctan(\omega R_2 C_2) \quad (3.8)$$

สมมติให้  $R = R_1 = R_2$  และ  $C = C_1 = C_2$  ในรูปที่ 3.5 จะได้ความถี่ในออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{osc} = -\frac{1}{RC} \quad (3.9)$$

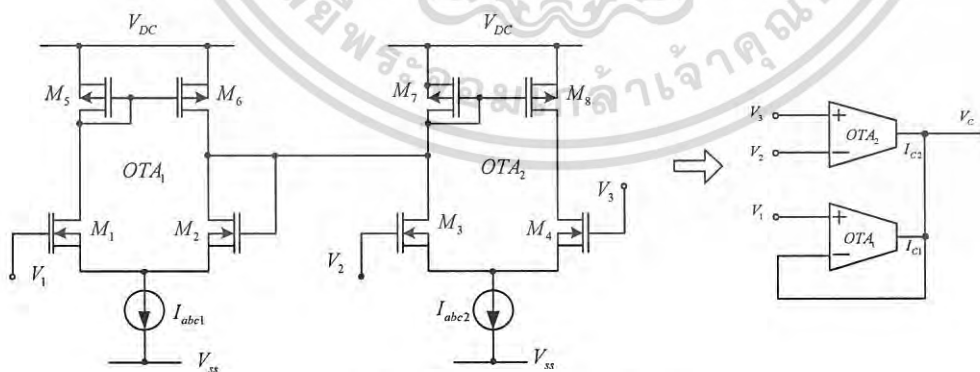
ดังนั้น การเปลี่ยนแปลงค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ และ  $R_3$  และ  $R_4$  ใน CDTA จะไม่มีผลต่อความถี่ในออสซิลเลตของวงจรที่นำเสนอ อย่างไรก็ตาม เงื่อนไขของการออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ

$$g_{m1} g_{m2} R_3 R_4 = 1 \quad (3.10)$$

โดยที่  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของ CDTA 1 และ 2 เงื่อนไขของการออสซิลเลตสามารถปรับได้โดยไม่มีผลกระทบต่อความถี่ในการออสซิลเลต

### 3.4 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย

ในปี 2008 กานต์ กาญจนรัตน์และคณะ [35] ได้นำเสนอ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่ายแบบสามวงจร และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์หนึ่งตัว วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงภายในวงจรมีการใช้อุปกรณ์เพียงตัวเดียวสำหรับปรับค่าความถี่เชิงมุมและค่าความถี่เชิงมุมสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับค่ากระแสไบอัสของวงจร OTA วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์และไม่ใช้ตัวต้านทาน



รูปที่ 3.5 วงจรบวกและลบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.5 แสดงถึงวงจรบวกและลบสัญญาณ วงจรนี้อาจเรียกว่า วงจรพูล ถ้าสมมติว่า NMOS ในรูปที่ 3.5 ถูกกำหนดให้ทำงานในช่วงอิมิตัวและกำหนดให้  $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$  ( $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ ) ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าแรงดันเทรชโฮลของ  $M_1$  ถึง  $M_4$  เท่ากับ  $K$  และ  $V_{TH}$  กระแส  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  ของวงจรบวกและลบสัญญาณในรูปที่ 3.5 สามารถเขียนสมการได้คือ

$$I_{o1} = K(V_1 - V_0) \sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_1 - V_0)^2} \quad (3.11)$$

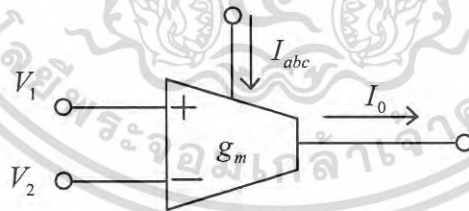
$$I_{o2} = K(V_3 - V_2) \sqrt{\frac{2I_{abc}}{K} - (V_3 - V_2)^2} \quad (3.12)$$

ถ้ากำหนดให้  $R_L \gg (1/g_m)$  แรงดันเอาต์พุตจะสามารถเขียนได้คือ

$$V_o = V_1 - V_2 + V_3 \quad (3.13)$$

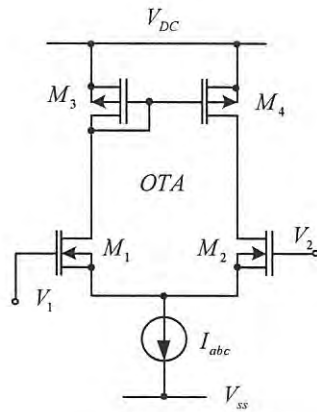
โดยที่  $R_L$  คือโหลดที่จะนำมาต่อที่ขั้ว  $V_o$

วงจรพูล หมายถึงวงจรที่มีปริมาณกระแสไหลเข้าเท่ากับกระแสไหลออกที่ตำแหน่งเอาต์พุต  $V_o$  ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.5 จะสามารถเรียกได้ว่าเป็นวงจรบวกและลบสัญญาณซึ่งกำหนดได้ดังสมการที่ 3.13 โดยใช้วงจร OTA อย่างง่ายในรูปที่ 3.6 และนำเอาวงจรบวกและวงจรถลบสัญญาณในรูปที่ 3.5 มาต่อกันเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.6 สัญลักษณ์ของวงจร OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจร OTA อย่างง่ายสร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

ค่าทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรสามารถกำหนดได้คือ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m - sC}{g_m + sC} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) ค่าความถี่เชิงมุม มีค่าเท่ากับ

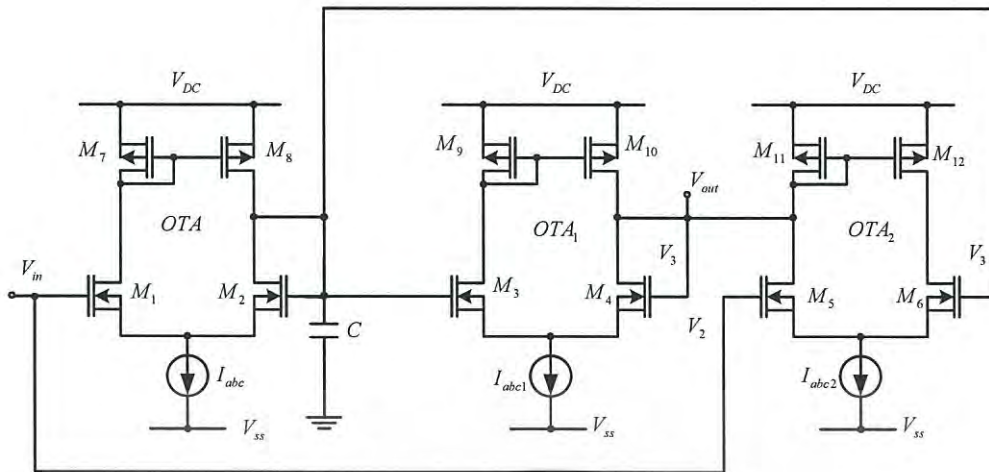
$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \quad (3.15)$$

และเฟสของสมการที่ (3.15) กำหนดได้คือ

$$\phi = -\tan^{-1}(\omega C / g_m) \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.15) ค่าความถี่เชิงมุมสามารถเปลี่ยนค่าได้โดยการปรับค่า  $g_m$  ผ่านกระแสไบอัส  $I_{abc}$  ดังนั้นจึงเรียกว่าวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์และสมการที่ (3.16) สามารถแสดงได้ว่าวงจรสามารถเลื่อนเฟสจาก  $-\pi$  ถึง 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรกรองผ่านทุกความถี่สมบูรณที่มีค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ตามสมการที่ 6 โดยจากรูป จะเห็นได้ว่าวงจรที่ตัวนำเสนอใช้ทรานซิสเตอร์ 12 ตัว แหล่งจ่ายกระแส 3 แหล่งจ่าย และ ตัวเก็บประจุแบบ ต่อลงกราวด์ 1 ตัวเท่านั้น และวงจรมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก

คุณสมบัติ/งานวิจัย	OPAMP[21]	CDTA[34]	OTA[35]	วงจรถูกนำเสนอ
จำนวนทรานซิสเตอร์	25	24	13	10
ความถี่ในการใช้งาน	< 30kHz	< 1MHz	< 500kHz	1kHz-100MHz
การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
อุปกรณ์พาสซีฟแบบลอยตัว	2	2	1	1
จำนวนอุปกรณ์ต้านทาน	12	1	0	0
สามารถปรับค่าอัตราขยาย	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ได้
แรงดันไฟเลี้ยง	±12V	±2.5V	3V	+2.5V

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของงานวิจัยที่ถูกนำเสนอในอดีตเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ถูกนำเสนอ

จากหลักการที่นำเสนอในอดีตที่ผ่านมาสำหรับการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้อุปกรณ์ ประเภท OPAMP [21] และ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย [35] ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่อยู่ในรูปแบบแรงดันพบว่ามีความเสี่ยงหลายประการ อาทิ เช่น มีช่วงแบนด์วิดธ์แคบ ใช้แรงดันไฟเลี้ยงสูง โดยเฉพาะในวงจรที่ถูกสร้างโดย OTA [35] นั้น ในการใช้งานจริงจำเป็นต้องนำวงจรบัฟเฟอร์มาต่อทางเอาต์พุตก่อนที่จะนำมาต่อใช้งาน สำหรับการออกแบบสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ CDTA [34] จะพบว่าการออกแบบวงจรจะใช้จำนวนทรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมาก ทั้งยังปรับค่าความถี่ได้แคบ ไม่เหมาะนำไปสร้างวงจรรวม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

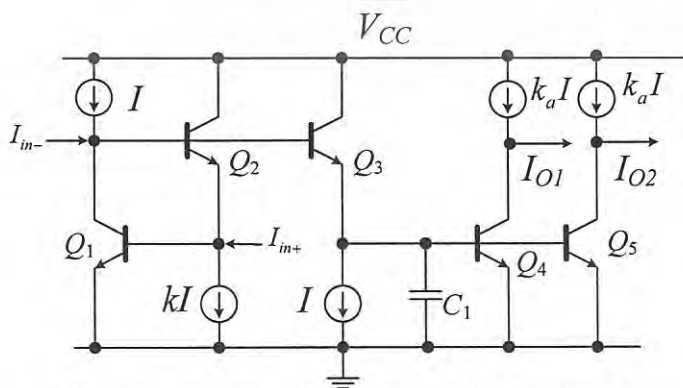
# การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนและการประยุกต์สร้างวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอเตรเจอร์

### 4.1 บทนำ

นำเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการล็อกโดเมน โดยวงจรนี้ถูกสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบล็อกโดเมนเพื่อนำไปสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Low-pass Filter ) และถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสโดยใช้คุณสมบัติในการสร้างอัตราขยายที่มากขึ้นและกลับเฟสโดยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส (Inverting Integrator ) โดยมีการใช้งานทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิด NPN จำนวน สิบตัว และอุปกรณ์เก็บประจุแบบต่อกราวด์หนึ่งตัว ซึ่งใช้พลังงานต่ำ มีผลตอบสนองที่รวดเร็ว และมีความเหมาะสมในการทำงานบนความถี่สูงที่ยังนำเสนอการประยุกต์สร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอเตรเจอร์หรือวงจรที่ให้สัญญาณทางเอาท์พุทสองสัญญาณที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้งานในระบบโทรคมนาคมและระบบการวัด เช่น เป็นตัวผสมสัญญาณแบบควอเตรเจอร์ และเป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบซิงเกิลไซด์แบนด์ในระบบโทรคมนาคม หรือเป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบเวกเตอร์ (Vector Generator) ในระบบเครื่องมือวัด โดยเนื้อหาในบทนี้จะ กล่าวถึงลักษณะวงจรที่นำเสนอ การวิเคราะห์คุณสมบัติ การจำลองการทำงาน และบทสรุป เพื่อนำข้อมูลดังกล่าวไปใช้สำหรับการจำลองผลการทำงานของวงจรต่อไป

### 4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบล็อกโดเมน

รูปที่ 4.1 แสดงถึงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านล็อกโดเมนอันดับที่หนึ่งรูปแบบกระแส เมื่อสมมุติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวเป็นอุดมคติทางเอ็กโปเนนเชียล และ ใช้หลักการของทรานสลิเนียร์



รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 1 แบบล็อกโดเมน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์กระแสสำหรับ  $Q_1-Q_4$  เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{in}I_2 = I_{C3}I_O \quad (4.1)$$

กระแสที่ขาคอลเลคเตอร์ของ  $Q_3$  สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{C3} = I_3 + C_1 \dot{V}_{C1} \quad (4.2)$$

แรงดันอนุพันธ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  คือ

$$\dot{V}_{C1} = \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{V_T}{I_O} \frac{dI_O}{dt} = \frac{I_O V_T}{I_O} \dot{I}_O \quad (4.3)$$

กระแสเอาต์พุตอนุพันธ์ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ BJT มีค่าเท่ากับ

$$\dot{I}_O = \frac{dI_O}{dt} = \frac{I_S}{V_T} \exp\left(\frac{V_{C1}}{V_T}\right) \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_O}{V_T} \dot{V}_{C1} \quad (4.4)$$

แทนสมการ (4.2)-(4.4) ในสมการที่ (4.1) ได้เป็น

$$I_{in}I_2 = \left( I_3 + \frac{C_1 I_O V_T}{I_O} \dot{I}_O \right) I_O \quad (4.5)$$

สมมติให้กระแส  $I_2 = I - I_{m+}$ ,  $I_1 = I_3 = I$  และ  $I_4 = I - I_O$ ; ดังนั้นจากสมการที่ (4.5) จะได้

$$kI_m = I_O + \frac{C_1 I_O V_T}{I} \dot{I}_O \quad (4.6)$$

แปลงสมการที่ (4.6) ทั้งสองข้างให้อยู่ในรูปแบบของลาปลาซ (Laplace) และจัดรูปแบบใหม่ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 4.1 คือ

$$H_+(s) = \frac{I_o(s)}{I_m(s)} = \frac{(I_1/I)}{s(C_1 V_T/I) + 1} \quad (4.7)$$

ในการทำงานเดียวกัน ถ้ากำหนดให้กระแสมีค่า  $I_1 = I + I_{m-}$ ,  $I_2 = I_3 = I$  และ  $I_4 = I - I_O$  ดังนั้นจากสมการที่ (4.5) ในรูปแบบลาปลาซ (Laplace) จะกลายเป็น

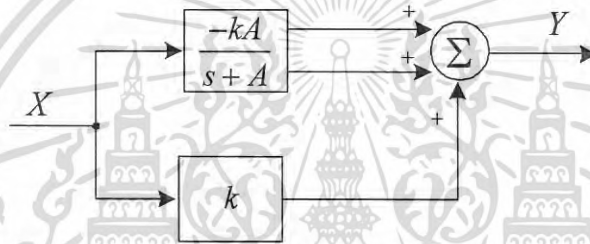
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_-(s) = \frac{I_o(s)}{I_{in-}(s)} = \frac{-(I_2/I)}{s(C_1V_T/I)+1} \quad (4.8)$$

### 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 4.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ถูกสร้างโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสสามารถสร้างขึ้นได้จากการนำเอาที่พุดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายสัญญาณ  $-2k$  กับ วงจรขยายสัญญาณ  $k$  มารวมกัน โดยใช้คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟสในการออกแบบอัตราขยายตามลักษณะดังกล่าว ซึ่งได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส สามารถถูกเขียนใหม่ได้ดังนี้

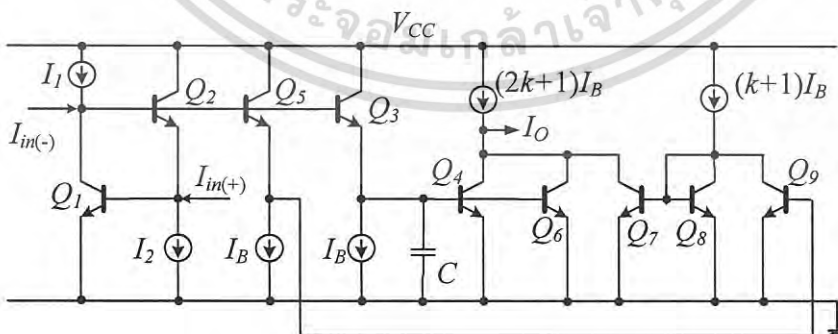
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left( \frac{s-A}{s+A} \right) \quad (4.9)$$



รูปที่ 4.2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่สร้างโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในการทำงานเดียวกัน ถ้าต้องการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสก็สามารถทำได้ โดยปรับเครื่องหมายของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.2 เป็นตรงกันข้าม ซึ่งก็สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left( \frac{A-s}{s+A} \right) \quad (4.10)$$



รูปที่ 4.3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบบล็อกโดเมน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวิธีการที่แสดงด้านบน ฟังก์ชันการถ่ายโอนทั้งกลับเฟสและไม่กลับเฟสสามารถแสดงรูปวงจรถึงสองได้ดังรูปที่ 3 และสามารถแสดงถึงอัตราขยายของกระแสของทั้งสองวงจรถึงสองได้ดังนี้

$$\frac{I_o}{I_{in(-)}} = k_1 \left( \frac{s - I_B / CV_T}{s + I_B / CV_T} \right) \Bigg|_{I_{in(+)}=0} \quad (4.11)$$

$$\frac{I_o}{I_{in(+)}} = k_2 \left( \frac{I_B / CV_T - s}{s + I_B / CV_T} \right) \Bigg|_{I_{in(-)}=0} \quad (4.12)$$

โดยที่อัตราขยาย  $k_1 = I_2 / I_B$ ,  $I_1 = I_B$  และ  $k_2 = I_1 / I_B$ ,  $I_2 = I_B$  สำหรับวงจรถึงผ่านทุกความถี่ทั้งไม่กลับเฟส และ กลับเฟสตามลำดับจากสมการที่ (4.11) และ (4.12) ค่าความถี่ตอบสนอง และ อัตราขยายสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยการไบอัสที่กระแสที่เกี่ยวข้อง

#### 4.4 การประยุกต์ใช้ในวงจรถึงกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอเดรเจอร์

อ้างอิงตามหลักของการกำเนิดสัญญาณของ Barkhausen's กล่าวไว้คือ “ในการพิจารณาเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของระบบป้อนกลับแบบบวกนั้น พิจารณาโดยระบบไม่มีสัญญาณอินพุตแต่มีสัญญาณเอาต์พุตสามารถอธิบายได้ว่าระบบเกิดการกำเนิดสัญญาณได้ต้องมีอัตราขยายลูปปิด (Loop Gain : LG) เท่ากับ  $kH(s) = LG = 1$  “ ซึ่งเงื่อนไขนี้สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$1 - LG = 1 - kH(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{b_0 s^2 + b_1 s + b_2} \quad (4.13)$$

เมื่อ  $N(s)$  และ  $D(s)$  หมายถึง เศษและส่วนของสมการตามลำดับ ค่าเศษ  $N(s)$  เขียนในเทอมของฟังก์ชันเชิงซ้อนโดยใช้  $s = j\omega$

$$N(s) = 0 = -a_0 \omega^2 + j\omega a_1 + a_2 \quad (4.14)$$

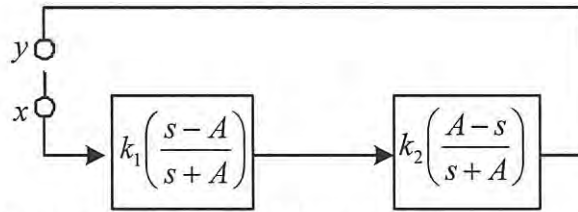
เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งกำหนดให้

$$a_1 = 0 \quad (4.15)$$

ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมวงจรถ้าเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์

โครงสร้างโดยทั่วไปของวงจรถ้าเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอเดรเจอร์แสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งประกอบด้วยวงจรถองผ่านทุกความถี่ทั้งไม่กลับเฟสและกลับเฟส ค่ากระแสเอาท์พุท ที่ได้จะป้อนกลับไปยังอินพุท อัตราขยายวนกลับ จะถูกกำหนดได้ใหม่เป็น

$$1 = LG = \frac{k_1 k_2 (-s^2 + 2sA - A^2)}{s^2 + 2sA + A^2} \quad (4.17)$$

จากเงื่อนไขของ Barkhausen's ในสมการที่ (4.15) จะเขียนใหม่เป็น

$$0 = s^2(1 + k_1 k_2) + sA(1 - k_1 k_2) + A^2(1 + k_1 k_2) \quad (4.18)$$

ถ้าเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณถูกกำหนดไว้ ( $k_1 = k_2 = 1$ ) จะพบว่าค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเป็นดังนี้

$$\omega^2 = A^2 \quad (4.19)$$

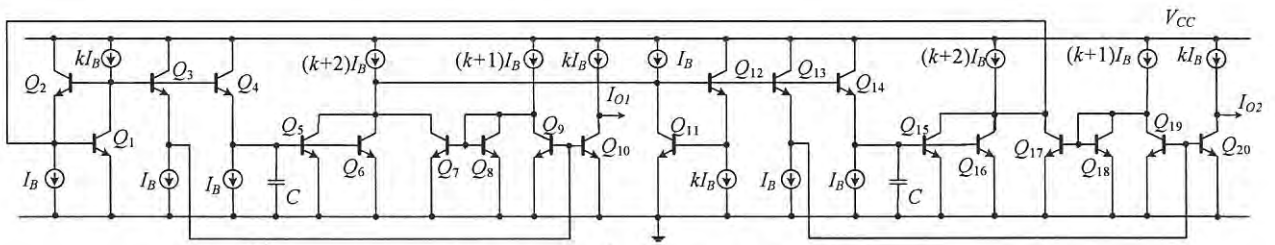
จากหลักการดังกล่าว สามารถนำมาประยุกต์สร้างวงจรถ้าเนิดสัญญาณแบบควอเดรเจอร์ได้ดังรูปที่ 4.5 โดยมีการพัฒนามาจากวงจรถองผ่านทุกความถี่ในหัวข้อ 4.3 (พิจารณารูปที่ 4.3) ค่าความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$\omega = \frac{I_B}{CV_T} \quad (4.20)$$

โดยที่เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ

$$k_1 = k_2 = 1 \quad (4.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์รูปแบบกระแสแบบลือกโดเมน

#### 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

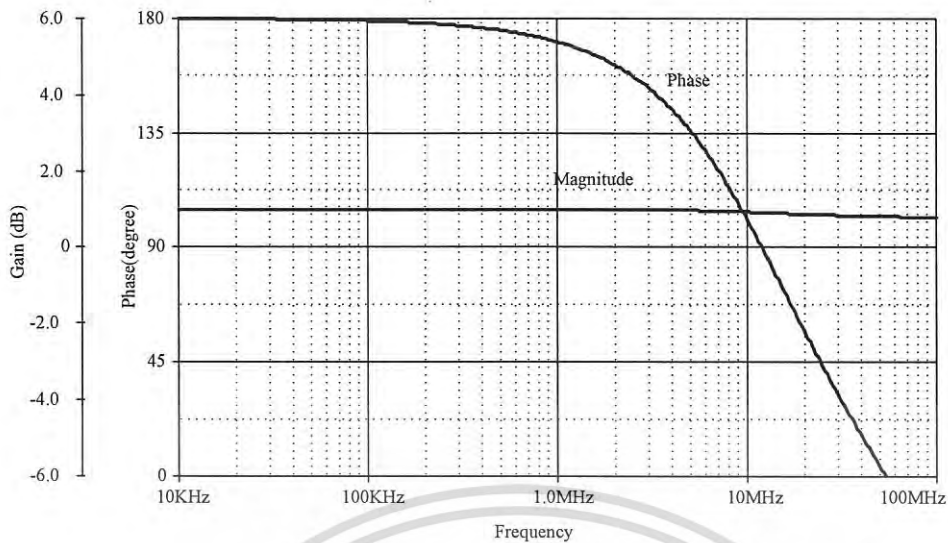
เพื่อยืนยันการทำงานทางทฤษฎีของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 4.3 และ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเรเจอร์ในรูปที่ 4.5 โดยกำหนดค่าแรงดันที่  $V_{CC} = 2.5V$  และกระแสไบอัส  $I$  มีค่าเท่ากับ  $100\mu A$  ตัวเก็บประจุทั้งหมดมีค่า  $50pF$  เท่ากันทุกตัว ทรานซิสเตอร์โมเดลที่ใช้ในการจำลองการทำงาน เป็นแบบอาเรย์ความถี่สูง เบอร์ HFA3046 ของ Intersil ถูกแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 โมเดลของทรานซิสเตอร์ HFA3046

```
.model NUHFARRY NPN
+ (IS=1.840E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=7.200E+01
+ VAR=4.500E+00 BF=1.036E+02 ISE=1.686E-19 NE=1.400E+00
+ IKF=5.400E-02 XTB=0.000E+00 BR=1.000E+01 ISC=1.605E-14
+ NC=1.800E+00 IKR=5.400E-02 RC=1.140E+01 CJC=3.980E-13
+ MJC=2.400E-01 VJC=9.700E-01 FC=5.000E-01 CJE=2.400E-13
+ MJE=5.100E-01 VJE=8.690E-01 TR=4.000E-09 TF=10.51E-12
+ ITF=3.500E-02 XTF=2.300E+00 VTF=3.500E+00 PTF=0.000E+00
+ XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00
+ RE=1.848E+00 RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 KF=0.000E+00
+ AF=1.000E+00)
```

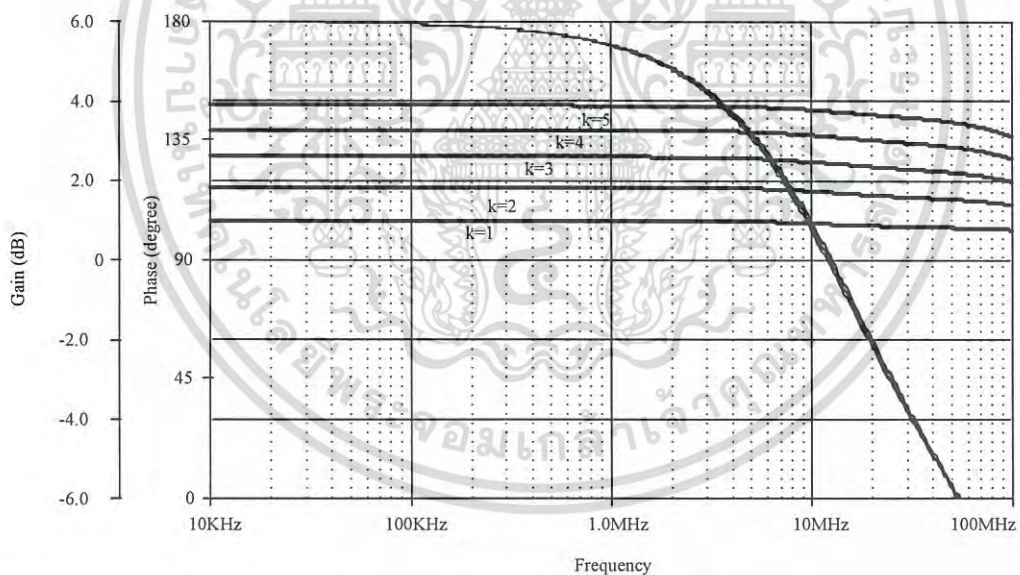
เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ในรูปที่ 4.3 โดยทำการป้อนกระแสไบอัสที่  $100\mu A$  ใช้ตัวเก็บประจุ  $C = 50pF$  และ ป้อนสัญญาณอินพุต  $I_{in} = 100\mu A$  จะแสดงถึงเฟสของสัญญาณเอาท์พุตเปลี่ยนไป  $90^\circ$  องศา สอดคล้องกับรูปที่ 4.6 แต่มีแอมพลิจูดตกลงเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่  $C = 50\text{pF}$  และ  $I = 100\mu\text{A}$

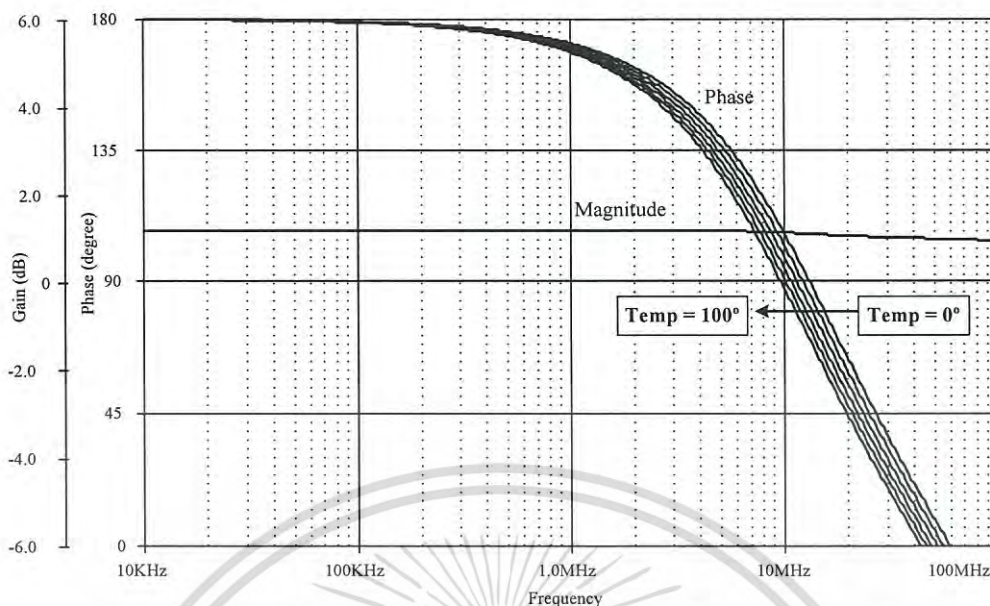
จากวงจรกรองผ่านทุกความถี่ในรูปที่ 4.3 โดยกำหนดให้  $I_1$  มีค่าเท่ากับ  $I_B$  และ  $I_2$  มีค่าเท่ากับ  $kI$  ทำการปรับค่า  $kI$  ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ  $k = 1, 2, 3, 4, 5$  ซึ่งจะมีค่ากระแสมีค่าเท่ากับ  $100\mu\text{A}$ ,  $200\mu\text{A}$ ,  $300\mu\text{A}$ ,  $400\mu\text{A}$  และ  $500\mu\text{A}$  ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่  $C = 50\text{pF}$  และมีค่า  $k = \frac{I_2}{I}$

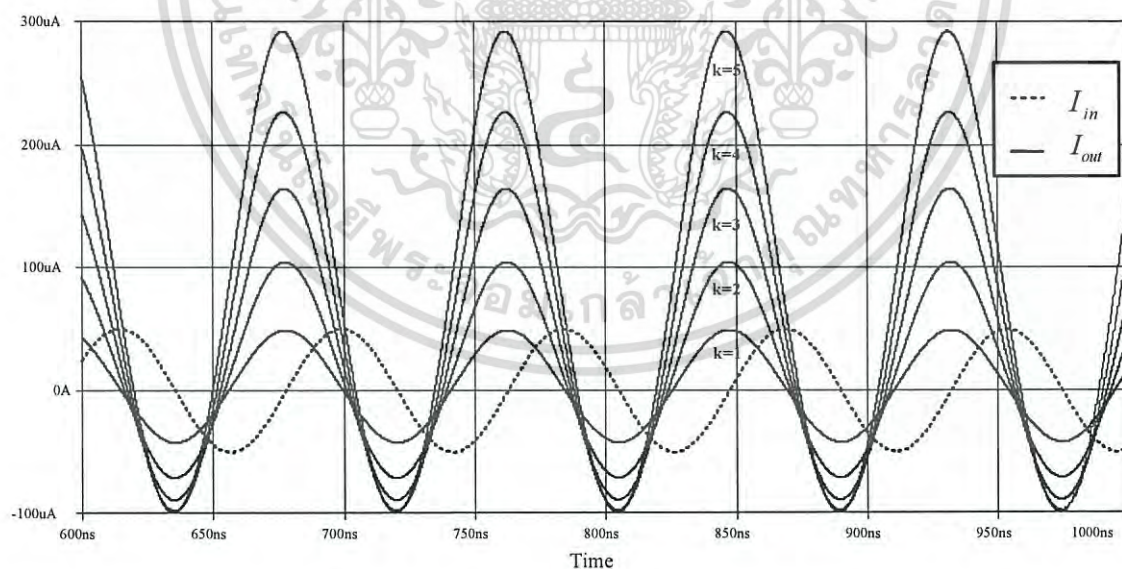
จะแสดงถึงอัตราขยายที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ดังรูปที่ 4.7 และทำการจำลองสถานะ อุณหภูมิที่ไปจาก 0 องศา ถึง 100 องศา พบว่า ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไป 3.5528 MHz ดังรูปที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่เมื่อจำลองอุณหภูมิที่สภาวะต่างๆ

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่ ความถี่ 11.86 MHz ซึ่งเป็นค่าความถี่ Cut-off ที่ได้จากการวัดค่าการทดลองในรูปที่ 4.6 จะได้สัญญาณเอาต์พุตเมื่ออัตราขยายที่เพิ่มขึ้น  $k = 1, 2, 3, 4, 5$  ตามลำดับดังรูปที่ 4.9 ซึ่งพบว่าอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นจะไม่มีผลกระทบต่อผลตอบสนองทางเฟสและความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปดังรูปที่ 4.9



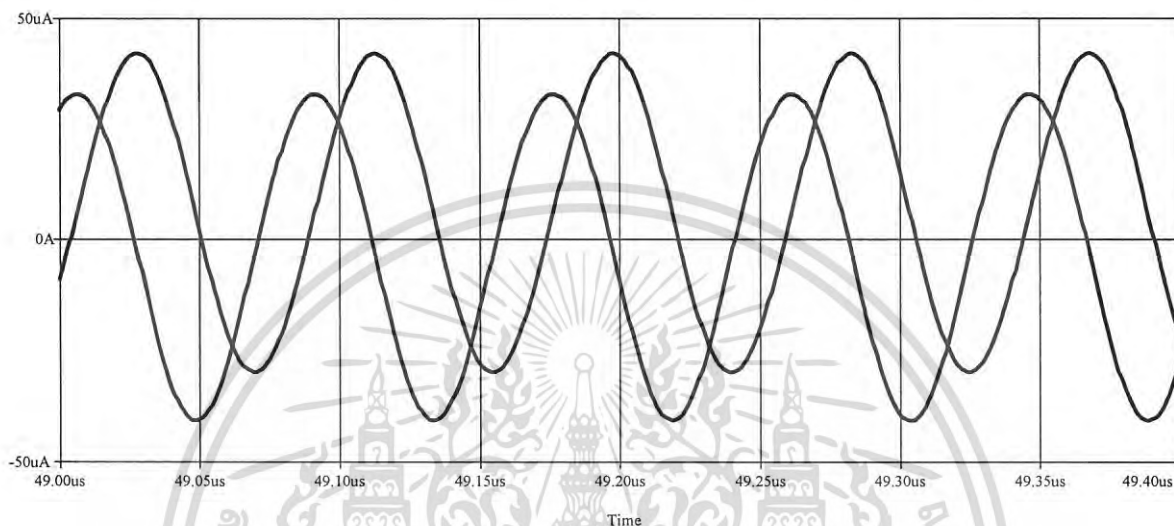
รูปที่ 4.9 สัญญาณไซน์อินพุตและเอาต์พุตที่เฟสเปลี่ยนไป  $\sim 90^\circ$  โดยที่อัตราขยาย  $k = 1, 2, 3, 4, 5$

เมื่อทำการวัดค่าช่วงเวลาเฟสของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนไปต่อสัญญาณเอาต์พุตจะพบว่ามีค่าความคลาดเคลื่อนโดยประมาณ 1.5069 ns ซึ่งอธิบายจากผลการทดลองได้ว่า เฟสที่เปลี่ยนไปตามหลักการในทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

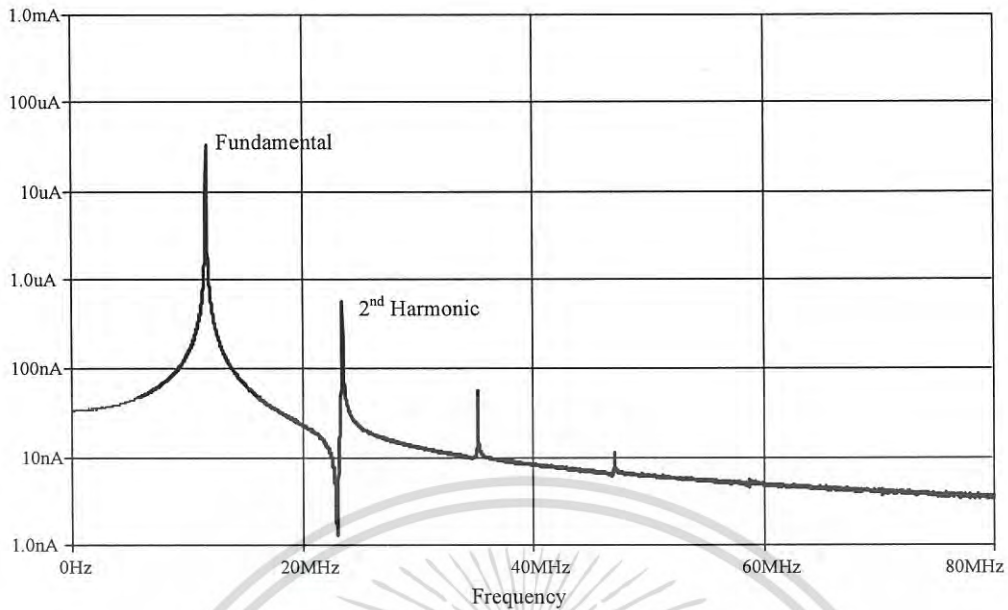
ทฤษฎีจะมีค่าโดยประมาณ 90 องศา นั้น พบว่าในทางปฏิบัติจะมีค่าความคลาดเคลื่อนของเฟส (Phase error) ที่เปลี่ยนไปอยู่เล็กน้อย ประมาณ 4.51 องศา

เมื่อพิจารณาถึงผลการประยุกต์ใช้เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 4.5 โดยกำหนดให้กระแสไบอัส เมื่อ  $I = 100\mu A$  และ  $C = 50pF$  ใช้  $kI = 1.182$  โดยสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ของวงจรกำเนิดสัญญาณ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.10 โดยจะเห็นได้ชัดเจนว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ มีเฟสที่ต่างกัน 90 องศา



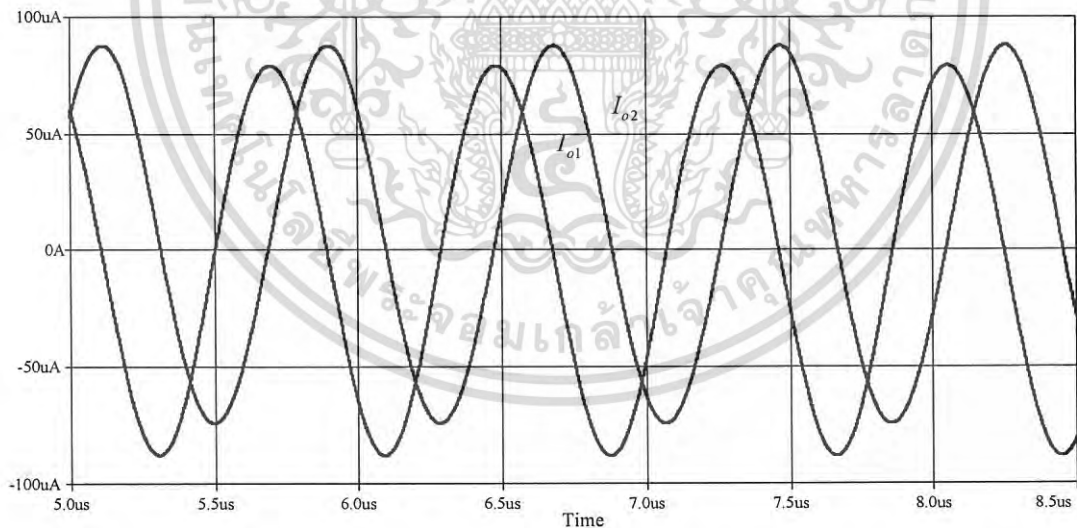
รูปที่ 4.10 สัญญาณไซน์เอาต์พุตความถี่ 11.76 MHz จากวงจรรูปที่ 4.5 เมื่อ  $C = 50pF$  และ  $I = 100\mu A$

สำหรับความเพี้ยนรวมทางฮาร์โมนิก ทำได้โดยวิธีการแปลงฟูเรียร์ (FFT) จากสัญญาณรูปไซน์แสดงในรูปที่ 4.10 จะได้สเปกตรัมดังรูปที่ 4.11 ค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สองวัดค่าได้ประมาณ 564.133 nA ในขณะที่แอมพลิจูดของความถี่มูลฐานมีค่าประมาณ 33.486  $\mu A$  ดังนั้นค่า THD ที่คำนวณได้จะมีค่าประมาณ 1.684%



รูปที่ 4.11 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 4.7

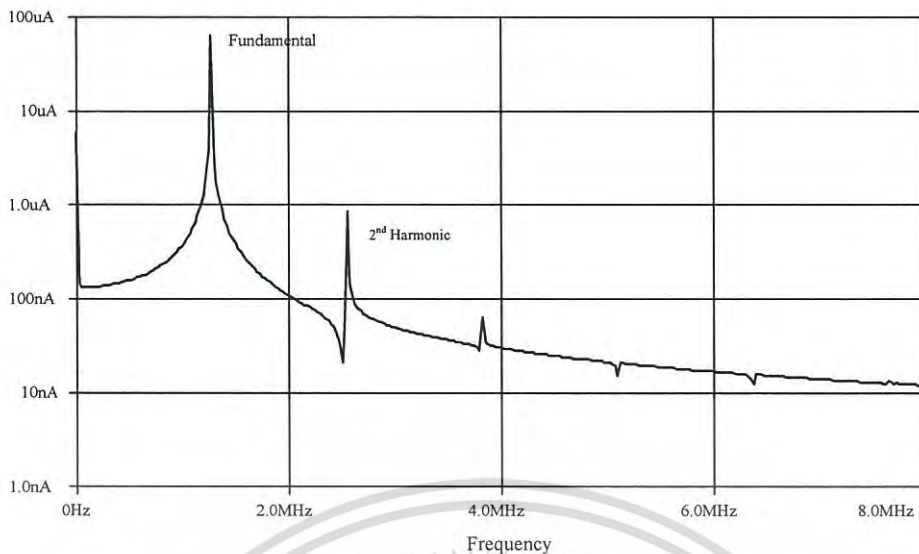
ถัดมาทำการประยุกต์ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 4.5 โดยกำหนดให้กระแสไบอัส เมื่อ  $I = 100\mu\text{A}$ ,  $C = 500\text{pF}$  ที่  $kI = 1.08605$  โดยสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ของวงจรกำเนิดสัญญาณ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 สัญญาณไซน์เอาต์พุตความถี่ 1.27 MHz จากวงจรรูปที่ 4.5 เมื่อ  $C = 500\text{pF}$  และ  $I = 100\mu\text{A}$

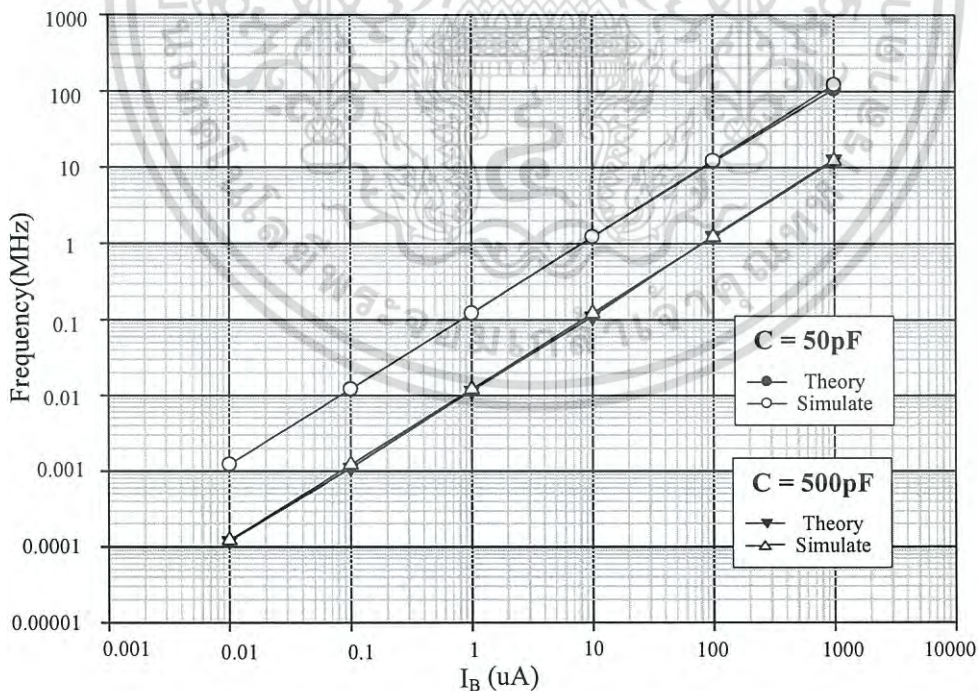
สำหรับความเพี้ยนรวมทางฮาร์มอนิก จากสัญญาณรูปไซน์แสดงในรูปที่ 4.12 จะได้สเปกตรัมดังรูปที่ 4.13 ค่าความถี่ฮาร์มอนิกที่สองวัดค่าได้ประมาณ 848.343 nA ในขณะที่แอมพลิจูดของความถี่มูลฐานมีค่าประมาณ 64.617  $\mu\text{A}$  ดังนั้นค่า THD ที่คำนวณได้จะมีค่าประมาณ 1.312 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 4.9

สำหรับช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ จะดำเนินการโดยปรับกระแสได้ตั้งแต่ 0.01 $\mu$ A ถึง 1000 $\mu$ A พบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถทำงานได้อย่างแม่นยำ โดยการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและจากผลการทดลองสามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงค่าความถี่ของวงจรโดยการปรับกระแสไบอัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์โดยอ้างอิงผลการทดลอง พบว่าวิธีการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบ Log-domain ซึ่งพบว่าสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ช่วงแบนด์วิทกว้าง ไม่ใช่อุปกรณ์พาสซีฟ ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ และใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์จำนวนน้อยในการสร้างวงจร ซึ่งโครงสร้างวงจรมีขนาดเล็กเหมาะสมกับการทำวงจรประมวลสัญญาณอนาล็อกที่มีประสิทธิภาพสูง

นอกจากนี้วงจรที่ถูกนำเสนอ ยังมีคุณสมบัติในการนำมาประยุกต์ใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ ชนิดควอดเรเจอร์ ซึ่งสามารถปรับเฟืองไขและความถี่การอสซิลเลตแยกจากกันได้อย่างอิสระ จึงเหมาะแก่การนำไปประยุกต์สร้างวงจรรวมต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปและข้อเสนอแนะ

### 5.1 บทสรุปงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้หลักการลือกโดเมนและแสดงการประยุกต์ใช้เป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอ็กทีฟสำหรับประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ถูกสร้างโดยอาศัยคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบลือกโดเมนในการออกแบบเป็นวงจรถองความถี่ต่ำผ่าน และถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรถองผ่านทุกความถี่โดยในแต่ละส่วนของวงจรถองผ่านทุกความถี่ ใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด *NPN* สิบตัว และ อุปกรณ์เก็บประจุต่อลงกราวด์หนึ่งตัว และมีผลการทดลองเพื่อยืนยันการใช้งานได้จริง โดยการประยุกต์ใช้สร้างเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์ โดยทำการต่อวงจรถองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และ ไม่กลับเฟสรวมกัน วงจรที่นำเสนอมีอิมพีแดนซ์เอาท์พุทสูง สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงตามหลักการของลือกโดเมน สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง และ ใช้พลังงานต่ำโดยใช้ไฟเลี้ยงเพียง 2.5 V และมีผลตอบสนองที่รวดเร็วสำหรับการตอบสนองทางความถี่ ช่วงความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ (1kHz-100MHz) สามารถปรับค่าได้ที่  $I_B$  จาก 0.01  $\mu A$  ถึง 1000  $\mu A$  และ สามารถปรับค่าอัตราขยายได้โดยเฟสของสัญญาณยังคงที่ ในการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ก็สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี สามารถปรับค่าความถี่ และ เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณได้อย่างอิสระต่อกัน มีค่า *THD* ที่ความถี่ 11.76 MHz ประมาณ 1.684 %

คุณลักษณะของวงจร ถูกจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งพบว่ามีคุณสมบัติคล่องตามหลักการที่ได้นำเสนอและเหมาะกับการนำไปออกแบบประยุกต์ใช้เพื่อสร้างเป็นวงจรรวมและสามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อเชื่อมต่อกับวงจรรูปแบบกระแสได้

### 5.2 ข้อเสนอแนะ

แม้ว่าวงจรถองผ่านทุกความถี่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์สอดคล้องกับทฤษฎี ปรับค่าได้กว้างทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอแล้วยังมีข้อด้อยอยู่บ้าง เช่น ใช้แหล่งจ่ายกระแสจำนวนมาก ซึ่งในการปรับค่าวงจรมันโดยปกติแหล่งจ่ายกระแสจะต้องมีค่าเท่ากัน หรือ เป็นอัตราส่วนที่ทฤษฎีกำหนด แต่ในทางปฏิบัติ แหล่งจ่ายกระแสเหล่านั้นอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเป็นผลให้วงจรถองทำงานคลาดเคลื่อนไปจากที่ออกแบบไว้ได้ การแก้ไขสามารถทำได้โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสที่มีความเที่ยงตรงสูง เช่น วงจรสะท้อนกระแสแบบ Wilson และ วงจรยังมีผลกระทบจากอุณหภูมิจากตัวแปร  $V_T$  ซึ่งในการใช้งานยังคงที่เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ซึ่งสามารถหักล้างผลกระทบดังกล่าวได้ออกแบบกระแสไบอัสให้มีการชดเชยตัวแปร  $V_T$  ซึ่งก็จะสามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

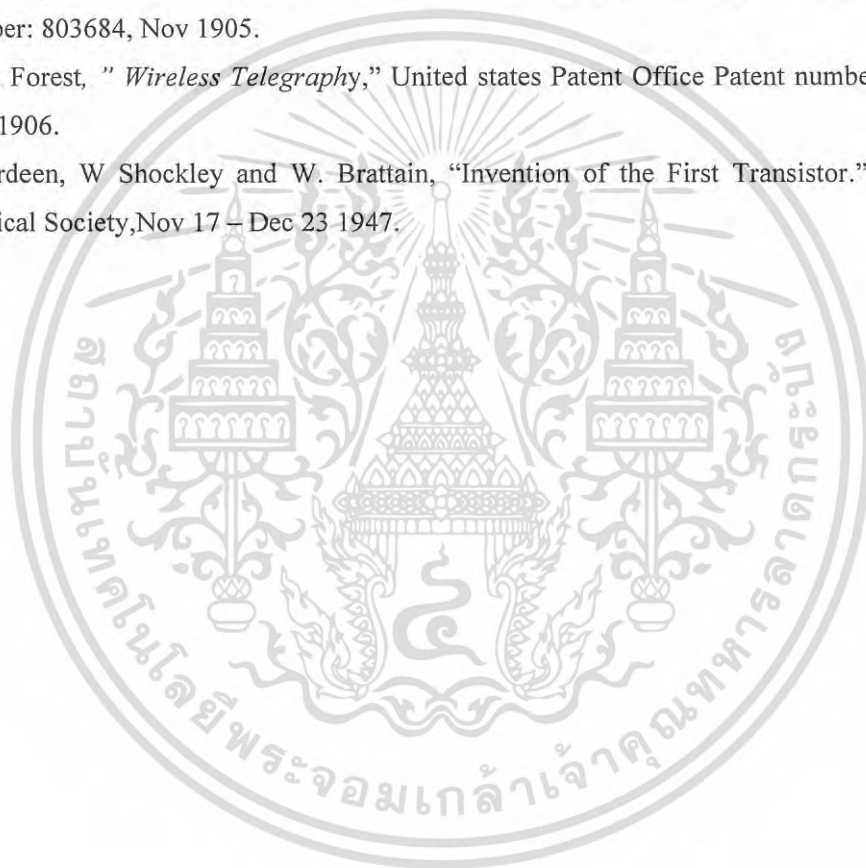
- [1] R. W. Adams, "Filtering in the log domain," in 63rd AES Conv., Los Angeles, CA, May 1979, preprint 1470.
- [2] D. R. Frey, "Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering," *Proc. IEE, part-G*, vol. 140, no. 6, pp. 406-416, 1993.
- [3] D. R. Frey, "Exponential state-space filters: a generic current mode design strategy," *IEEE Trans Circuits Systems-I*, vol.43, pp.34-42, 1996.
- [4] E. Seevinck, "Companding Current-mode Integrator: A new circuit principle for continuous-time monolithic filters," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 24, pp. 2046-2047, 1990.
- [5] Y. Tsvividis, "On linear integrators and differentiators using instantaneous companding," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.42, pp.561-564, Aug.1995.
- [6] Y. Tsvividis, "General approach to signal processors employing companding," *Electron. Lett.*, vol.31, no.18, pp.1549-1550, 1995.
- [7] Y. Tsvividis, "Instantaneously companding integrators," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'97)*, Hong-Kong, vol.1, pp.477-480, 1997.
- [8] D. R. Frey, "A 3.3 V electronically tuneable active filter useable to beyond 1 GHz," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'94)*, London, U.K., vol.5, pp. 493-496, 1994.
- [9] D. R. Frey, "Log domain filtering for RF applications," *IEEE J.Solid-State Circuits*, vol.31, pp.1468-1475, Oct. 1996.
- [10] D. R. Frey, "An adaptive analog notch filter using log- filtering," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'96)*, Atlanta, GA, vol.1, pp.297-300, 1996.
- [11] F. Yang, C. Enz, and G. Ruymbeke, "Design of low-power and low voltage log-domain filters," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.(ISCAS'96)*, Atlanta, GA, vol.1, pp.117-120, 1996.
- [12] E. M. Drakakis, A. J. Payne, and C. Toumazou, "Log-Domain Filtering and the Bernoulli Cell," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol.46, no.5, pp. 559-571, May.1999.
- [13] J.V. Vosper, "Synthesis of first-order active-R allpass networks and their application in sinusoidal oscillator design," *Electron.Lett.*, vol. 27, pp. 53-55,1991.
- [14] M. Higashimura, "Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor," *Electron. Lett.*, vol.27 ,pp. 1182-1183, 1991.
- [15] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekkoglu, and C. Acar, "Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration ," *IEEE Trans. Circuits and Syst., II*, vol. 47, pp. 949-954,2000.
- [16] A. M. Soliman, "Generation of current conveyor based all-pass filters from op-amp based circuits," *IEEE Trans. Circuits and Syst., II*, vol. 44, pp. 324-330, 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [17] O. Cicekoglu, H. Kuntman, and S. Berk, "All-pass using a single current conveyor," *Int. J. Electron.*, vol. 86, pp. 947-955, 1999.
- [18] P. Prommee, K. Angkeaw, J. Chanwutitum, and K. Dejhana, "Dual Input All-Pass Networks Using MO-OTA and its Application", *Proc. of ECTI-CON 2007*, Chiang Rai, Thailand, May 9-12, 2007.
- [19] R. Arslanalp, E. Yuce, "A BJT technology-based current-mode tunable all-pass filter," *Microelectronics Journal*, Vol. 40, pp. 921-927, 2009.
- [20] B. Gilbert, "Translinear circuits: an historical overview", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 9, no. 2, pp. 95-118, March, 1996.
- [21] S. J. G. Gift, "Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Inverting-Mode Operational Amplifiers," *IEEE Transactions on Instruments and Measurements*, vol. 47, no. 4, pp. 986-991, 1998.
- [22] D. Frey, "A general class of current mode filters," *Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits & Systems*, pp. 1435-1438, May 1993.
- [23] D. Frey, "Current mode class AB second order filter," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 205-206, Feb. 1994.
- [24] D. Frey, "A 3.3 Volt electronically tunable active filter usable to beyond 1GHz," *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits & Systems*, pp. 493-496, May-June 1994.
- [25] D. Frey, "Exponential state space filters: A generic current mode design strategy," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol. 43, no. 1 pp. 34-42, Jan. 1996.
- [26] D. Frey, "Log filtering using gyrators", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 1, pp. 26-28, Jan. 1996.
- [27] D. Frey, "Log-domain filtering for RF applications," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 10, pp. 1468-1475, Oct. 1996.
- [28] D. Perry and G. W. Roberts, "Log-domain filters based on LC ladder synthesis," *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits & Systems*, pp. 311-314, May 1995.
- [29] D. Perry and G. W. Roberts, "Design of log-domain filters based on the operational simulation of LC ladders," *IEEE Trans. on Circuits & Systems II*, vol. 43, no. 11, pp. 763-773, Nov. 1996.
- [30] M. El-Gamal and G. W. Roberts, "LC ladder-based synthesis of log-domain bandpass filters," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits & Systems*, pp. 105-108, June 1997.
- [31] A. Hematy and G. Roberts, "A fully-programmable analog log-domain filter circuit," *Proc. 2nd IEEE-CAS Region 8 Workshop on Analog and Mixed IC Design*, Baveno, Italy, Sep. 1997.
- [32] A. Hematy and G. Roberts, "A fully-programmable analog log-domain filter circuit," *Proc. IEEE Int. Symp. of Circuits & Systems*, pp. 309-312, May 1998.
- [33] M. El-Gamal, V. Leung and G. W. Roberts, "Balanced log-domain filters for VHF applications," *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits & Systems*, pp. 493-496, June 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [34] A. U. Keskin and D. Biolk, "Current-mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifier (CDTA)," *IEE Proceeding of Circuits Devices and Systems*, Vol. 153 pp.214-218,2006.
- [35] กานต์ กาญจนรัตน์, มนตรี คำเงิน, สมยศ จุณณะปิยะ "วงจรรองผ่านทุกความถี่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้ OTA อย่างง่าย" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 31 (EECON-31), 29-31 ตุลาคม 2551 ณ โรงแรมรอยัลฮิลล์ กอล์ฟ รีสอร์ท แอนด์ สปา จ.นครนายก หน้าที่ 915 – 918.
- [36] J. A. Fleming, "Instrument For Converting Alternating Electric Currents Into Continuous Currents," by the assignee., *Maiconi Wireless Telegraph Company of America*, Patent number: 803684, Nov 1905.
- [37] L. D. Forest, " *Wireless Telegraphy*," United states Patent Office Patent number: 841386, Aug 1906.
- [38] J Bardeen, W Shockley and W. Brattain, "Invention of the First Transistor." American Physical Society, Nov 17 – Dec 23 1947.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมสำหรับวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมน

```
.SubCKT invertAPF 2 6 100 200
```

```
VCC 1 0 dc 2
```

```
Q1 2 3 0 NUHFARRY
```

```
Q2 1 2 3 NUHFARRY
```

```
Q3 1 2 5 NUHFARRY
```

```
Q4 6 5 0 NUHFARRY
```

```
Q5 1 2 4 NUHFARRY
```

```
Q6 6 5 0 NUHFARRY
```

```
Q7 6 7 0 NUHFARRY
```

```
Q8 7 7 0 NUHFARRY
```

```
Q9 7 4 0 NUHFARRY
```

```
*IB 0 100 dc 100u
```

```
Vx 100 0 dc 0
```

```
*IK 0 200 dc 100u
```

```
VK 200 0 dc 0
```

```
F1 1 2 Vx 1
```

```
F2 3 0 VK 1
```

```
F3 4 0 Vx 1
```

```
F4 5 0 Vx 1
```

```
F5 1 6 Vx 1
```

```
F5A 1 6 VK 2
```

```
F6 1 7 Vx 1
```

```
F6A 1 7 VK 1
```

```
C1 5 0 50pf
```

```
.ends
```

```
VCC 100 0 dc 2
```

```
X1 1 2 3 4 invertAPF
```

```
Iin 0 1 sin(0 50u 10Meg)
```

```
R1 2 100 1
```

```
IB 0 3 dc 100uA
```

```
IK 0 4 dc 100uA
```

```
.tran 1n 5u 0.1u .1n
```

```
*.ac dec 100 10k 100Meg
```

```
.step IK list 100uA 200uA 300uA 400uA 500uA
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\*MM3406 Intersil\*\*\*\*\*

.model NUHFARRY NPN

+ (IS=1.840E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=7.200E+01  
 + VAR=4.500E+00 BF=1.036E+02 ISE=1.686E-19 NE=1.400E+00  
 + IKF=5.400E-02 XTB=0.000E+00 BR=1.000E+01 ISC=1.605E-14  
 + NC=1.800E+00 IKR=5.400E-02 RC=1.140E+01 CJC=3.980E-13  
 + MJC=2.400E-01 VJC=9.700E-01 FC=5.000E-01 CJE=2.400E-13  
 + MJE=5.100E-01 VJE=8.690E-01 TR=4.000E-09 TF=10.51E-12  
 + ITF=3.500E-02 XTF=2.300E+00 VTF=3.500E+00 PTF=0.000E+00  
 + XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00  
 + RE=1.848E+00 RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 KF=0.000E+00  
 + AF=1.000E+00)

.probe

.end



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมสำหรับวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอเตรเจอร์

log domain create by APF

```
.SubCKT invertAPF 2 6 100 200
```

```
VCC 1 0 dc 2
```

```
Q1 2 3 0 NUHFARRY
```

```
Q2 1 2 3 NUHFARRY
```

```
Q3 1 2 5 NUHFARRY
```

```
Q4 6 5 0 NUHFARRY
```

```
Q5 1 2 4 NUHFARRY
```

```
Q6 6 5 0 NUHFARRY
```

```
Q7 6 7 0 NUHFARRY
```

```
Q8 7 7 0 NUHFARRY
```

```
Q9 7 4 0 NUHFARRY
```

```
*IB 0 100 dc 100u
```

```
Vx 100 0 dc 0
```

```
*IK 0 200 dc 100u
```

```
VK 200 0 dc 0
```

```
F1 1 2 Vx 1
```

```
F2 3 0 VK 1
```

```
F3 4 0 Vx 1
```

```
F4 5 0 Vx 1
```

```
F5 1 6 Vx 1
```

```
F5A 1 6 VK 2
```

```
F6 1 7 Vx 1
```

```
F6A 1 7 VK 1
```

```
C1 5 0 50pf
```

```
.ends
```

```
VCC 100 0 dc 2
```

```
X1 1 2 3 4 invertAPF
```

```
Iin 0 1 sin(0 50u 10Meg)
```

```
R1 2 100 1
```

```
IB 0 3 dc 100uA
```

```
IK 0 4 dc 100uA
```

```
.tran ln 5u 0.1u .ln
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
*.ac dec 100 10k 100Meg
.step IK list 100uA 200uA 300uA 400uA 500uA
```

```
*****MM3406 Intersil*****
```

```
.model NUHFARRY NPN
+ (IS=1.840E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=7.200E+01
+ VAR=4.500E+00 BF=1.036E+02 ISE=1.686E-19 NE=1.400E+00
+ IKF=5.400E-02 XTB=0.000E+00 BR=1.000E+01 ISC=1.605E-14
+ NC=1.800E+00 IKR=5.400E-02 RC=1.140E+01 CJC=3.980E-13
+ MJC=2.400E-01 VJC=9.700E-01 FC=5.000E-01 CJE=2.400E-13
+ MJE=5.100E-01 VJE=8.690E-01 TR=4.000E-09 TF=10.51E-12
+ ITF=3.500E-02 XTF=2.300E+00 VTF=3.500E+00 PTF=0.000E+00
+ XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00
+ RE=1.848E+00 RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 KF=0.000E+00
+ AF=1.000E+00)
```

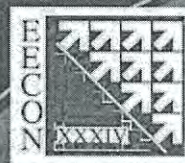
```
.probe
.end
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กลับสู่สารบัญหลัก

The 34<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-34)

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

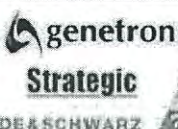
Volume II

- ❖ ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ❖ ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- ❖ อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ❖ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ❖ คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- ❖ ไฟโตนิกส์ (PH)
- ❖ วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554

ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนและการประยุกต์สร้างวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ ชนิดควอดเรเจอร์

## Log-Domain all-pass filter and its application to Quadrature Sinusoidal Oscillator

อเนวรุทพงษ์ วิวัฒน์ภิรมย์<sup>1</sup> กฤษณ์ อ่างแก้ว<sup>2</sup> และ ทิพัศย์ พรหมณี<sup>3</sup>

<sup>1</sup>สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

<sup>2</sup>ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องจักรและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

Email: pipat@telecom.kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นเสนอการออกแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้เทคนิคการล็อกโดเมน โดยวงจรนี้ถูกสร้างขึ้นจากคุณสมบัติของสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่งแบบล็อกโดเมนเพื่อนำไปสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ถูกดัดแปลงเพื่อสร้างเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้ทรานซิสเตอร์ ชนิด NPN ดับตัว และ เล็บประจุแบบค่อกราวด์หนึ่งตัว ซึ่งใช้พลังงานต่ำและมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว สำหรับวงจรค่อกราวด์ซึ่งใช้พลังงานต่ำและมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว สำหรับวงจรค่อกราวด์ซึ่งใช้พลังงานต่ำและมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โพลีโอสที่กระแส วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์โดยการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโดเมนเพื่ออินพุตการทำงาน ได้จริง ใช้แบบจำลองทรานซิสเตอร์แบบอกรี และ ค่าเหน็ดไ้ในแรงดันไปไม่ถึง 2.5 โวลต์ ซึ่งวงจรมีความแม่นยำในการทำงานบนความถี่สูง และมีผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม SPICE ขึ้นอยู่กับผลที่ได้จากการคำนวณ

**คำสำคัญ:** ล็อกโดเมน, วงจรกรองผ่านทุกความถี่, ความถี่สูง, แรงดันต่ำ, วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดควอดเรเจอร์

### Abstract

A realization of current-mode log-domain all-pass filter is proposed. The circuit is a direct realization of a first-order differential equation for obtaining the low-pass filter. The proposed all-pass filter is realized by using log-domain low-pass filter. The log-domain all-pass filters is realized by using only 10 NPN transistors and a grounded capacitor for achieving low-power and fast response. The frequency response and stage gain can be electronically tuned through bias currents. An application of proposed log-domain all-pass filter is a quadrature sinusoidal oscillator. The proposed oscillator is obtained by cascading two all-pass filters loop. A validated array BJT model is used in simulation operated based on single power supply as low as 2.5V. The proposed circuit is also suitable for high-frequency applications. SPICE simulation results confirm the theoretical results.

### 1. บทนำ

วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณเป็นหลักการที่มีประโยชน์ในการสร้าง ระบบสัญญาณอนาล็อกรูปแบบกระแสที่ศึกษากันมา ในปี 1979 Adams นำเสนอตัวกรองสัญญาณแบบสัญญาณต่อเนื่องแบบใหม่ เรียกว่าวงจรถ่ายกำเนิดแบบล็อกโดเมน ภายนอกเป็นระบบเชิงเส้น ส่วนภายในไม่เป็นระบบเชิงเส้น [1] วงจรที่นำเสนอมีแนวความคิดมาจาก หลักการบีบอัดและขยายสัญญาณของวงจรถ่ายกำเนิดโดเมน อินพุตกระแสแบบเชิงเส้นถูก

เปลี่ยนให้เป็นแรงดันที่ถูกบีบอัด แรงดันที่ถูกบีบอัดแล้วประมวลผลในรูปล็อกโดเมน ทำให้สามารถใช้พลังงานต่ำได้ แรงดันเอาต์พุตที่ถูกบีบอัดถูกป้อนกลับให้เป็นกระแสแบบเชิงเส้น การบีบอัด และ ขยายของสัญญาณนี้เกี่ยวข้องกับคุณสมบัติ ล็อกการรีซิม/เอ็กโปเนนเชียล ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

ในปี 1993 Frey ได้นำเสนอวิธีการสร้างวงจรถ่ายกำเนิดล็อกโดเมนใช้หลักการ state-space [2], [3] Frey ยังได้นำเสนอวิธีการสร้างตัวกรองสัญญาณอีกหลายอย่างโดยใช้ building block สรรคาค่าซึ่งประกอบไปด้วย วงจรสะท้อนกระแสแบบไบโพลาร์ความถี่สูงในอัสที่ขั้วอินพุต การทำงานของวงจรถ่ายกำเนิดล็อกโดเมน โดยใช้การบีบอัดและขยายสัญญาณอย่างรวดเร็ว [-4]-[7] และ วงจรนี้ได้รับความสนใจมาก เนื่องจากสามารถทำงานได้ในความถี่สูง ประสิทธิภาพ และ มีวงจรถ่ายกำเนิดรูปไซน์กราวด์โดยใช้พลังงานน้อย [8]-[12]

ในอดีตได้นำทรานซิสเตอร์โครงสร้างของวงจรถ่ายกำเนิดทุกความถี่หลายอย่างมาศึกษา เช่น โดยการใช้อุปกรณ์ OPAMP [13] ซึ่งมีแบบจำลองและแบบจำลองรูปแบบแรงดัน วงจรถ่ายกำเนิดทุกความถี่รูปแบบกระแสโดยใช้ FTEN [14] วงจรถ่ายกำเนิดทุกความถี่รูปแบบกระแสโดยใช้ CDBA [15] วงจรสายพานกระแสที่ตรงที่ตรง CCH [16]-[17] ตลอดจนวงจรถ่ายกำเนิดความถี่นำถ่วงอิน [18] ซึ่งจากวิธีการที่ได้นำเสนอบางส่วนพบว่ามีการประกอบชนิดหลายชนิดที่แบบจำลอง ซึ่งปัญหามีในการสร้างวงจรถ่ายกำเนิด ความถี่ต่ำ ความถี่สูง ความถี่สูงของวงจรถ่ายกำเนิดชนิดนาฬิกาถ่วงอิน จึงไม่สามารถออกแบบสร้างได้ด้วยวงจรมีขนาดเล็กได้ และยังมีข้อเสียเกี่ยวกับความถี่ต่ำเท่านั้น ในปัจจุบัน ได้มีวงจรถ่ายกำเนิดทุกความถี่แบบเรซินทรานซิสเตอร์ [19] สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้แต่ยังมีปัญหาค่าประจุแบบถ่วงอินต่ำกับ งานวิจัยนี้ นำเสนอ การออกแบบวงจรถ่ายกำเนิดทุกความถี่โดยใช้วงจรถ่ายกำเนิดผ่านแบบล็อกโดเมนโดยมีคุณสมบัติของวงจรถ่ายกำเนิด

- 1) โครงสร้างไม่ซับซ้อน ใช้จำนวนของอุปกรณ์ที่ต่ำและทาสีฟน้อย
- 2) ใช้ตัวเก็บประจุค่อกราวด์เหมาะกับการสร้างวงจรถ่ายกำเนิด
- 3) สามารถปรับความถี่การกำเนิดสัญญาณ และ เรือ่นไขการกำเนิดสัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์ได้
- 4) ทำงานได้ที่ความถี่สูง โดยหลักการของล็อกโดเมน สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้กว้าง และ ใช้พลังงานต่ำ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 (EECON-34) 30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554 มหาวิทยาลัยสยาม

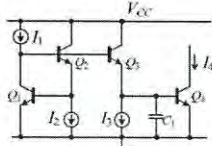
EL024

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) มีอินทิเกรตทางฟังก์ชันสูง ซึ่งสามารถเชื่อมต่อกับวงจรรูปแบบกระแสได้

2. ทฤษฎีและหลักการ

2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งแบบล็อกโอดเมน



รูปที่ 1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 1 แบบล็อกโอดเมน

รูปที่ 1 แสดงถึงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านล็อกโอดเมนอันดับที่หนึ่ง รูปแบบกระแส เมื่อสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวเป็นอุดมคติทางเอ็กโพเนนเชียล และ ใช้หลักการของทรานส์คอนดักเตอร์ [20] ความสัมพันธ์กระแสสำหรับ  $Q_1-Q_2$  เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_m I_2 = I_{cs} I_o \tag{1}$$

กระแสที่ขั้วออกของ  $Q_2$  สามารถเขียนได้เป็น

$$I_{cs} = I_3 + C_1 \dot{V}_{c1} \tag{2}$$

แรงดันอินพุตที่คร่อมคร่าวที่ประจุ  $C_1$  คือ

$$\dot{V}_{c1} = \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{V_T}{I_o} \frac{dI_o}{dt} = \frac{I_o}{I_o} \frac{V_T}{I_o} \tag{3}$$

กระแสทรานส์คอนดักเตอร์ของ BJT มีค่าเท่ากับ

$$\dot{I}_o = \frac{dI_o}{dt} = \frac{I_3}{V_T} \exp\left(\frac{V_{c1}}{V_T}\right) \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{I_o}{V_T} \dot{V}_{c1} \tag{4}$$

แทนสมการ (2)-(4) ในสมการที่ (1) ได้ดังนี้

$$I_m I_2 = \left( I_3 + \frac{C_1 \dot{I}_o V_T}{I_o} \right) I_o \tag{5}$$

สมมติให้กระแส  $I_2 = I - I_m, I_1 = I_3 = I$  และ  $I_4 = I - I_o$  ดังนั้นจากสมการที่ (5) จะได้

$$k I_m = I_o + \frac{C_1 \dot{I}_o V_T}{I} \tag{6}$$

แปลงสมการที่ (6) ทั้งสองข้างให้อยู่ในรูปแบบของลาปลาซ และจัดรูปแบบใหม่ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในรูปที่ 1 คือ

$$H_c(s) = \frac{I_o(s)}{I_m(s)} = \frac{(I/I)}{s(C_1 V_T / I) + 1} \tag{7}$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้ากำหนดให้กระแสมีค่า  $I_1 = I + I_m, I_2 = I_3 = I$  และ  $I_4 = I - I_o$  ดังนั้นจากสมการที่ (5) ในรูปลาปลาซจะกลายเป็น

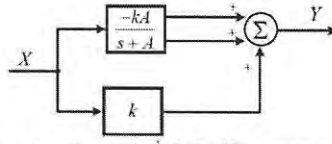
$$H_c(s) = \frac{I_o(s)}{I_m(s)} = \frac{-(I/I)}{s(C_1 V_T / I) + 1} \tag{8}$$

2.2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 2 แสดงบล็อกโอดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ถูกสร้างโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบ

ล็อกโอดสามารถสร้างขึ้นได้จากกรนำเอาที่พลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยาย  $-2k$  กับ วงจรขยาย  $k$  มารวมกัน ซึ่งได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโอด ซึ่งเขียนได้ดังนี้

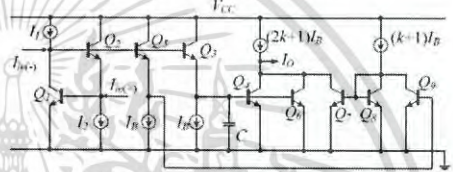
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left( \frac{s-A}{s+A} \right) \tag{8}$$



รูปที่ 2 วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโอดโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการสร้างวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโอดที่สามารถทำได้ โดยปรับเครื่องหมายของบล็อกโอดแอมป์ในรูปที่ 2 เป็นวงกลับขั้ว ซึ่งจะสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้เป็น

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = k \left( \frac{A-s}{s+A} \right) \tag{9}$$



รูปที่ 3 วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบล็อกโอด

โดยวิธีการที่แสดงด้านบน ฟังก์ชันการถ่ายโอนทั้งกลับเฟสและไม่กลับเฟสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3 และ สามารถแสดงถึงอัตราขยายของกระแสของทั้งสองวงจรได้ดังนี้

$$\frac{I_o}{I_m(s)} = k_1 \left( \frac{s-I_B / CV_T}{s+I_B / CV_T} \right)_{I_{m(s)=0}} \tag{10}$$

$$\frac{I_o}{I_m(s)} = k_2 \left( \frac{I_B / CV_T - s}{s+I_B / CV_T} \right)_{I_{m(s)=0}} \tag{11}$$

โดยที่อัตราขยาย  $k_1 = I_2 / I_B, I_1 = I_B$  และ  $k_2 = I_1 / I_B, I_2 = I_B$  สำหรับวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่รีโอดกลับเฟส และ กลับเฟสตามลำดับ จากสมการที่ (11) และ (12) ค่าความถี่ลอบสอง และ อัตราขยายสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยการปรับค่ากระแสที่เกี่ยวข้อง

3. การประยุกต์ใช้นาฬิกาชนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

โดยหลักการของกรนำเอาชนิดสัญญาณของ Barkhausen's กล่าวไว้คือระบบจะต้องไม่ถนัดค่าเอทสุดได้ โดยปราศจากการป้อนค่าอินพุต ( $V_{in} = 0$ ) โดยวงจรกำเนิดสัญญาณอันดับสอง ถูกสร้างได้โดยกำหนดค่า  $kH(s) = LG = 1$  ซึ่งเงื่อนไขสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$1 - LG = 1 - kH(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = 0 = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{b_0 s^2 + b_1 s + b_2} \tag{12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $N(s)$  และ  $D(s)$  หมายถึง เทอมและส่วนของสมการตามลำดับ ค่า  
เลข  $N(s)$  เขียนในเทอมของฟังก์ชันเชิงซ้อนโดยใช้  $s = j\omega$

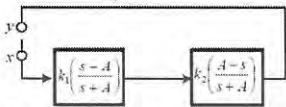
$$N(s) = 0 = -a_0\omega^2 + ja_1\omega + a_2 \quad (13)$$

เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งกำหนดค่าให้

$$a_1 = 0 \quad (14)$$

ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณ สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} \quad (15)$$



รูปที่ 4 บล็อกโวลเทจเฟรควเรนซ์กำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์

โครงสร้างโดยทั่วไปของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเรเจอร์แสดงในรูปที่ 4 ซึ่งประกอบด้วยวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ทั้งไม่  
กลับเฟสและกลับเฟส ค่ากระแสแอมพลิจูด ที่ได้จะป้อนกลับไปยังอินพุต  
อีกรายขนานกัน จะถูกกำหนดค่าใหม่เป็น

$$1 = LG = \frac{k_1 k_2 (-s^2 + 2sA - A^2)}{s^2 + 2sA + A^2} \quad (16)$$

จากเงื่อนไขของ Barkhausen's ในสมการที่ (16) จะเขียนใหม่เป็น

$$0 = s^2(1 + k_1 k_2) + sA(1 - k_1 k_2) + A^2(1 + k_1 k_2) \quad (17)$$

ถ้าเงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณถูกกำหนดไว้ ( $k_1 = k_2 = 1$ ) จะพบว่า  
ค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเป็นดังนี้

$$\omega^2 = A^2 \quad (18)$$

จากหลักการดังกล่าว สามารถสร้างวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณแบบควอดเรเจอร์ได้ดังรูปที่ 5 โดยใช้ตัวกรองผ่านทุกความถี่ ในวงจรที่ 2, 2 ค่าความถี่  
ในการกำเนิดสัญญาณมีค่าเท่ากับ

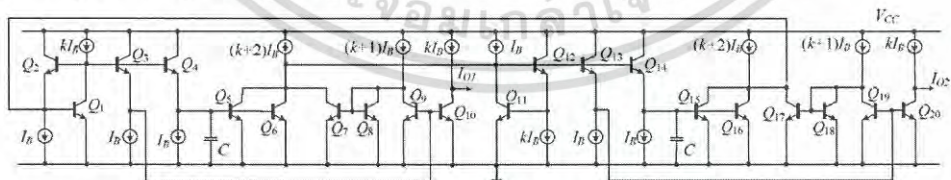
$$\omega = \frac{I_B}{CV_T} \quad (19)$$

โดยที่เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณเท่ากับ

$$k_1 = k_2 = 1 \quad (20)$$

**4. ผลการจำลองการทำงานของวงจร**

เพื่อเริ่มต้นการกำหนดพารามิเตอร์ของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ในรูป  
ที่ 3 และ วงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเรเจอร์ในรูปที่ 5 โดย  
กำหนดค่าแรงดันที่  $V_{CC} = 2.5V$  และกระแสไบอัส  $I$  มีค่าเท่ากับ  $100\mu A$   
ตัวเก็บประจุที่ขั้วมีค่า  $50pF$  เท่ากับทวด ทรานซิสเตอร์โมเดลที่ใช้



รูปที่ 5 แสดงวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณรูปไซน์รูปแบบกระแสแบบที่ต่อโคเดน

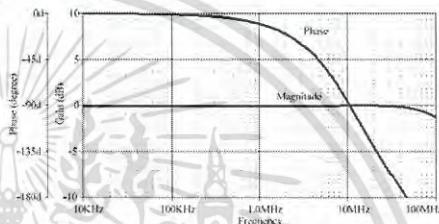
ในการจำลองการทำงาน เป็นแบบอนุกรมค่าความถี่สูง เบอร์ HFA3046 ของ  
Intersil ถูกแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 โมเดลของทรานซิสเตอร์ HFA3046

```

.model NUHFARRY NPN
+ (IS=1.840E-16 XTI=3.000E+00 EG=1.110E+00 VAF=7.200E+01
+ VAR=4.500E+00 BF=1.036E+02 ISE=1.686E-19 NE=1.400E+00
+ IKF=5.400E-02 XTB=0.000E+00 BR=1.000E-01 ISC=1.605E-14
+ NC=1.800E+00 IKR=5.400E-02 RC=1.140E-01 CJC=3.980E-13
+ MJC=2.400E-01 VJC=9.760E-01 FC=5.000E-01 CJE=2.400E-13
+ MJE=5.100E-01 VJE=8.690E-01 TR=4.000E-09 TF=10.51E-12
+ PTF=3.500E-02 XTF=2.300E+00 VTF=3.500E+00 PTF=0.000E+00
+ XCJC=9.000E-01 CJS=1.150E-13 VJS=7.500E-01 MJS=0.000E+00
+ RE=1.848E+00 RB=5.007E+01 RBM=1.974E+00 KF=0.000E+00
+ AF=1.000E+00)
    
```

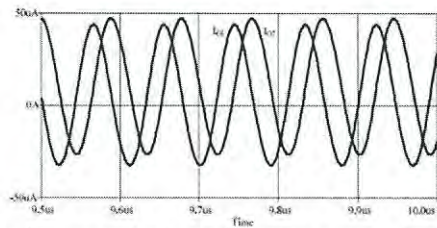
รูปที่ 6 แสดงถึงผลการตอบสนองทางแอมพลิจูดเฟสของวงจรถ่าย  
ผ่านทุกความถี่ ในรูปที่ 3 พบว่าแอมพลิจูดจะคงที่ตลอดเมื่อค่าความถี่  
เปลี่ยนแปลง ขณะที่เฟสมีการเปลี่ยนแปลงที่ -90 องศา ในช่วงความถี่  
ประมาณ 11 MHz



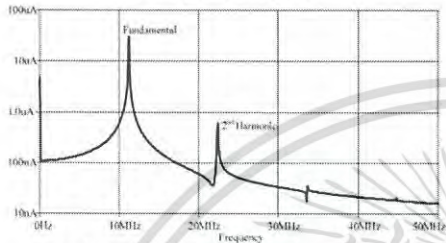
รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางเฟสแอมพลิจูดของวงจรถ่ายผ่านทุกความถี่ที่  
 $C = 50pF$  และ  $I = 100\mu A$

เมื่อพิจารณาถึงผลการระบุจุดตัดให้เขียนวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณในรูปที่ 5  
โดยกำหนดค่ากระแสไบอัส  $I = 100\mu A$  และ  $kI = 144.5\mu A$  โดย  
สัญญาณเอาท์พุตรูปไซน์ของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณ สามารถแสดงได้ใน  
รูปที่ 7 โดยสัญญาณเอาท์พุตซึ่งมีเฟสที่ต่างกัน 90 องศา มีความถี่  
ประมาณ 11.76 MHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ  
12.24 MHz พบว่าค่าความถี่ที่ได้จากการจำลองมีความคลาดเคลื่อนกับ  
การคำนวณเล็กน้อย เนื่องมาจากค่าประจุเชิงขั้วของทรานซิสเตอร์ สำหรับ  
ความถี่รวมทรานซอร์มอติก ถ้าได้โดยวิธีการแปลงฟูริเยร์ (FFT) จาก  
สัญญาณรูปไซน์ที่แสดงในรูปที่ 7 จะได้สเปกตรัมดังรูปที่ 8 ค่าความถี่ฮาร์  
โมนิกที่สองวัดค่าได้ประมาณ 624.13  $\mu A$  ในขณะที่แอมพลิจูดของ  
ความถี่มูลฐานมีค่าประมาณ 31.34  $\mu A$  ดังนั้นค่า THD ที่คำนวณได้จะมี  
ค่าประมาณ 1.7 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

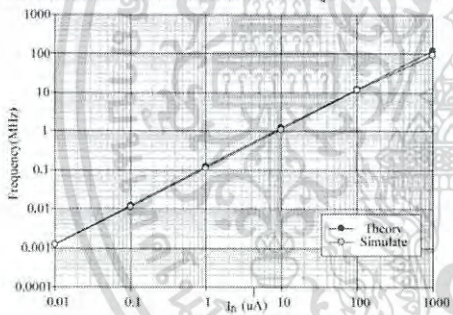


รูปที่ 7 สัญญาณไซน์ที่อัตราที่ความถี่ 11.22 MHz จากวงจรรูปที่ 5 เมื่อ  $C = 50\text{pF}$  และ  $I = 100\mu\text{A}$



รูปที่ 8 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากรูปที่ 7

ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ จะดำเนินการโดยปรับกระแสได้ตั้งแต่  $0.01\mu\text{A}$  ถึง  $1000\mu\text{A}$  พบว่าวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถทำงานได้อย่างแม่นยำ โดยการเปรียบเทียบที่ได้จากการคำนวณและจากผลการทดลองสามารถแสดงได้ในรูปที่ 9



รูปที่ 9 แสดงค่าความถี่ของวงจรโดยการปรับกระแสไบอัส

5. สรุป

วงจรกรองผ่านทุกความถี่คือกโคมรูปแบบกระแสใหม่ โดยใช้ที่นำเสนอ ออกสร้างโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ กโคม โดยแต่ละส่วนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ทั้งไม่กดับเฟส และ กดับเฟส ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดวี และ อุปกรณ์เก็บประจุของกรวดค่านึงตัว เพื่อขึ้นต้นการใช้งานได้จริง ได้ประยุกต์ใช้สร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ชนิดทราเวอร์เซอร์ โดยต้องวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกดับเฟส และ ไม่กดับเฟสร่วมกัน วงจรที่นำเสนอมีอินทิเกรตเซอร์ที่ทุกสูง โดยใช้ไฟเลี้ยง 2.5 V ช่วงความถี่ที่สามารถปรับค่าได้ (1kHz-100MHz)

สามารถปรับค่าได้ที่  $I_B$  จาก  $0.01\mu\text{A}$  ถึง  $1000\mu\text{A}$  และมีค่า THD ที่ความถี่ 11.76 MHz ประมาณ 1.7%

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] R. W. Adams, "Filtering in the log domain," in 63rd AES Conv., Los Angeles, CA, May 1979, preprint 1470.
- [2] D. R. Frey, "Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering," *Proc. IEE, part-G*, vol. 140, no. 6, pp. 406-416, 1993.
- [3] D. R. Frey, "Exponential state-space filters: a generic current mode design strategy," *IEEE Trans Circuits Systems-I*, vol.43, pp.34-42, 1996.
- [4] E. Seevinck, "Companding Current-mode Integrator: A new circuit principle for continuous-time monolithic filters," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 24, pp. 2046-2047, 1990.
- [5] Y. Tsividis, "On linear integrators and differentiators using instantaneous companding," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol.42, pp.561-564, Aug.1995.
- [6] Y. Tsividis, "General approach to signal processors employing companding," *Electron. Lett.*, vol.31, no.18, pp.1549-1550, 1995.
- [7] Y. Tsividis, "Instantaneously companding integrators," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'97)*, Hong-Kong, vol.1, pp.477-480, 1997.
- [8] D. R. Frey, "A 3.3 V electronically tuneable active filter useable to beyond 1 GHz," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'94)*, London, U.K., vol.5, pp. 493-496, 1994.
- [9] D. R. Frey, "Log domain filtering for RF applications," *IEEE J.Solid-State Circuits*, vol.31, pp.1468-1475, Oct. 1996.
- [10] D. R. Frey, "An adaptive analog notch filter using log-filtering," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'96)*, Atlanta, GA, vol.1, pp.297-300, 1996.
- [11] F. Yang, C. Enz, and G. Ruybcke, "Design of low-power and low-voltage log-domain filters," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS'96)*, Atlanta, GA, vol.1, pp.117-120, 1996.
- [12] E. M. Drakakis, A. J. Payne, and C. Toumazou, "Log-Domain Filtering and the Bernoulli Cell," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol.46, no.5, pp. 559-571, May.1999.
- [13] J.V. Vosper, "Synthesis of first-order active-R allpass networks and their application in sinusoidal oscillator design," *Electron.Lett.*, vol. 27, pp. 53-55,1991.
- [14] M. Higashimura, "Current-mode allpass filter using FTEN with grounded capacitor," *Electron. Lett.*, vol.27, pp. 1182-1183, 1991.
- [15] A. Toker, S. Ozoguz, O. Cicekkoglu, and C. Acar, "Current-mode all-pass filters using current differencing buffered amplifier and a new high-Q bandpass filter configuration," *IEEE Trans. Circuits and Syst., II*, vol. 47, pp. 949-954,2000.
- [16] A. M. Soliman, "Generation of current conveyor based all-pass filters from op-amp based circuits," *IEEE Trans. Circuits and Syst., II*, vol.44, pp. 324-330, 1997.
- [17] O. Cicekkoglu, H. Kutman, and S. Berk, "All-pass using a single current conveyor," *Int. J. Electron.*, vol. 86,pp. 947-955,1999.
- [18] P. Prommee, K. Angkeaw, J. Chanwutitum, and K.Dejhan, "Dual Input All-Pass Networks Using MO-OTA and its Application",*Proc. of ECTI-CON 2007*, Chiang Rai, Thailand , May 9-12, 2007.
- [19] R. Arslanalp, E.Yuce, "A BJT technology-based current-mode tunable all-pass filter," *Microelectronics Journal* , Vol.40, pp.921-927, 2009.
- [20] B. Gilbert, "Translinear circuits: an historical overview", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 9, no. 2, pp. 95-118, March, 1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอรรถรัฐพงษ์ วิวัฒน์ศิริพงษ์
วัน เดือน ปีเกิด	20 มิถุนายน 2528
ที่อยู่	138/22 หมู่ 1 แขวงทับยาว เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
E-Mail Address	<a href="mailto:ByBenz@Gmail.com">ByBenz@Gmail.com</a>
Facebook	<a href="https://www.facebook.com/ByBenz">Facebook.com/ByBenz</a>
ประวัติการศึกษา	2546 - 2549 ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2553 - 2556 ปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### ความชำนาญเฉพาะด้าน

- 1.) ระบบโครงข่ายโทรคมนาคมไร้สาย
- 2.) การออกแบบวงจรความถี่สูง
- 3.) ระบบมาตรฐานสัญญาณหมายเลข 7 (SS7)
- 4.) ระบบโครงข่ายอัจฉริยะ (Intelligent Network)
- 5.) การสื่อสารทางเสียงผ่านโครงข่ายที่ใช้อินเทอร์เน็ตโพรโตคอล (VOIP)

### ประสบการณ์การทำงาน

ปัจจุบัน	วิศวกรอาวุโส ส่วนระบบใช้จ่ายและบริการเสริม บริษัท โทรูมพ์ จำกัด Senior Engineer, Charging payment and VAS , Truemove CO.,LTD.
----------	--

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้