



การสังเคราะห์และออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถปรับกระแสจิดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำ  
ได้อย่างอิสระจากกัน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2567

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถปรับกระแสขีดเริ่มด้านสูง  
และด้านต่ำได้อย่างอิสระจากกัน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2

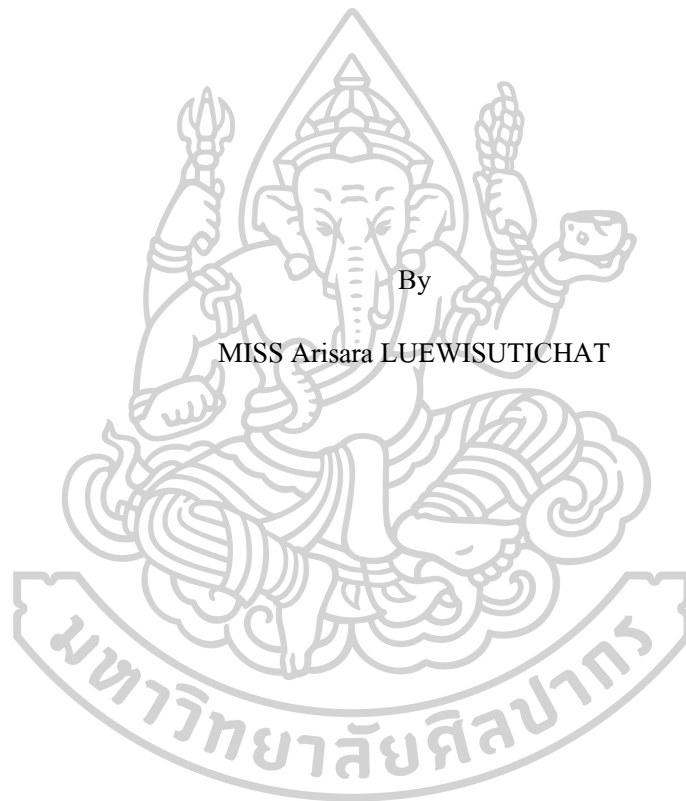
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2567

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

SYNTHESIS AND DESIGN OF A SCHMITT TRIGGER  
WITH INDEPENDENT/ELECTRONIC CONTROL OF UPPER AND LOWER  
THRESHOLD CURRENTS



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for Master of Engineering (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)  
Department of ELECTRICAL ENGINEERING  
Academic Year 2024  
Copyright of Silpakorn University

หัวข้อ การสังเคราะห์และออกแบบวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถปรับ  
กระแสชดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำได้อย่างอิสระจากกัน  
โดย นางสาวอริสรา ลือวิสุทธิชาติ  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2  
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณา  
อนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อรุณศรี ลีจิระจำเนียร) เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

พิจารณาเห็นชอบโดย

..... ประธานกรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กัญธิดา พันธุ์เจริญ)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก  
(รองศาสตราจารย์ ดร. วินัย ไจกล้ำ)

640920029 : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2

คำสำคัญ : วงจรชนิดต์ริกเกอร์, โหมดกระแส, ความคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์, ปรับอิสระออกจากกัน, ไอซีเชิงพาณิชย์

นางสาว อริสรา ลือวิสุทธิชาติ: การสังเคราะห์และออกแบบวงจรชนิดต์ริกเกอร์ที่สามารถปรับกระแสขีดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำได้อย่างอิสระจากกัน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กมล ศิลาพันธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้สังเคราะห์และออกแบบวงจรชนิดต์ริกเกอร์โหมดกระแส ที่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มต้นต่ำและด้านสูงได้อย่างอิสระ รวมถึงผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรที่สังเคราะห์ วงจรชนิดต์ริกเกอร์ที่สังเคราะห์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ AD844 และ LT1228 วงจรชนิดต์ริกเกอร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้ทั้ง 2 แบบ คือ แบบตามเข็มนาฬิกา (Clockwise : CW) และทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise : CCW) พร้อมกันโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยน โครงสร้างของวงจร พร้อมทั้งการทดสอบสมรรถนะของวงจรชนิดต์ริกเกอร์ผ่านการจำลองโปรแกรม PSpice และการทดสอบ ในทางปฏิบัติ จากผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรชนิดต์ริกเกอร์ที่สังเคราะห์ผ่านการจำลองมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของการปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตที่ 1.97% ค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของกระแสขีดเริ่มต้นสูงเท่ากับ 1.60% และค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของกระแสขีดเริ่มต้นต่ำอยู่ที่ 8.55% ส่วนผลการทดสอบในทางปฏิบัติ ค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของการปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตที่ 1.23% ค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของกระแสขีดเริ่มต้นสูงเท่ากับ 5.48% และค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของกระแสขีดเริ่มต้นต่ำอยู่ที่ 5.60% จากผลการทดสอบพบว่าการปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำของวงจรชนิดต์ริกเกอร์ทั้งตามเข็มนาฬิกา สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบแอสซึ่งสอดคล้องกับการคาดการณ์ทางทฤษฎีไว้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ผลการจำลองยังแสดงให้เห็นว่าขนาดสัญญาณเอาต์พุต และกระแสขีดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ อีกทั้งวงจรชนิดต์ริกเกอร์ที่สังเคราะห์สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรถักสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ความถี่และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกัน

640920029 : Major (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Keyword : Schmitt trigger, Current-mode, Electronically controllable, Independent adjustment, Commercially available ICs

MISS Arisara LUEWISUTICHAT : Synthesis and design of a Schmitt trigger with independent/electronic control of upper and lower threshold currents Thesis advisor : Assistant Professor Phamorn Silapan, Ph.D.

This thesis synthesizes and designs an electronically tunable current mode Schmitt Trigger circuit. The circuit enables independent adjustment of the output amplitude and upper/lower threshold current without affecting temperature stability. The Schmitt Trigger circuit is synthesized and designed using commercial ICs, which include the AD844 and LT1228. The proposed Schmitt Trigger operates in both clockwise (CW) and counterclockwise (CCW) functions simultaneously without needing any structural modifications. The circuit's performance is validated through two methods: simulation using PSpice software and practical testing. The performance evaluation of the synthesized Schmitt Trigger circuit, the simulation results indicate a maximum deviation of 1.97% in output signal scaling, a maximum deviation of 1.60% in the upper threshold current, and a maximum deviation of 8.55% in the lower threshold current. In practical experimental results, the maximum deviation of output signal scaling is 1.23%, while the maximum deviations of the upper and lower threshold currents are 5.48% and 5.60%, respectively. From both evaluation methods, it is evident that the scaling of the output signal, the upper threshold current, and the lower threshold current of the Schmitt Trigger circuit—both in clockwise and counterclockwise adjustments—can be electronically controlled via bias current. This behavior aligns well with theoretical predictions and prior analytical assessments. Additionally, PSpice simulation results demonstrate that do not affect the output signal amplitude, upper threshold current, or lower threshold current. Furthermore, the synthesized Schmitt Trigger circuit can be applied as a triangular and square waveform generator, where both the frequency and amplitude of the output waveforms can be independently adjusted through electronic tuning.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์และความกรุณาอย่างสูงจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์.ดร.ภมร ศิลาพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำช่วยเหลือ ตลอดจนปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ของวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้อง สมบูรณ์ ด้วยความเอาใจใส่อย่างดียิ่ง ผู้วิจัยตระหนักถึงความตั้งใจจริงและความทุ่มเทของอาจารย์และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ระพีพันธ์ แก้วอ่อน หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ซึ่งเป็นผู้ทรงคุณที่ให้ความอนุเคราะห์ในเรื่องสถานที่และอุปกรณ์ต่างๆ ที่เอื้อต่อการทำงานวิจัย จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลุล่วงไปด้วยดี

อนึ่ง ผู้วิจัยหวังว่า งานวิจัยฉบับนี้จะมีประโยชน์อยู่ไม่น้อย จึงขอมอบส่วนดีทั้งหมดนี้ให้แก่เหล่าคณาจารย์ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาจนทำให้การวิจัยในครั้งนี้ประสบความสำเร็จและเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่เกี่ยวข้อง สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว รวมถึงเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่คอยเป็นกำลังใจ ทั้งให้การสนับสนุนและช่วยเหลือในทุกๆ ด้านมาโดยตลอด หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย และยินดีที่จะรับฟังคำแนะนำจากทุกท่านที่ได้เข้ามาศึกษา เพื่อประโยชน์ในการพัฒนางานวิจัยต่อไป



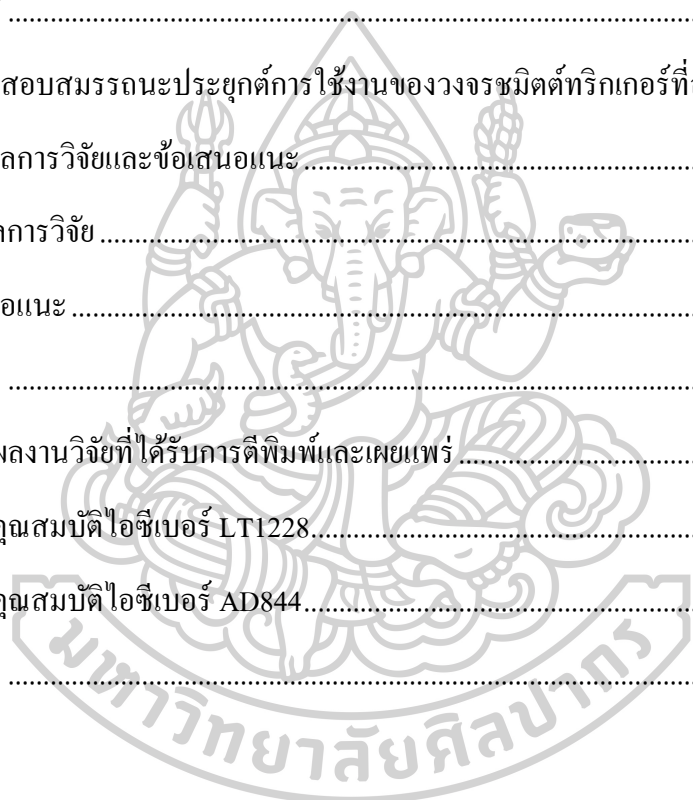
อริสรา ลือวิสุทธิชาติ

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ .....	3
1.3 กรอบแนวความคิดสำหรับวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ .....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	6
2.1 วงจรमितต์์ทริกเกอร์.....	6
2.1.1 วงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา.....	6
2.1.2 วงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา.....	7
2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม .....	10
2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน.....	13
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	18
2.4.1 วงจรमितต์์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก Op-Amp สามารถควบคุมแรงดันขีดเริ่มได้และการ นำไปประยุกต์ใช้กับตัวแปลงแรงดันเป็นคาบ .....	18
2.4.2 วงจรमितต์์ทริกเกอร์โดยใช้นูเลอร์ลอยตัวสี่ขั้ว (FTFN).....	19

2.4.3 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สามารถปรับค่าฮิสทีรีซิสที่มีความเร็วสูงแรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยี CMOS.....	21
2.4.4 การออกแบบวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่ใช้พลังงานต่ำ และป้องกันสัญญาณรบกวน.....	22
2.4.5 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สร้างจากวงจรมัลติพลายเออร์สัญญาณกระแสต่อเรียงบัฟเฟอร์ Z-copy (ZC-CDBA) โดยไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ .....	23
2.4.6 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สร้างจากวงจรมัลติพลายเออร์นำถ่ายไอออน (OTA) โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ.....	24
2.4.7 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรมัลติพลายเออร์นำถ่ายแรงดัน (VDGA) เพียงตัวเดียว .....	25
เปรียบเทียบวรรณกรรมที่ในอดีต .....	26
บทที่ 3 การดำเนินงานวิจัย.....	28
3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ .....	29
3.1.1 ไอซีเบอร์ LT1228 .....	29
3.1.1.1 ไอซีเบอร์ LT1228 ที่ทำงานในสถานะอิมิต์ .....	31
3.1.2 ไอซีเบอร์ AD844.....	32
3.1.2.1 ไอซีเบอร์ AD844 ที่ทำงานในสถานะอิมิต์ .....	33
3.1.3 นอตเกต .....	33
3.1.4 บัฟเฟอร์.....	35
3.2 การสังเคราะห์วงจรชนิดทรานซิสเตอร์.....	36
3.3 การวิเคราะห์วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ .....	37
3.3.1 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกาที่สังเคราะห์ .....	38
3.3.2 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาที่สังเคราะห์ .....	40
3.4 การประยุกต์ใช้งานของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ .....	42
3.5 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติ .....	46
3.5.1 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรชนิดทรานซิสเตอร์แบบตามเข็มนาฬิกา .....	47

3.5.2 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา .....	48
3.5.3 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ .....	49
บทที่ 4 การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง .....	51
4.1 การทดสอบสมรรถนะของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์โดยจำลองผ่านโปรแกรม PSpice.....	52
4.2 การทดสอบสมรรถนะของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์โดยการทดสอบวงจรในทางปฏิบัติ .....	63
4.3 การทดสอบสมรรถนะประยุกต์การใช้งานของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ .....	74
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	79
5.1 สรุปผลการวิจัย .....	79
5.2 ข้อเสนอแนะ .....	80
รายการอ้างอิง .....	81
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ .....	84
ภาคผนวก ข คุณสมบัติไอซีเบอร์ LT1228.....	108
ภาคผนวก ค คุณสมบัติไอซีเบอร์ AD844.....	129
ประวัติผู้เขียน .....	150



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรมิตต์ทริกเกอร์ หรือวงจรถ่ายเทียบด้วยฮิสเตอร์ซิส โดยทั่วไปแล้วสร้างจากอุปกรณ์ op-amp เป็นวงจรถ่ายเทียบแรงดันชนิดหนึ่ง อาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก โดยเป็นการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตบางส่วนป้อนกลับมาเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจร ทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองสถานะหรือเรียกว่ากระแสขีดเริ่ม (Hysteresis) เป็นหนึ่งในองค์ประกอบสำคัญของวงจรที่ใช้กันอย่างแพร่หลายทั้งแบบแอนะล็อกและดิจิทัล [1] อีกทั้งช่วยลดสัญญาณรบกวนในการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และสามารถนำไปใช้งานทางด้านการประมวลผลสัญญาณ เช่น ตัวแปลงแรงดันเป็นความถี่ [2] วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม [3, 4] วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ [5] และอื่น ๆ อีกมากมาย

ในการออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ แบบแรกเป็นการออกแบบได้จากอุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์ ซึ่งอุปกรณ์ประเภทนี้มีข้อดีในด้านการประหยัดพลังงาน มีวงจรมิติขนาดเล็ก ความเร็วสูง และลดสัญญาณรบกวนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามการออกแบบประเภทนี้ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความซับซ้อนของวงจรและความยุ่งยาก เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์โดยใช้ออสตราซิสเตอร์ที่นำเสนอใน [6-11] จากการทบทวนวรรณกรรมที่ผ่านมา พบว่าในปี 2017 และ 2018 ได้มีศึกษาและพัฒนาวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก CMOS โหมดแรงดันโดยอาศัยหลักการ Body Biasing ข้อดีของวงจรที่นำเสนอคือ วงจรมีความเร็วสูง ทำงานที่แรงดันไฟฟ้าต่ำได้ลดสัญญาณรบกวน และสามารถปรับค่าแรงดันขีดเริ่มได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [6, 7] ในปีเดียวกันมีการนำเสนอวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก CMOS พลังงานต่ำพิเศษที่ทำงานในช่วง Sub-Threshold ที่ถูกนำเสนอในปี 2018 ซึ่งเป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์อาศัยเทคนิค Bulk-Driven และการทำงานในช่วง Sub-Threshold ซึ่งวงจรมิตต์ทริกเกอร์นี้ใช้พลังงานต่ำ วงจรมิตต์ทริกเกอร์มีขนาดเล็ก และสามารถควบคุมค่าแรงดันขีดเริ่มได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ [8] วงจรมิตต์ทริกเกอร์พลังงานต่ำโดยสร้างจาก CMOS ถูกนำเสนอในปี 2019 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่นำเสนออาศัยหลักการ 2 เทคนิค คือ ออกแบบโดยใช้เทคนิค PMOS สองชั้นหนึ่งตัว และ NMOS เพียงตัวเดียวทำหน้าที่ Pull-up

Network พร้อมกับตัวเพิ่มแรงดัน [9] ในปีถัดมา คศ.2021 และ 2023 การออกแบบวงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์ที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์โดยอาศัยหลักการ สัญญาณ clock พร้อมกับการใช้ PMOS keeper [10] และ Stacking, Self-Bias [11] ตามลำดับ โดยข้อดีของการออกแบบวงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์ที่กล่าวมาข้างต้นคือ วงจรมีขนาดเล็ก ความเร็วสูง พลังงานต่ำ และสามารถทนต่อสัญญาณรบกวน แต่ทว่าจากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา การออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ยังมีข้อจำกัดในด้านของราคา และที่สำคัญยังไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำ ให้ได้อย่างอิสระ อีกทั้งไม่สามารถปรับได้ด้วยทางอิเล็กทรอนิกส์

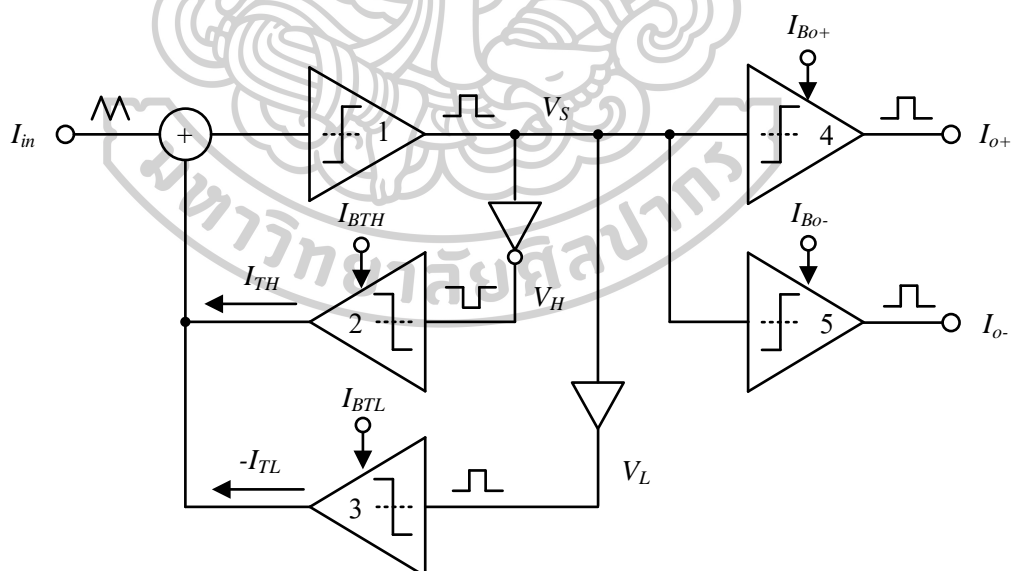
การออกแบบวงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์อีกวิธีหนึ่งที่ได้รับคามนิยม คือ การใช้อุปกรณ์สำเร็จรูป (Building Block) ซึ่งการออกแบบลักษณะนี้มีจุดเด่นคือ มีความสะดวกในการใช้งาน ประหยัดค่าใช้จ่าย และโครงสร้างไม่ซับซ้อน ซึ่งจากข้อดีดังกล่าว ได้มีการศึกษาบทความวิจัยที่ผ่านมามีพบว่าเมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมาได้มีการนำเสนออุปกรณ์สำเร็จรูปมาออกแบบเป็นวงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์ [12-14] ในปี 2019 ได้มีการนำเสนอ การนำไปประยุกต์ใช้เป็นเครื่องกำเนิดสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม และเครื่องกำเนิดสัญญาณมอดูเลตวงจรถักตรีโกลีทริกเกอร์ที่สร้างจากวงจรถ่ายผลต่างสัญญาณกระแสต่อเรียงบัฟเฟอร์ (Z-Copy Current Differencing Buffered Amplifier : ZC-CDBA) [12] โดยไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ โดยบทความวิจัยดังกล่าวเป็น วงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์สร้างจาก ZC-CDBA เพียงตัวเดียว โดยวงจรถ่ายผลต่างไปด้วย วงจรผลต่างกระแส (CDU) และวงจรถ่ายผลต่างแรงดัน (Voltage Buffer) อาศัยหลักการสายพานกระแสรุ่นที่ 3 จากผลการจำลองพบว่าสามารถเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันขีดเริ่ม โดยควบคุมจากแรงดันไฟฟ้า ความกว้างทรานซิสเตอร์ และค่ากระแสไฟฟ้า วงจรถ่ายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier : OTA) โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ [13] ถูกนำเสนอในปี 2020 วงจรดังกล่าวสร้างจากวงจรถ่ายความนำถ่ายโอนซึ่งเป็นอุปกรณ์แอนาล็อกสำเร็จรูปที่ใช้กันอย่างกว้างขวางสามารถปรับค่าแรงดันขีดเริ่มได้ด้วยค่าขยายความนำถ่ายโอน ( $g_m$ ) ในปีเดียวกันได้มีการนำเสนอ วงจรชนิดตรีโกลีทริกเกอร์โดยใช่วงจรถ่ายความนำผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Gain Amplifier : VDGA) เพียงตัวเดียว [14] เป็นออกแบบพัฒนาวงจรถักตรีโกลีทริกเกอร์โดยใช้อุปกรณ์ VDGA ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำเร็จรูปที่มีความยืดหยุ่นสูง สามารถปรับค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และแรงดันขีดเริ่มได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ปรับได้จากกระแสไบแอสจากภายนอก อย่างไรก็ตามงานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้นยังคงมีข้อจำกัดคือไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มต้นสูงและกระแสขีดเริ่มต้นต่ำ ได้อย่างอิสระด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากที่มาและความสำคัญที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ศึกษาค้นคว้า สั้งเคราะห์ วิเคราะห์ และทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแสที่สามารถ ควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสซิดเริ่มด้านสูง และด้านต่ำได้อย่างอิสระ ด้วยวิธี ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ไอซีเชิงพาสซีฟ นอกจากนี้ผู้วิจัยได้แสดงสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ ด้วยการจำลองผ่าน โปรแกรม PSpice และต่อวงจรในทางปฏิบัติ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพ และ อภิปรายผลการทดลองของวงจรที่นำเสนอซึ่งให้นำมาประยุกต์ใช้ในงานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า แขนงต่างๆได้ต่อไป

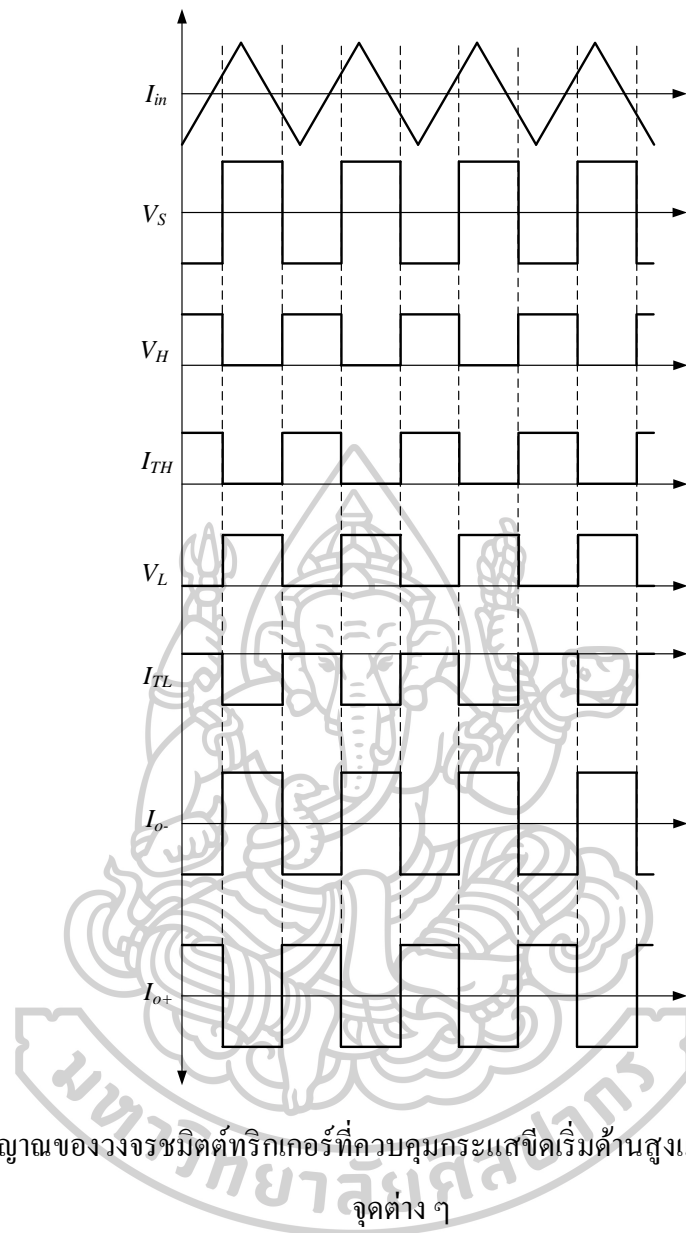
## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

- 1) สั้งเคราะห์วงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส ออกแบบโดยใช้ไอซีเชิงพาสซีฟ
- 2) วิเคราะห์วงจรเพื่อหาประสิทธิภาพของวงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส ที่นำเสนอ
- 3) ทดสอบประสิทธิภาพของวงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส ที่นำเสนอ ด้วยการจำลอง การทำงานผ่าน โปรแกรม PSpice และทดลองต่อวงจรในทางปฏิบัติ

## 1.3 กรอบแนวความคิดสำหรับวิทยานิพนธ์



รูปที่ 1.1 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสซิดเริ่มด้านสูงและต่ำได้อย่างอิสระจากกัน



รูปที่ 1.2 สัญญาณของวงจรหมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสขีดเริ่มต้นด้านสูงและต่ำได้อิสระจากกันที่จุดต่าง ๆ

แผนผังวงจรหมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสขีดเริ่มต้นด้านสูงและต่ำได้อิสระจากกันในรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจำนวน 5 วงจร ต่อกับนอตเกตและบัฟเฟอร์อย่างละ 1 ตัว โดยวงจรหมิตต์ทริกเกอร์ที่นำเสนอโดยภาพรวมแล้ว วงจรที่นำเสนอทำงานในโหมดกระแส แต่เมื่อพิจารณาในหน่วยย่อยแต่ละวงจรพบว่า วงจรเปรียบเทียบตัวที่ 1 ทำงานในโหมดทรานส์อิมพีแดนซ์ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรที่แปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดัน และวงจรเปรียบเทียบตัวที่ 2-5 ทำงานในโหมดทรานส์คอนดักแดนซ์ ทำหน้าที่เป็นวงจรที่แปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแส ดังนั้นเมื่อวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรหมิตต์ทริกเกอร์ ณ จุดต่างๆ ในสภาวะเริ่มสัญญาณขนาดของ  $V_S$ ,  $I_o-$  และ  $I_o+$  คือ  $-V_S$ ,  $-I_o-$  และ  $+I_o+$  ตามลำดับ ส่งผลให้  $V_H$  เป็นสถานะ “1” ใน

ทางกลับกัน  $V_L$  เป็น “0” ดังนั้นวงจรเปรียบเทียบตัวที่ 2 และ 3 มีขนาด  $I_{TH}$  และ 0 ตามลำดับ ขนาดของ  $V_S$ ,  $I_{o-}$  และ  $I_{o+}$  เท่ากับ  $-V_S$ ,  $-I_{o-}$  และ  $+I_{o+}$  จนกระทั่ง  $I_m$  ที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ มากกว่าขนาด  $I_{TH}$  ณ จุดนี้  $V_S$ ,  $I_{o-}$  และ  $I_{o+}$  เปลี่ยนค่าเท่ากับ  $+V_S$ ,  $+I_{o-}$  และ  $-I_{o+}$  ตามลำดับ และทำให้  $V_H$  เป็น “0” ในทางกลับกัน  $V_L$  เป็น “1” วงจรเปรียบเทียบตัวที่ 2 และ 3 ให้เอาต์พุตเป็น 0 และ  $-I_{TL}$  เช่นเดียวกัน ขนาดของ  $V_S$ ,  $I_{o-}$  และ  $I_{o+}$  เป็น  $+V_S$ ,  $+I_{o-}$  และ  $-I_{o+}$  จนกว่า  $I_m$  ลดลงต่ำกว่า  $-I_{TL}$  ก็มีการเปลี่ยนแปลงอีกครั้งดังแสดงในรูปที่ 1.2 ซึ่งเห็นได้ว่ากระแสชืดเริ่มต้นสูง ( $I_{TH}$ ) และด้านต่ำ ( $I_{TL}$ ) สามารถควบคุมอย่างอิสระจากกันผ่าน  $I_{BTH}$  และ  $I_{BTL}$

#### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

- 1) การสังเคราะห์วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมกระแสชืดเริ่มต้นสูงและต่ำได้อย่างอิสระด้วยไอซีเชิงพาณิชย์
- 2) การสังเคราะห์วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์สามารถทำงานได้ทั้งสองแบบทั้ง CW และ CCW พร้อมกันโดยไม่ต้องปรับเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร
- 3) การควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสชืดเริ่มต้นสูงและต่ำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นอิสระจากกัน
- 4) การทดสอบสมรรถนะของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสชืดเริ่มต้นสูงและต่ำได้อิสระจากกันใช้ไฟเลี้ยงที่  $\pm 9V$
- 5) การทดสอบสมรรถนะของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสชืดเริ่มต้นสูงและต่ำได้อิสระจากกันสามารถทำงานในย่านความถี่ 1 kHz

#### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) ได้พัฒนาประสิทธิภาพของวงจรวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ และสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสชืดเริ่มต้นสูงและต่ำได้อย่างอิสระ ได้โดยไม่ซับซ้อนด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์
- 2) สามารถนำวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ ที่สังเคราะห์นี้ไปประยุกต์ใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืองานด้านอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องได้
- 3) เป็นแนวทางในการวิจัยหรือพัฒนาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ในอนาคต

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรขั้วตรึงเกอร์โหมคกระแสที่สามารถปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำ และด้านสูงได้อย่างอิสระจากกัน โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ พร้อมกับนอตเกตและบัฟเฟอร์ รวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม

#### 2.1 วงจรขั้วตรึงเกอร์

วงจรขั้วตรึงเกอร์ (Schmitt trigger) [15, 16] เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันชนิดหนึ่งอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก โดยเป็นการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตบางส่วนป้อนกลับมาเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองสถานะ ซึ่งวงจรขั้วตรึงเกอร์นี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ วงจรขั้วตรึงเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise Schmitt trigger) และวงจรขั้วตรึงเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา (Clockwise Schmitt trigger)

##### 2.1.1 วงจรขั้วตรึงเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

ในส่วนนี้เป็นการอธิบายหลักการทำงานของวงจรขั้วตรึงเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาที่ออกแบบด้วยออปแอมป์ (Op-Amp) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1 (ก) ประกอบไปด้วยวงจรเปรียบเทียบแรงดันและตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ทำหน้าที่เป็นส่วนป้อนกลับแบบบวก หากพิจารณาจากวงจรเห็นได้ว่าแรงดันอินพุตของวงจรมันถูกเปรียบเทียบกับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage :  $V_{TH}$ ) ที่ได้จากการป้อนกลับโดยใช้  $R_1$  และ  $R_2$  ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันเอาต์พุตของวงจร ดังนั้นจึงทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจร  $V_{out}$  ดังในรูปที่ 2.1 (ข) เปลี่ยนแปลง 2 สถานะ ก็คือสถานะแรงดันด้านสูง ( $V_{OH}$ ) และสถานะแรงดันด้านต่ำ ( $V_{OL}$ ) ซึ่งมีค่าประมาณแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงแรงดันขีดเริ่มของวงจรขั้วตรึงเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_2} V_{OH} \quad (2.1)$$

และ

$$V_{TL} = \frac{R_1}{R_2} V_{OL} \quad (2.2)$$

โดยที่  $V_{TH}$  และ  $V_{TL}$  คือ แรงดันขีดเริ่มต้นด้านสูงและด้านต่ำ ตามลำดับ

จากกราฟคุณสมบัติของวงจรดังรูปที่ (ค) ค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 2 สถานะนี้เรียกว่า ฮิสเทอรีซิส (Hysteresis) และความกว้างของสถานะฮิสเทอรีซิส (Hysteresis width :  $V_H$ ) ถูกกำหนดโดย

$$V_H = V_{TH} - V_{TL} \quad (2.3)$$

แทนค่าสมการ (2.1) และ (2.2) ได้ว่า

$$V_H = \frac{R_1}{R_2} (V_{OH} - V_{OL}) \quad (2.4)$$

### 2.1.2 วงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

จากรูปที่ 2.2 (ก) แสดงวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา โดยมีละเอียดเหมือนกับวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา แต่มีข้อแตกต่างที่แรงดันอินพุตซึ่งแบบตามเข็มนาฬิกาจะถูกป้อนกลับเข้าทางขาอินพุตลบ ในขณะที่ขาอินพุตบวกต่อลงกราวด์ เนื่องจากการป้อนกลับแบบบวกทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.2 (ข) เปลี่ยนแปลงอยู่ 2 สถานะเช่นเดียวกันก็คือ  $V_{out} = V_{OH}$  และ  $V_{out} = V_{OL}$  โดยมีค่าแรงดันขีดเริ่มเท่ากับ

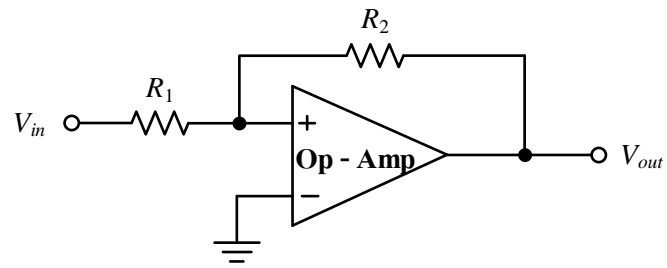
$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} \quad (2.5)$$

และ

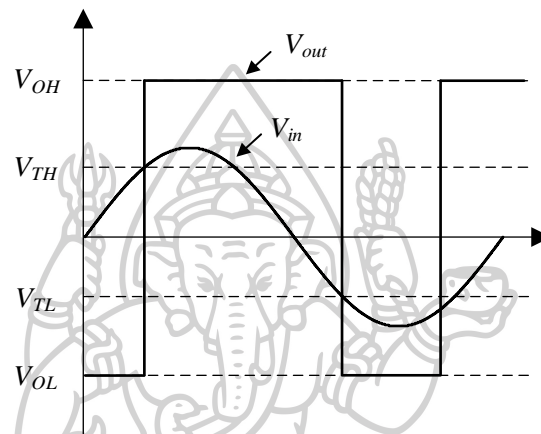
$$V_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} \quad (2.6)$$

กราฟคุณสมบัติของวงจรดังรูปที่ 2.12 (ค) เห็นได้ว่ามีช่วงการเปลี่ยนแปลงสัญญาณในแนวตั้งเช่นเดียวกับกราฟคุณสมบัติของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ขณะที่รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุต ของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา มีเฟสต่างไปจากรูปคลื่นของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาเป็นมุม 180 องศา และจากสมการ (2.5) และ (2.6) ทำให้ได้ความกว้างของสถานะฮิสเทอรีซิสคือ

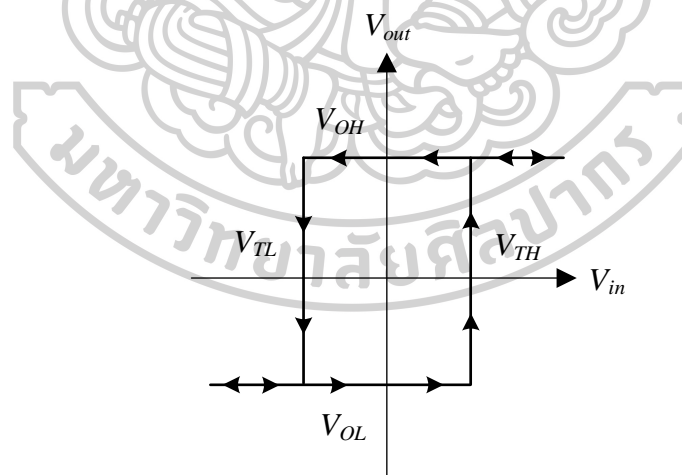
$$V_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{OL}) \quad (2.7)$$



(ก)



(ข)

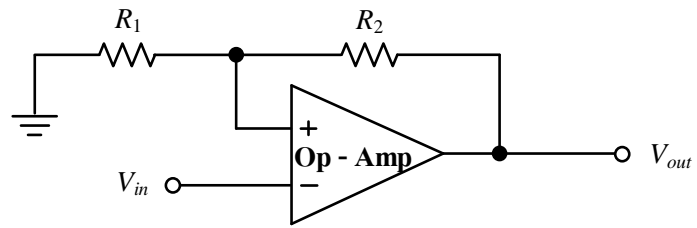


(ค)

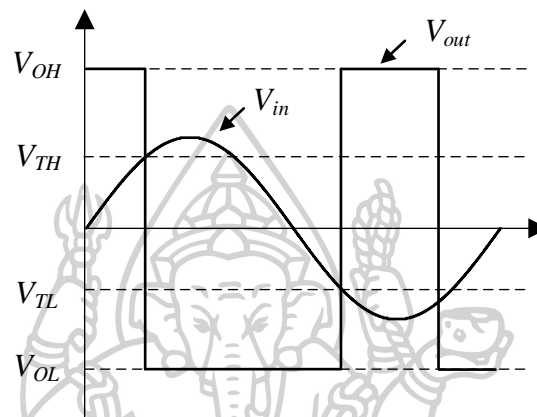
รูปที่ 2.1 (ก) วงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

(ข) รูปคลื่น  $V_{in}$  และ  $V_{out}$

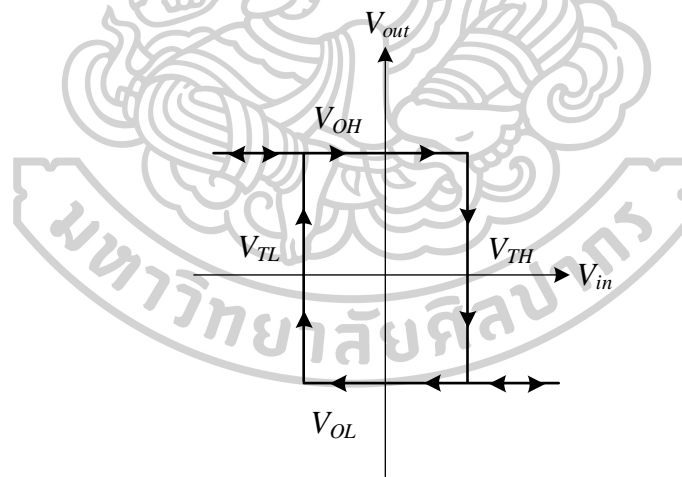
(ค) กราฟคุณสมบัติของวงจร



(ก)



(ข)



(ค)

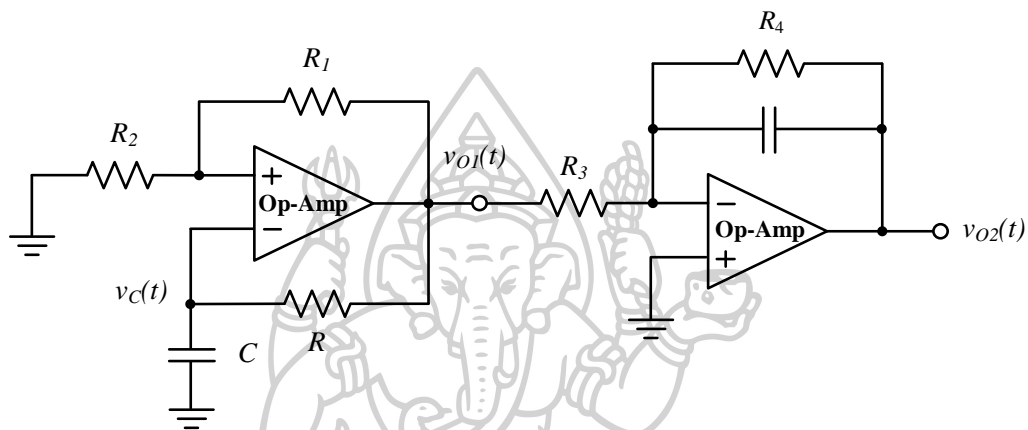
รูปที่ 2.2 (ก) วงจรขมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

(ข) รูปคลื่น  $V_{in}$  และ  $V_{out}$

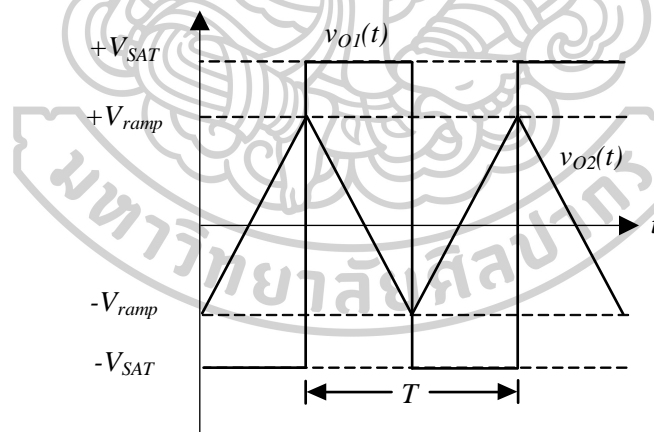
(ค) กราฟคุณสมบัติของวงจร

## 2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม

สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมกำเนิดจากการอินทิเกรตสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมีลักษณะการต่อวงจรด้วยอุปกรณ์ Op-Amp ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) [17-19] พบว่าขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีค่าคงที่อยู่ที่  $\pm V_{SAT}$  แต่ขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมนั้นจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น ในส่วนของ  $R_4$  มีหน้าที่ป้องกันการอิมิต์ที่ความถี่ต่ำในวงจรอินทิเกรเตอร์ และแสดงสัญญาณเอาต์พุตดังในรูปที่ 2.3 (ข)



(ก)



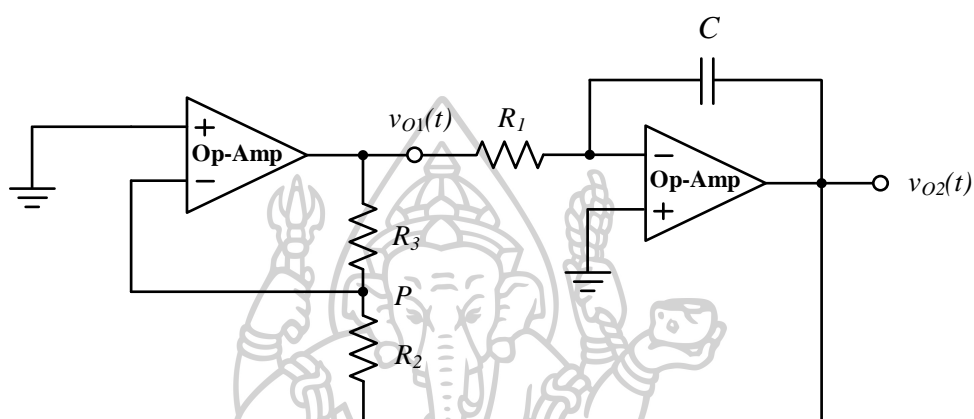
(ข)

รูปที่ 2.3 (ก) วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม

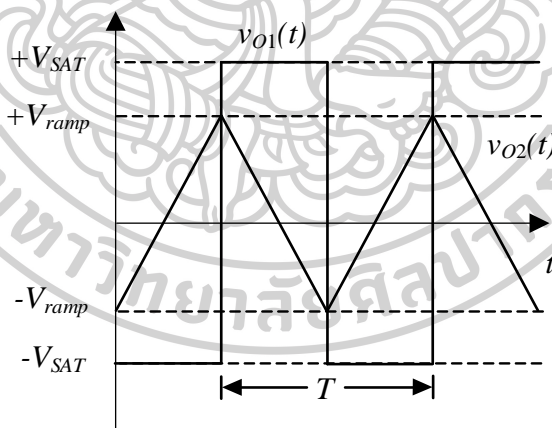
(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร

วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่นิยมใช้งานอีกแบบหนึ่ง เนื่องจากจำนวนอุปกรณ์น้อยกว่าในรูปที่ 2.3 (ก) ซึ่งหลักการของวงจรนี้เป็นการนำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

2 ระดับ (Two level comparator) หรือที่เรียกว่าวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตออกมา 2 ค่า ได้แก่  $V_{SAT+}$  หรือ  $V_{SAT-}$  ต่อร่วมกับวงจรรีโวลติกรเตอร์ ซึ่งทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาด  $\pm V_{SAT}$  ส่วนสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรีโวลติกรเตอร์จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม และสัญญาณสามเหลี่ยมนี้จะถูกป้อนกลับไปยังวงจรมิตต์ทริกเกอร์อีกครั้งโดยผ่านวงจรมอดูเลเตอร์  $R_2$  และ  $R_3$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 (ก) วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมโดยวงจรมิตต์ทริกเกอร์ร่วมกับวงจรรีโวลติกรเตอร์

(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์

สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่กล่าวไว้ข้างต้น อย่างแรกต้องสมมติให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์มีค่าที่สถานะเริ่มเป็น  $V_{SAT+}$  วงจรรีโวลติกรเตอร์จะทำการอินทิเกรตสัญญาณ  $V_{SAT+}$  ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรีโวลติกรเตอร์เป็นสัญญาณแรมป์

(Ramp) ด้านขาลงเนื่องจากเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ดังนั้นแรงดันที่ปลายด้านหนึ่งของ วงจรแบ่งแรงดัน  $R_2$  และ  $R_3$  มีค่าเป็น  $V_{SAT+}$  ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งเป็นสัญญาณ  $v_{O2}(t)$  เมื่อถึงเวลา  $t = t_1$  สัญญาณ  $v_{O2}(t)$  มีขนาดเท่ากับ  $-V_{ramp}$  ที่จุดนี้แรงดันที่จุด  $P$  มีค่าต่ำกว่า  $0V$  เล็กน้อย ส่งผลทำให้ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรชนิดตรีโกณมิติเปลี่ยนแปลงจาก  $+V_{SAT}$  เป็น  $-V_{SAT}$  และในช่วงเวลาที่  $v_{O1}$  เป็น  $-V_{SAT}$  สัญญาณ  $v_{O2}(t)$  ก็จะเพิ่มขึ้นไปในทิศทางบวก เนื่องด้วยมาจากการทำงานของ วงจรอินทิเกรเตอร์เช่นเดียวกันในเวลา  $t = t_2$  แรงดันที่จุด  $P$  ก็มีค่ามากกว่า  $0V$  เล็กน้อยจึงทำให้ สัญญาณ  $v_{O1}(t)$  เปลี่ยนแปลงจากระดับ  $-V_{SAT}$  เป็น  $+V_{SAT}$  อีกครั้งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.4 (จ) และ การทำงานของวงจรจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จะสังเกตเห็นว่า ความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสามเหลี่ยมมีค่าเท่ากัน แต่อย่างไรก็ตามขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมขึ้นอยู่กับค่า  $R$  และ  $C$  ของวงจรอินทิเกรเตอร์และระดับเอาต์พุต  $v_{O1}(t)$  โดยระดับ  $v_{O1}(t)$  นี้จะถูกกำหนดได้โดย ซีเนอร์ไดโอด ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถวิเคราะห์หาได้โดยพิจารณาแรงดันที่จุด  $P$  ในช่วงเวลาที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรชนิดตรีโกณมิติมีค่าเป็น  $+V_{SAT}$  ซึ่งหาค่าได้จาก

$$V_P = -V_{ramp} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} (+V_{SAT} - (-V_{ramp})) \quad (2.8)$$

ที่เวลา  $t = t_1$  แรงดัน  $V_P$  กลายเป็น  $0V$  ดังนั้นจากสมการ (2.8) จะได้

$$-V_{ramp} = \frac{R_2}{R_3} (+V_{SAT}) \quad (2.9)$$

ในทำนองเดียวกันที่เวลา  $t = t_2$  เมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรชนิดตรีโกณมิติเปลี่ยนแปลงจาก ระดับ  $-V_{SAT}$  เป็น  $+V_{SAT}$  จะได้ว่า

$$V_{ramp} = -\frac{R_2}{R_3} (-V_{SAT}) = \frac{R_2}{R_3} (V_{SAT}) \quad (2.10)$$

ดังนั้น ขนาดจากยอดคลื่นถึงยอดคลื่นของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม มีค่าดังนี้

$$v_{O2(p-p)} = +V_{ramp} - (-V_{ramp}) = \frac{2R_2}{R_3} V_{SAT} \quad (2.11)$$

จากสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 2.4 (ข) พบว่า สัญญาณ  $v_{O2}$  เปลี่ยนแปลงจาก  $-V_{ramp}$  เป็น  $+V_{ramp}$  ในช่วงครึ่งคาบเวลาและเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ  $v_{O1}(t)$  เท่ากับ  $-V_{SAT}$  ดังนั้น ถ้าใช้สมการในการอินทิเกรต

คือ  $v_{O1}(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$  จะได้ว่า

$$v_{O2(p-p)} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^{T/2} (-V_{SAT}) dt = \frac{V_{SAT}}{R_1 C} \left( \frac{T}{2} \right) \quad (2.12)$$

ดังนั้นจะเขียนใหม่ได้

$$T = 2R_1 C \frac{v_{O2(p-p)}}{V_{SAT}} \quad (2.13)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.11) ลงในสมการ (2.13) จะความสัมพันธ์ดังนี้

$$T = \frac{4R_1 R_2 C}{R_3} \quad (2.14)$$

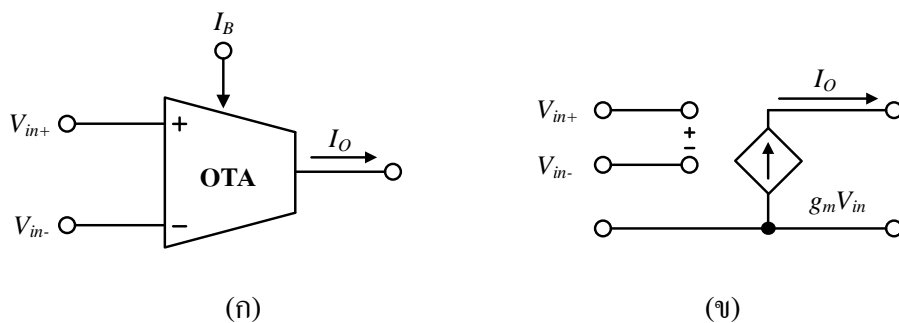
ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าดังต่อไปนี้

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{R_3}{4R_1 R_2 C} \quad (2.15)$$

วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ได้กล่าวมานี้เป็นวงจรพื้นฐานที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน อย่างไรก็ตามสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความแม่นยำน้อย และในกรณีความถี่ต่ำสัญญาณจะเกิดความผิดเพี้ยนหรือเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว เนื่องจากการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์

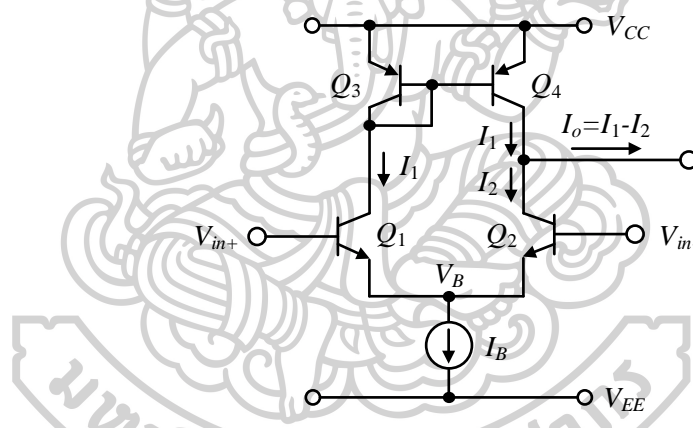
### 2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรถ่ายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทแอกทิฟ ซึ่งจัดเป็นวงจรถ่ายชนิดหนึ่งที่มีการทำงานในลักษณะของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าควบคุมแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า (Voltage Controlled Current Source : VCCS) [20] ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าให้กลายเป็นกระแสไฟฟ้า อัตราการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสเรียกว่าค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance :  $g_m$ ) โดยทั่วไป OTA มีโครงสร้างพื้นฐานที่สร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำ ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมที่มีคุณสมบัติพื้นฐานคือ มีค่าอิมพีแดนซ์ของอินพุตและค่าอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตสูง ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก (Bias current :  $I_B$ ) สัญลักษณ์ของ OTA และวงจรมูลทางอุดมคติ แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) และ 2.5 (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 2.5 (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูลทางอุดมคติของ OTA

ในส่วนของคุณสมบัติของวงจรขยายความนำถ่ายโอน นั้นโครงสร้างพื้นฐานภายในวงจร ประกอบไปด้วยวงจรคู่ความแตกต่างแบบง่าย (Differential pair amplifier) ต่อกับภาระแอกทีฟ (Active load) ซึ่งจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวน 4 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ดังรูปที่ 2.6



รูป 2.6 วงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบง่าย

จากวงจรในรูปที่ 2.6 แสดงวงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบง่ายโดยใช้ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งภายในวงจรมันจะประกอบไปด้วย ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็น วงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันให้กลายเป็นกระแส ส่วนไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีค่าอัตรากระแสสะท้อนเท่ากับ 1 โดยมี กระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตเข้ามาที่  $V_{in+}$  และ  $V_{in-}$  จะทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ขึ้นที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ จากนั้นกระแส  $I_1$  จะถูกสะท้อนกระแส เนื่องด้วย วงจรสะท้อนกระแสแบบลบของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไปหักลบออกจาก

กระแส  $I_2$  ที่เกิดขึ้นที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แล้วได้กระแสเอาต์พุตที่ออกมาเป็น  $I_O$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_1 - I_2$  [21]

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต  $V_{in+}$  และ  $V_{in-}$  และกระแสเอาต์พุต  $I_O$  ของวงจรมายกความนำถ่ายโอนในรูปที่ 2.6 สามารถเขียนสมการค่าของกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ได้ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_1 = I_s e^{(V_{in+} - V_B)/V_T} \quad (2.16)$$

และ

$$I_2 = I_s e^{(V_{in-} - V_B)/V_T} \quad (2.17)$$

เนื่องจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ BJT กล่าวไว้ว่ากระแสขาที่อิมิตเตอร์มีค่าประมาณหรือเท่ากับกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ ( $I_E \cong I_C$ ) เมื่อพิจารณาที่โหนด  $V_B$  จึงสามารถเขียนสมการ KCL

$$I_B = I_1 + I_2 \quad (2.18)$$

แทนสมการที่ (2.16) และ (2.17) ลงในสมการที่ (2.18) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_B &= I_s e^{(V_{in+} - V_B)/V_T} + I_s e^{(V_{in-} - V_B)/V_T} \\ I_B &= I_s (e^{V_{in+}/V_T} e^{-V_B/V_T}) + I_s (e^{V_{in-}/V_T} e^{-V_B/V_T}) \\ I_B &= I_s (e^{V_{in+}/V_T} e^{-V_B/V_T} + e^{V_{in-}/V_T} e^{-V_B/V_T}) \\ I_B &= I_s e^{-V_B/V_T} (e^{V_{in+}/V_T} + e^{V_{in-}/V_T}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

หรือ

$$I_s e^{-V_B/V_T} = \frac{I_B}{e^{V_{in+}/V_T} + e^{V_{in-}/V_T}} \quad (2.20)$$

พิจารณาที่โหนดขาออกของเอาต์พุต สามารถเขียนสมการ KCL ได้เป็น

$$I_O = I_1 - I_2 \quad (2.21)$$

แทนสมการ (2.16) และ (2.17) ลงในสมการที่ (2.21) จะได้

$$\begin{aligned} I_B &= I_s e^{(V_{in+} - V_B)/V_T} - I_s e^{(V_{in-} - V_B)/V_T} \\ I_B &= I_s (e^{V_{in+}/V_T} e^{-V_B/V_T}) - I_s (e^{V_{in-}/V_T} e^{-V_B/V_T}) \end{aligned}$$

$$I_o = I_s e^{-V_B/V_T} (e^{V_{in+}/V_T} - e^{V_{in-}/V_T}) \quad (2.22)$$

แทนสมการที่ (2.20) ลงในสมการที่ (2.22)

$$I_o = I_B \left( \frac{e^{V_{in+}/V_T} - e^{V_{in-}/V_T}}{e^{V_{in+}/V_T} + e^{V_{in-}/V_T}} \right) \quad (2.23)$$

นำ  $1/e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}$  คูณทั้งเศษและส่วนลงในสมการที่ (2.23) ได้ดังนี้

$$I_o = I_B \left( \frac{\frac{e^{V_{in+}/V_T}}{e^{V_{in-}/V_T}} - \frac{e^{V_{in-}/V_T}}{e^{V_{in-}/V_T}}}{\frac{e^{V_{in+}/V_T}}{e^{V_{in-}/V_T}} + \frac{e^{V_{in-}/V_T}}{e^{V_{in-}/V_T}}} \right)$$

$$I_o = I_B \left( \frac{\frac{e^{\frac{V_{in+}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}} - \frac{e^{\frac{V_{in-}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}}}{\frac{e^{\frac{V_{in+}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}} + \frac{e^{\frac{V_{in-}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}}}} \right) = I_B \left( \frac{\frac{e^{\frac{V_{in+}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}} - 1}{\frac{e^{\frac{V_{in+}}{V_T} - \frac{V_{in-}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{in-}}{V_T}}} + 1}} \right)$$

จาก  $\frac{e^a}{e^b} = e^{a-b}$

$$I_o = I_B \left( \frac{e^{(V_{in+}/V_T) - (V_{in-}/V_T)} - 1}{e^{(V_{in+}/V_T) - (V_{in-}/V_T)} + 1} \right)$$

$$I_o = I_B \left( \frac{e^{(V_{in+} - V_{in-})/V_T} - 1}{e^{(V_{in+} + V_{in-})/V_T} + 1} \right) \quad (2.24)$$

จัดรูปสมการที่ (2.24) นำ 2 คูณทั้งเศษและส่วนของเลขยกกำลัง เขียนใหม่ได้เป็น

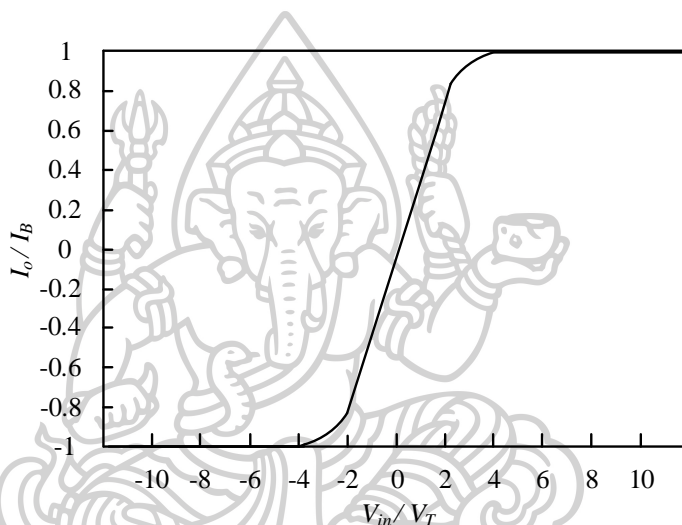
$$I_o = I_B \left( \frac{e^{2(V_{in+} - V_{in-})/2V_T} - 1}{e^{2(V_{in+} - V_{in-})/2V_T} + 1} \right) \quad (2.25)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.6 เมื่อกำหนดให้  $V_{in} = V_{in+} - V_{in-}$  และจาก  $\tanh(x) = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$  เพราะฉะนั้นสมการที่ (2.25) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_o = I_B \left( \frac{e^{2V_{in}/2V_T} - 1}{e^{2V_{in}/2V_T} + 1} \right) = I_B \left( \frac{e^{2(V_{in}/V_T)} - 1}{e^{2(V_{in}/V_T)} + 1} \right)$$

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (2.26)$$

จากสมการข้างต้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  กับ แรงดันอินพุต  $V_{in}$  ได้ดังรูปที่ 2.7 จากกราฟความสัมพันธ์พบว่าค่าความนำถ่ายโอนมีความสัมพันธ์อยู่ในลักษณะของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์โดยในช่วงเชิงเส้นอยู่ในช่วงแคบ ๆ แล้วเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว เมื่อความแตกต่างของแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าประมาณ  $2V_T$  เมื่อ  $V_T$  คือ ค่าศักดาความร้อน (Thermal voltage)



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างอินพุต

ในสมการ (2.26) จากสามารถกระจายอนุกรมในพจน์ของ  $\tanh(x)$  สามารถกระจายได้เป็น

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots, \quad (2.27)$$

แทนค่าสมการ (2.27) ในสมการที่ (2.26) จะได้

$$I_o = I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) - \frac{1}{3} I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^3 + \frac{2}{15} I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^5 - \frac{17}{315} I_B \left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right)^7 + \dots, \quad (2.28)$$

จากสมการ (2.28) ถ้า  $V_{in} \leq 2V_T$  ส่งผลให้ตั้งแต่พจน์ที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมากๆ เพราะฉะนั้นสามารถประมาณค่าอันดับหนึ่ง ซึ่งจะได้ว่า  $\tanh(x) \approx x$  ดังนั้นจากสมการ (2.28) สามารถเขียนใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$I_O = \frac{I_B}{2V_T} V_{in} \quad (2.29)$$

หรือ

$$I_O = g_m V_{in} \quad (2.30)$$

เมื่อ

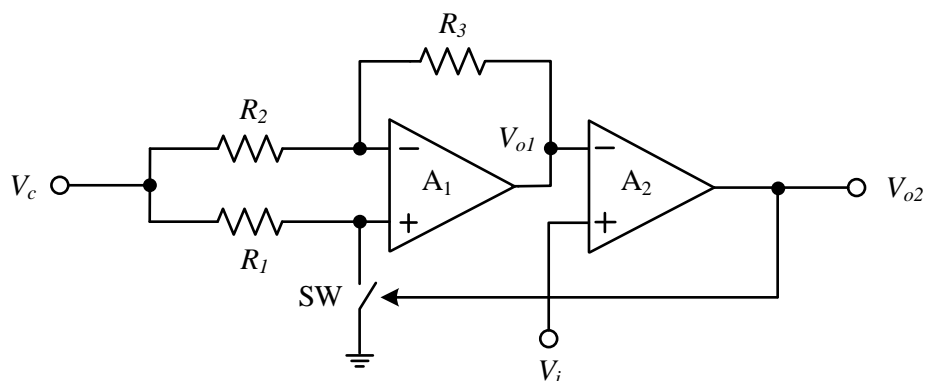
$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) พบว่า ค่า  $g_m$  ของวงจรถูกสร้างขึ้นที่จะสามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยกระแส  $I_B$  ซึ่งทำให้สามารถควบคุม  $g_m$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่อย่างไรก็ตาม จะพบว่าค่า  $g_m$  จะเปลี่ยนไปตามค่า  $V_T$  ปัจจุบัน OTA มีการออกแบบในรูปแบบของวงจรรวมสำเร็จรูปหรือ ไอซีเชิงพาณิชย์ (Commercially available IC) ซึ่งสามารถนำมาใช้งานได้ง่ายและสะดวกมากยิ่งขึ้น

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

หลังจากได้มีกรกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องไปในข้างต้นแล้ว ในหัวข้อถัดมานั้นจะกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ถูกนำไปพัฒนาเป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม วงจรถักกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม และวงจรถักกำเนิดสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ที่ได้มีผู้นำเสนอมาพอสังเขป

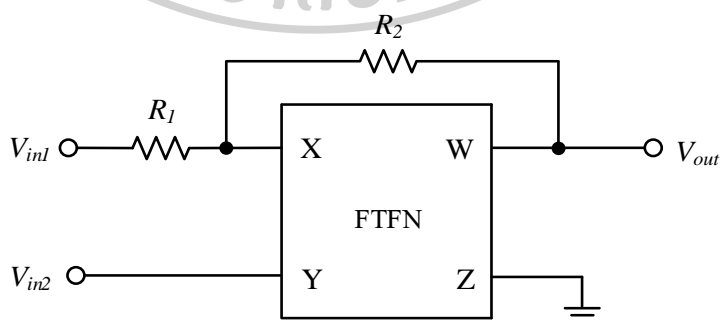
2.4.1 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก Op-Amp สามารถควบคุมแรงดันขีดเริ่มได้และการนำไปประยุกต์ใช้กับตัวแปลงแรงดันเป็นคาบ



รูปที่ 2.9 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก Op-Amp

วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันขีดเริ่มได้ที่สร้างจาก Operational Amplifier (Op-Amp) หรือที่เรียกว่า ออปแอมป์ [2] โดย Op-Amp เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็น วงจรขยายแรงดัน ข้อดีของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดนี้คือมีความยืดหยุ่นในการใช้งาน ราคาถูก หาซื้อได้ง่าย ในบทความวิจัยดังกล่าวได้นำเสนอวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมแรงดัน ขีดเริ่มได้โดยใช้ Op-Amp ดังรูปที่ 2.9 โดยวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ประกอบไปด้วย Op-Amp ที่ใช้ LM324 ได้แก่  $A_1, A_2$  จำนวน 2 ตัว สวิตช์แอนาล็อก (SW) และตัวต้านทาน ( $R_1, R_2, R_3$ ) จำนวน 3 ตัว โดย  $A_2$  จะสร้างสัญญาณ เปรียบเทียบแรงดัน ในขณะที่  $A_1, R_1 - R_3, SW$  สร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของวงจรถ่ายกลับเฟส และไม่กลับเฟสที่สามารถควบคุมได้ ตามหลักแล้วจำเป็นต้องให้  $R_1 - R_3$  มีค่าเท่ากันแรงดัน  $V_{o2} = V_{sat-}$  สวิตช์แอนาล็อกจะอยู่ในสถานะปิดจากนั้นแรงดันไฟฟ้า  $V_{o1} = V_c$  และสวิตช์แอนาล็อกจะ เปิดขึ้นเมื่อแรงดัน ไฟฟ้า  $V_{o2} = V_{sat+}$  และ  $V_{o1} = -V_c$  และจะถูกเก็บไว้จนกว่า  $V_i$  น้อยกว่า  $V_c$  สามารถ นำไปประยุกต์ใช้เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นคาบ ซึ่งเป็นวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่แปลงระดับ แรงดันไฟฟ้า ให้เป็นช่วงเวลาหรือคาบเวลา (period) ของสัญญาณเอาต์พุต จากผลการดำเนินการ ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่นำเสนอสามารถสร้างขึ้นจากอุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์ โดยแรงดันขีดเริ่มสามารถปรับได้ ทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการควบคุม  $V_c$  และสามารถนำไปประยุกต์การใช้งานได้อย่างมี ประสิทธิภาพ แต่ข้อเสียคือวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่นำเสนอทำงานในโหมดแรงดัน ไม่สามารถปรับปรับขนาดของ สัญญาณเอาต์พุต และแรงดันขีดเริ่มได้อย่างอิสระ

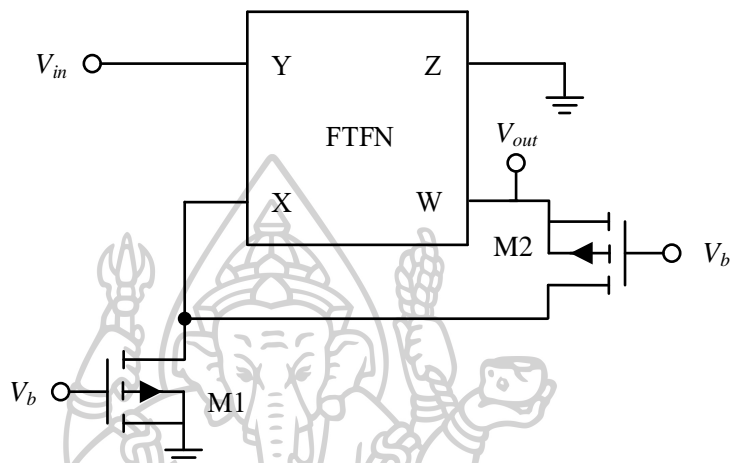
#### 2.4.2 วงจรมิตต์ทริกเกอร์โดยใช้นูแอร์ลอยตัวสี่ขั้ว (FTFN)



รูปที่ 2.10 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก FTFN

วงจรมิตต์ทริกเกอร์โดยใช้นูแอร์ลอยตัวสี่ขั้ว (FTFN) คืออุปกรณ์แอกทีฟที่สังเคราะห์จากวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างขึ้น จาก AD844 วงจรนี้ [5] มีจุดเด่นคือความคล่องตัว และมีความยืดหยุ่นในการออกแบบ

วงจรแอนาล็อก แสดงดังรูปที่ 2.10 ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ตัว ได้แก่  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  สัญญาณเอาต์พุตจำนวน 1 ตัว และตัวต้านทานภายนอกจำนวน 2 ตัว สัญญาณอินพุตทั้งสองตัวสามารถปรับการทำงานได้ทั้ง 2 โหมดได้แก่โหมด CW และ CCW โดยมีลักษณะการนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกำเนิดสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม และวงจรกำเนิดสัญญาณมอดูเลต



รูปที่ 2.11 วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้าง FTFN โดยใช้ตัวต้านทานเสมือนโดยใช้ MOSFET

$$R = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (V_b - V_{th})} \quad (2.32)$$

$$V_{TH} = +V_{sat} \left( \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1 + W_2/L_2} \right) \quad (2.33)$$

$$V_{TL} = -V_{sat} \left( \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1 + W_2/L_2} \right) \quad (2.34)$$

ในบทความนี้ได้วิเคราะห์วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ตัวต้านทานเสมือนโดยใช้ MOSFET ดังรูปที่ 2.11 เพื่อประเมินประสิทธิภาพในการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  จะถูกแทนที่ด้วย MOSFET หรือเรียกอีกอย่างว่า ตัวต้านทานเสมือนมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.32) และค่าแรงดันขีดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำมีเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังสมการที่ (2.33) และ (2.34) ตามลำดับ จากสมการที่กล่าวมาข้างต้นพบว่าแรงดันขีดเริ่มสามารถปรับค่าได้จากอัตราส่วน  $W/L$  ของทรานซิสเตอร์ที่รักษาระดับแรงดันไบแอส ( $V_b$ ) ให้คงที่ ทำให้แอมพลิจูดของ  $V_{out}$  และระดับแรงดันขีดเริ่มด้านต่ำและสูง สามารถควบคุมได้จาก  $V_b$  ข้อดีของวงจรที่นำกล่าวมาข้างต้นคือ วงจรนี้สร้างขึ้นจากไอซีเชิงพาณิชย์ มีการนำไปประยุกต์การใช้งาน แต่ยังคงมีข้อจำกัดโดยวงจรที่

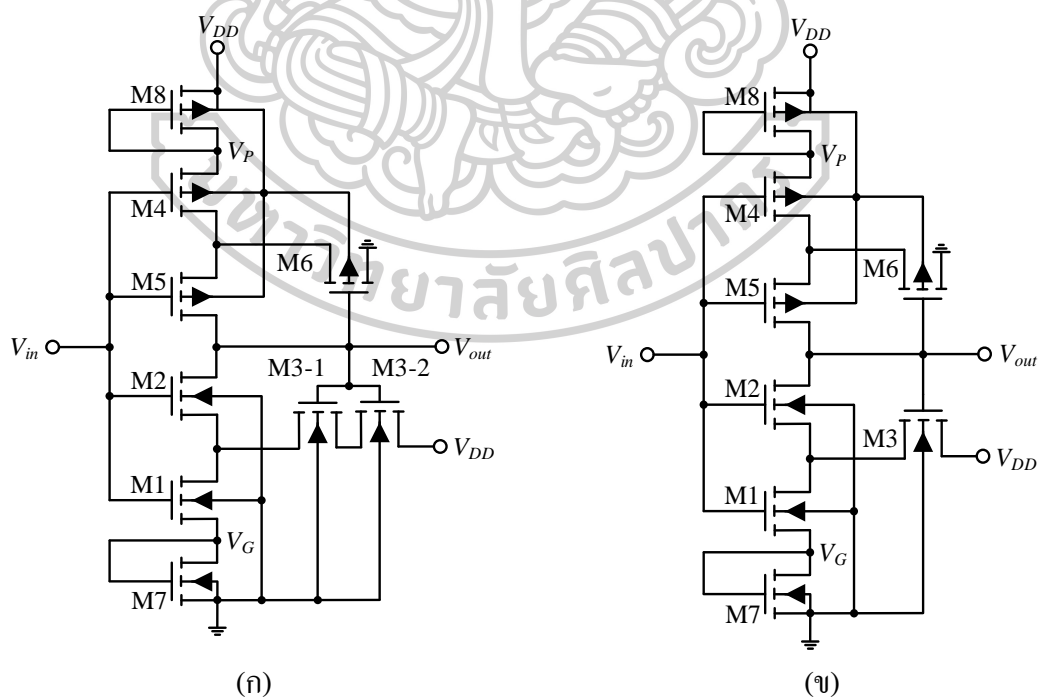


$$V_{LH} = \frac{m(V_{DD} - V_{TH0,P1}) + n(V_{DD} - |V_{TH,P3}|) - V_{TH0,N1} + d}{m + n + 1} \quad (2.35)$$

$$V_{HL} = \frac{pV_{TH0,N1} + qV_{TH0,N3} - V_{DD} + |V_{TH0,P1}| + e}{q + p + 1} \quad (2.36)$$

เมื่อ  $V_{TH0,N1}$  และ  $V_{TH0,P1}$  คือแรงดันขีดเริ่มที่ขาบอดีเท่ากับ 0 ของ  $N_1$  และ  $P_1$ ,  $V_{TH,P3} = V_{TO} - \gamma(\sqrt{|2\phi_F| + V_p} - \sqrt{|2\phi_F|})$ ,  $V_{TH,N3} = V_{TO} - \gamma(\sqrt{|2\phi_F| + V_n} - \sqrt{|2\phi_F|})$  จากสมการที่ 2.34 และ 2.35 แสดงให้เห็นว่า แรงดันขีดเริ่มช่วงต่ำ ( $V_{LH}$ ) ขึ้นอยู่กับ  $V_{TH}$  ของ  $P_3$  ในขณะที่แรงดันขีดเริ่มช่วงสูง ( $V_{HL}$ ) ขึ้นอยู่กับ  $V_{TH}$  ของ  $N_3$  ดังนั้น  $V_{LH}$  และ  $V_{HL}$  สามารถปรับผ่าน  $V_p$  และ  $V_n$  ได้ตามลำดับ วงจรที่กล่าวมาข้างต้นสามารถทำงานภายใต้แรงดัน 1 V และแรงดันไฟฟ้าขีดเริ่มสามารถปรับได้อย่างอิสระผ่าน  $V_p$  และ  $V_n$  แต่อย่างไรก็ตามบทความนี้ทำงานในโหมดแรงดัน และไม่สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตและแรงดันขีดเริ่มได้อย่างอิสระ อีกทั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบมีความซับซ้อนและยุ่งยากในทางปฏิบัติ

#### 2.4.4 การออกแบบวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่ใช้พลังงานต่ำ และป้องกันสัญญาณรบกวน

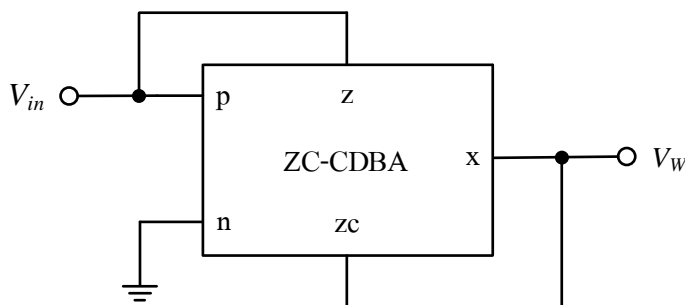


รูปที่ 2.13 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สร้างจาก CMOS โดยใช้เทคนิค

(ก) Stacking และ Self-Bias (ข) Self-Bias เพียงอย่างเดียว

วงจรที่นำเสนอในบทความนี้เป็นวงจรमितต์์ทริกเกอร์ที่ใช้พลังงานต่ำ และป้องกันสัญญาณรบกวนสูง [11] โดยการเพิ่มความกว้างของขนาดฮิสเตอร์ซิสสามารถปรับด้วยค่า W/L ของ MOSFET ซึ่งวงจรถูกกล่าวนี้อาศัยเทคนิค Stacking และ Self-Bias สามารถออกแบบเป็น 2 แบบ ได้แก่ วงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบที่แรก ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์แบบ Self-Bias 2 ตัว ซึ่งตัวหนึ่งที่ด้านบนของส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟฟ้าของโหนดขึ้นไปในระดับสูง ( $V_{DD}$ ) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS หรือเรียกว่า pull-up network และอีกตัวหนึ่งที่ด้านล่างของส่วนวงจรที่ใช้ในการลดแรงดันไฟฟ้าของโหนดลงไปในระดับต่ำ (0 V) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NMOS เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า pull-down network จากนั้นแบ่งทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS ที่ใช้ในการป้อนกลับ ออกเป็น 2 ตัว (Stacking) ดังรูปที่ 2.13 (ก) และวงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบที่สอง ได้เพิ่มทรานซิสเตอร์แบบ Self-bias Transistor ในการช่วย pull-up network และ pull-down network เพื่อรักษาการป้องกันในการลดสัญญาณรบกวนและการใช้พลังงานต่ำ แต่ไม่มีในส่วนของ Stacking และเพิ่มค่าอัตราส่วน W/L ดังรูปที่ 2.13 (ข) จากผลการจำลองพบว่า วงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบที่หนึ่ง ใช้พลังงานอยู่ที่  $4.7 \mu\text{W}$  มีความกว้างของฮิสเตอร์ซิสอยู่ที่ 290 mV และวงจรमितต์์ทริกเกอร์แบบที่สอง ใช้พลังงาน  $16.6 \mu\text{W}$  มีความกว้างของฮิสเตอร์ซิสอยู่ที่ 934 mV ข้อดีของวงจรमितต์์ทริกเกอร์ที่กล่าวมาคือ ใช้พลังงานต่ำ และป้องกันการสัญญาณรบกวน สามารถควบคุมได้จากแรงดันขีดเริ่ม โดยการปรับค่า W/L ของ MOSFET แต่ยังไม่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และแรงดันขีดเริ่มได้อย่างอิสระด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมถึงวงจรที่นำเสนอมีความซับซ้อนในการใช้งาน

#### 2.4.5 วงจรमितต์์ทริกเกอร์ที่สร้างจากวงจรรขยายผลต่างสัญญาณกระแสต่อเรียงบัฟเฟอร์ Z-copy (ZC-CDBA) โดยไม่ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ

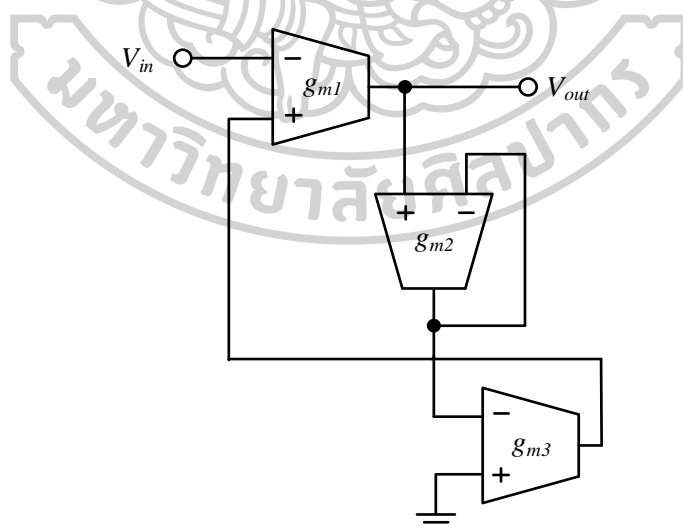


รูปที่ 2.14 วงจรमितต์์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก ZC-CDBA

$$V_W = \begin{cases} -V_{SS} \text{ for } I_{IN} > 0_+ \\ +V_{DD} \text{ for } I_{IN} < 0_- \end{cases} \quad (2.37)$$

วงจรรขยายผลต่างสัญญาณกระแสต่อเรียงบัฟเฟอร์ (ZC-CDBA) ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรผลต่างกระแส (CDU) วงจรผลต่างแรงดัน (Voltage Buffer) อาศัยหลักการวงจรสายพาน กระแสรุ่นที่ 3 โดยใช้ในการคัดลอกกระแสและแรงดันที่ขั้ว Z เนื่องจากกระแสและแรงดันขั้ว Z อยู่ที่ขั้ว ZC ใช้เป็นเสมือนเครื่องส่งสำเนาของขั้ว Z มีลักษณะวงจรวงจรดังรูปที่ 2.14 คือวงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยอุปกรณ์สำเร็จรูป ZC-CDBA เพียงตัวเดียว [12] ภายในวงจรวงจรดังกล่าวที่ขั้ว P เป็นขั้วสัญญาณ ไม่กลับเฟส และ N เป็นขั้วสัญญาณกลับเฟส โดยหลักการของวงจรมีผลส่งสัญญาณอินพุตไปที่ขั้ว P ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ และอีกอินพุตต่อลงกราวด์ จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ขั้ว Z จะถูกป้อนกลับไปขั้ว P และสัญญาณเอาต์พุตที่ขั้ว W ถูกเชื่อมต่อกันที่ขา ZC จากสมการ (2.37) พบว่าแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้า มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันขีดเริ่ม ข้อดีของวงจรมีที่นำเสนอคือสามารถทำงานภายใต้แรงดันต่ำ และไม่ส่งผลกระทบต่ออุณหภูมิ ทว่ามีข้อเสียคือวงจรมีการทำงานในโหมดแรงดัน อีกหนึ่งไม่สามารถปรับค่าแรงดันขีดเริ่มได้อย่างอิสระ

#### 2.4.6 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สร้างจากวงจรรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ



รูปที่ 2.15 วงจรชนิดทรานซิสเตอร์ที่สร้างจาก OTA

วงจรรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) เป็นอุปกรณ์แอนะล็อกสำเร็จรูปที่ใช้กันอย่างกว้างขวาง โดยวงจรมีที่นำเสนอในบทความนี้ [13] ประกอบไปด้วยวงจรรขยายความนำถ่ายโอน 3 ตัว และ

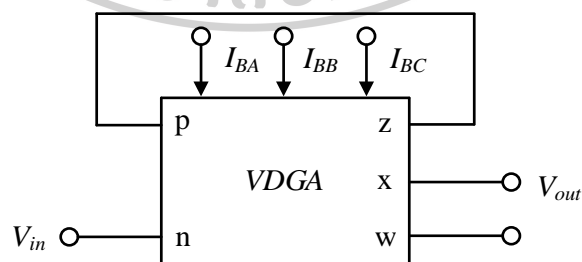
วงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบกลับเฟส ดังรูปที่ 2.15 เนื่องจากวงจรถูกกล่าวถึงในหัวข้อหลักการป้อนกลับแบบบวก เมื่อถึงจุดหนึ่งแรงดันขั้วเริ่มจะถึงจุดเปลี่ยนขึ้น (Upper Trip Point : UTP) หรือเรียกว่าค่าแรงดันขั้วเริ่มด้านสูง และจุดเปลี่ยนลง (Lower Trip Point : LTP) หรือเรียกว่า ค่าแรงดันขั้วเริ่มด้านต่ำ ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ดังสมการที่ (2.38) และ (2.39) ตามลำดับ

$$UTP = +V_{out} \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} \quad (2.38)$$

$$LTP = -V_{out} \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m3}} \quad (2.39)$$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น พบว่าค่า UTP และ LTP สามารถปรับค่าความนำขยายถ่ายโอน  $g_{m2}$  และ  $g_{m3}$  ดังนั้นจึงมีข้อได้เปรียบคือวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าแรงดันขั้วเริ่มด้านสูงและด้านต่ำได้ โดยลักษณะวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้วงจรถยายความนำถ่ายโอนจะแสดงในรูปที่ 2.15 ผลการจำลองของรูปคลื่นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ พบว่าสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนระดับเป็นบวก เมื่อสัญญาณอินพุตมากกว่า UTP และเปลี่ยนกลับเป็นลบเมื่อสัญญาณอินพุตต่ำกว่า LTP สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม อย่างไรก็ตามยังวงจรนี้ทำงานในโหมดแรงดัน ไม่สามารถปรับค่าแรงดันขั้วเริ่มด้านสูงและด้านต่ำได้อย่างอิสระ และไม่มีการนำไปประยุกต์การใช้งาน

2.4.7 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรถยายความนำผลต่างแรงดัน (VDGA) เพียงตัวเดียว



รูปที่ 2.16 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สร้างจาก VDGA

วงจรถยายความนำผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Gain Amplifier : VDGA) เป็นวงจรถยายที่ใช้ความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าในการเพิ่มอัตราขยาย โดยมีคุณสมบัติและ

การทำงานที่สำคัญในการใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์หลายประเภท และมีความยืดหยุ่นสูง สามารถนำไปพัฒนาวงจรได้หลากหลาย รวมถึงวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุม สัญญาณเอาต์พุต และอัตราขยายแรงดันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการเพิ่มค่าขยายความนำ ถ่ายไอออน ( $g_m$ ) ซึ่งสามารถปรับจากกระแสไบแอสภายนอก บทความนี้จึงได้นำเสนอ วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าได้ด้วยทางอิเล็กทรอนิกส์ [14] โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.16 ซึ่งประกอบไปด้วย VDGA เพียงตัวเดียวเท่านั้น

$$V_{TH} = I_{BA} / g_{mC} \quad (2.40)$$

$$V_{TL} = -I_{BA} / g_{mC} \quad (2.41)$$

$$v_{out} = V_{o+} = I_{BB} / g_{mC}, \text{ for } v_{in} \geq V_{TH} \quad (2.42)$$

$$v_{out} = V_{o-} = -I_{BB} / g_{mC}, \text{ for } v_{in} \leq V_{TL} \quad (2.43)$$

จากสมการด้านบนพบว่ามีสัญญาณแรงดันเอาต์พุตฮิสเทอรีซิส ที่ประกอบด้วยแรงดันขีดเริ่มด้านบน ( $V_{TH}$ ) และแรงดันขีดเริ่มด้านล่าง ( $V_{TL}$ ) ดังสมการที่ (2.40) และ (2.41) ตามลำดับ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกกล่าวในสมการที่ (2.42) และ (2.43) พบว่าค่าแรงดันขีดเริ่มด้านบนสูงและด้านล่าง สามารถปรับค่าได้จากกระแสไบแอสภายนอก  $I_{BA}$  และแรงดันขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้โดย กระแสไบแอสภายนอก  $I_{BB}$  อีกทั้งวงจรที่กล่าวมาข้างต้นมีข้อดีคือประหยัดพลังงาน โดยปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟ และสร้างจากอุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์ แต่อย่างไรก็ตามวงจรไม่สามารถทำงานในโหมดกระแส และไม่สามารถปรับค่าแรงดันขีดเริ่มด้านบนสูงและด้านล่างได้อย่างอิสระ

### เปรียบเทียบวรรณกรรมที่ในอดีต

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรมิตต์ทริกเกอร์ โดยสรุปได้ว่า จากการทบทวนวรรณกรรมที่มีผู้วิจัยได้นำเสนอที่ผ่านมานั้น พบว่าโดยส่วนใหญ่มีข้อจำกัดสามารถสรุปเป็นภาพรวมได้ดังตารางที่ 2.1 อย่างไรก็ตามวิทยานิพนธ์นี้ต้องการวงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส ที่สามารถปรับขนาดและกระแสขีดเริ่มได้อย่างอิสระ ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เพราะฉะนั้นจึงได้สังเคราะห์และออกแบบวงจรถูกกล่าว ซึ่งจะถูกรายบายไว้ในบทถัดไป

ตาราง 2.1 ภาพรวมข้อจำกัดของวงจรมีดตรีโกณมิติที่ได้จากการทบทวนวรรณกรรมที่ผ่านมา

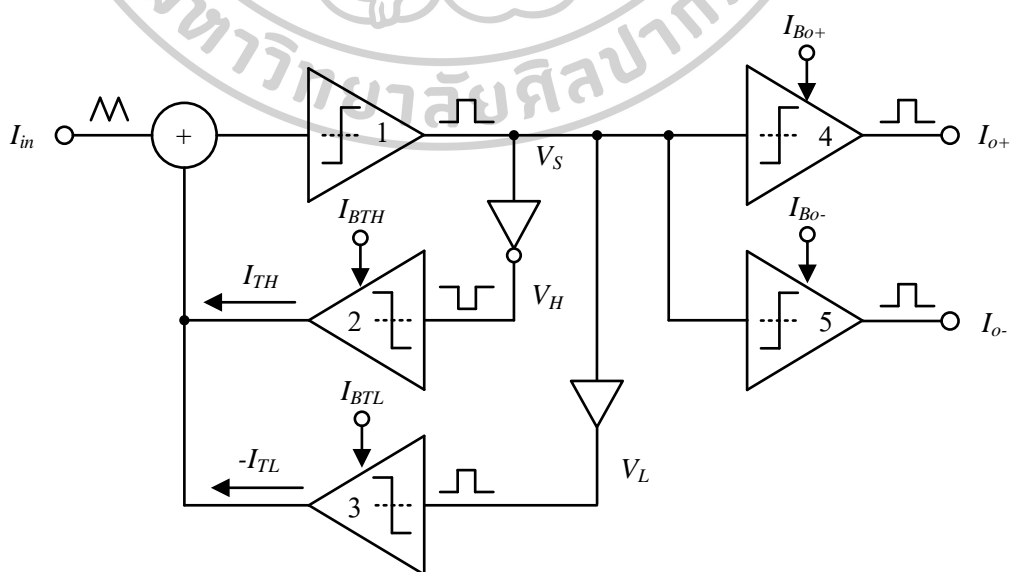
อ้างอิง	ปี	ประเภทการออกแบบ	อุปกรณ์	การปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์	การปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างอิสระ	กระแสดิโวลต์เริ่มต้นสูงและทำได้อย่างอิสระ	โหมตการทำงาน	ผลการทดลองในทางปฏิบัติ
[2]	2017	ABB	Op-Amp	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	มี
[5]	2018	ABB	FTFN	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	มี
[6]	2017	ทรานซิสเตอร์	CMOS	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	ไม่มี
[11]	2023	ทรานซิสเตอร์	CMOS	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	ไม่มี
[12]	2019	ABB	ZC-CDBA	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	ไม่มี
[13]	2020	ABB	OTA	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	แรงดัน	ไม่มี
[14]	2020	ABB	VDGA	ได้	ได้	ไม่ได้	แรงดัน	มี

### บทที่ 3

#### การดำเนินงานวิจัย

จากที่มาและความสำคัญของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 รวมไปถึง การศึกษาและทบทวนวรรณกรรมหลักการของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์จาก ไอซีเชิงพาณิชย์ ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือกใช้อุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์ โดยมีจุดประสงค์หลักคือ ในการสังเคราะห์วงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแสต้อง สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสจิดเริ่มด้านสูง และด้านต่ำได้อย่างอิสระ ตลอดจนสามารถปรับค่าด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีแผนผังของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ดังรูปที่ 3.1 ในบทนี้อธิบายถึง หลักการพื้นฐานของไอซีเชิงพาณิชย์ที่ทำงานในช่วงสภาวะอิมิต์วรายละเอียดการสังเคราะห์ และออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์ การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจร โดยจัดทำเป็นหัวข้อต่างๆดังต่อไปนี้

- 3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์
- 3.2 การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรมิตต์ทริกเกอร์
- 3.3 การวิเคราะห์วงจรมิตต์ทริกเกอร์
- 3.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรมิตต์ทริกเกอร์
- 3.5 การวิเคราะห์วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่นำเสนอกรณีไม่เป็นอุดมคติ

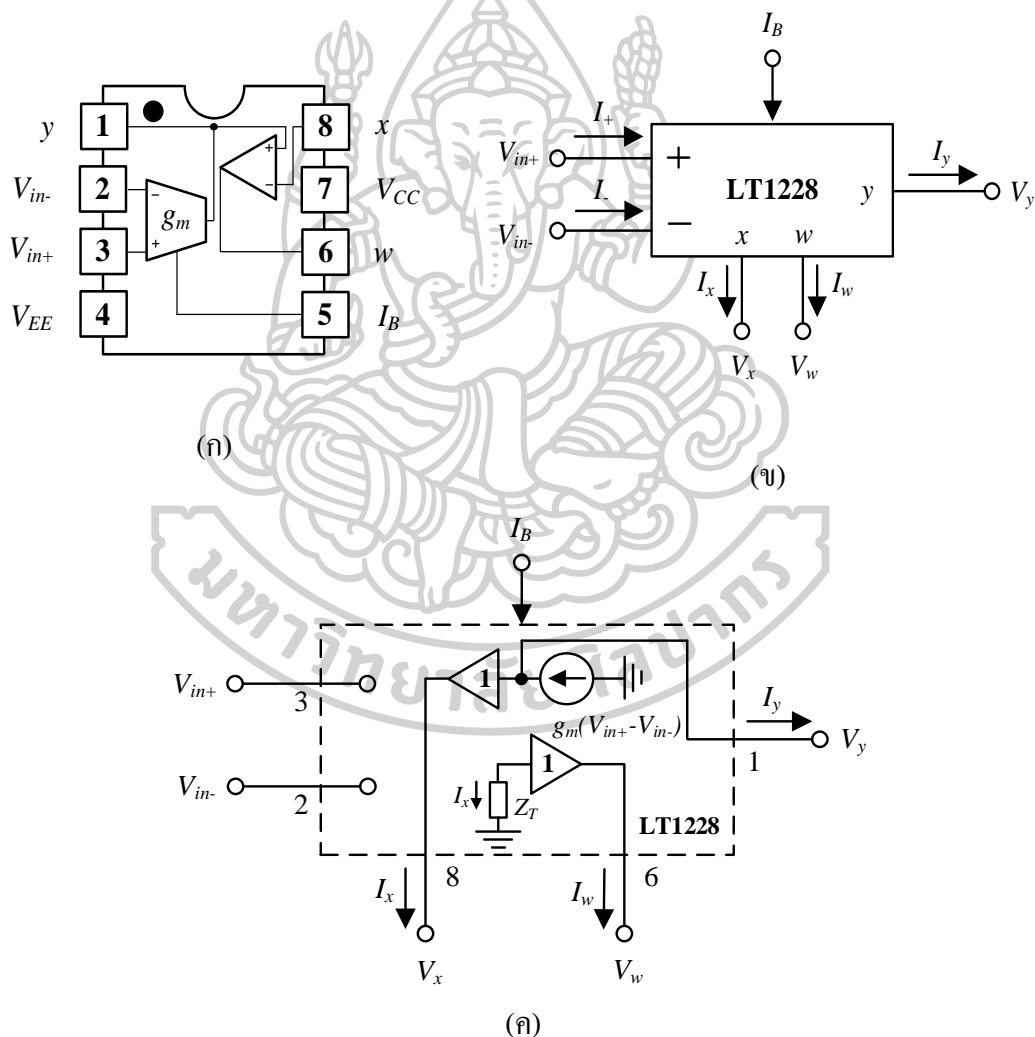


รูปที่ 3.1 วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสจิดเริ่มด้านสูงและต่ำได้อย่างอิสระจากกัน

### 3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรชนิดทรานซิสเตอร์

เพื่อให้วงจรที่ออกแบบสามารถบรรลุตามวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้ ตามที่ได้ศึกษาและทบทวนหลักการวงจรมิตต์ทรานซิสเตอร์ ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ AD844 LT1228 บัฟเฟอร์ และนอตเกตที่สร้างจากวงจรมิตต์ทรานซิสเตอร์นำถ่ายโวลต์ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งหมดที่กล่าวมาเป็นไอซีที่มีขายในเชิงพาณิชย์สามารถหาซื้อได้ง่ายในการสังเคราะห์วงจรมิตต์ทรานซิสเตอร์ อธิบายได้ดังต่อไปนี้

#### 3.1.1 ไอซีเบอร์ LT1228



รูปที่ 3.2 (ก) ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ LT1228

(ข) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

(ค) วงจรสมมูล

LT1228 [22] เป็นอุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์ที่ผลิตโดยบริษัท Linear Technology จำกัด โดยมีคุณลักษณะพิเศษคือ มีความแม่นยำ ความเสถียร และอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน/กระแสสูง (Slew Rate) มีตำแหน่งขาตั้งแสดงในรูปที่ 3.2 (ก) ซึ่งภายในตัวอุปกรณ์ประกอบไปด้วยวงจรรขยายความนำถ่ายไอออน (Operational transconductance amplifier : OTA) ต่อร่วมกับวงจรรขยายป้อนกลับกระแส (Current Feedback Amplifier : CFA) โครงสร้างถูกออกแบบด้วยเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ (Bipolar junction transistor : BJT) ตัวอุปกรณ์มีจำนวนทั้งหมด 8 ขา ภาคอินพุตของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนอยู่ที่ขา 2 และ 3 ส่วนภาคเอาต์พุตอยู่ที่ขา 1 และสามารถรับกระแสไบแอสภายนอกได้ที่ขา 5 และในส่วนภาคอินพุตของวงจรรขยายป้อนกลับกระแส อยู่ที่ ขา 8 และ 1 ส่วนภาคเอาต์พุตอยู่ที่ขา 6 อุปกรณ์รับแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 4 และ 7 โดยทำงานตั้งแต่ระดับแรงดัน 2V ถึง 18V และรับกระแสไบแอสภายนอกได้ต่ำสุด  $1\mu\text{A}$  และสูงสุด  $1\text{mA}$  ในรูปที่ 3.2 (ข) แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าภายในไอซีต่อ 1 ชุด และรูปที่ 3.2 (ค) แสดงรูปวงจรมูลของไอซีเบอร์ LT1228

หากพิจารณากระแสเอาต์พุตของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออน ( $I_y$ ) มีค่าดังนี้

$$I_y = I_B \tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{3.87V_T}\right) \quad (3.1)$$

เมื่อ  $V_{in+}$  และ  $V_{in-}$  คือแรงดันอินพุตด้านบวกที่ขา 2 และ 3 ตามลำดับ  $V_T$  คือ ค่าศักดาความร้อน (Thermal voltage :  $V_T$ )  $I_B$  คือค่ากระแสไบแอสภายนอกที่ขา 5 จากสมการที่ (3.1) สามารถกระจายอนุกรมเทเลอร์ในพจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ได้เป็น

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots, \quad (3.2)$$

ถ้า  $x \ll 1$  สามารถประมาณเป็น  $\tanh x \approx x$  จากการประมาณค่าอันดับที่หนึ่งของอนุกรมเทเลอร์ในพจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{3.87V_T}\right) = \frac{V_{in+} - V_{in-}}{3.87V_T} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ สามารถเขียน  $I_y$  ใหม่ได้เป็น

$$I_y = \frac{I_B (V_{in+} - V_{in-})}{3.87V_T} \quad (3.4)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของ LT1228 แสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in+} \\ V_{in-} \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

เมื่อ

$$g_m = \frac{I_B}{3.87V_T} = 10I_B \quad (3.6)$$

ค่า  $g_m$  คือ ค่าความนำถ่ายไอออนที่สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบแอสภายนอก (Bias current :  $I_B$ ) ที่ขา 5 ทำให้สามารถควบคุม  $g_m$  ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่ค่า  $g_m$  จะแปรเปลี่ยนไปตามค่าศักดาความร้อน (Thermal voltage :  $V_T$ ) ที่มีค่าประมาณ  $26mV$  ที่อุณหภูมิ 27 องศาเซลเซียส และ  $Z_T$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ภายในอุปกรณ์ ในทางอุดมคติ  $Z_T$  มีค่าเป็นอนันต์

### 3.1.1.1 ไอซีเบอร์ LT1228 ที่ทำงานในสถานะอิมิตัว

เนื่องด้วยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยหลักการทำงานในช่วงอิมิตัวของไอซีเบอร์ LT1228 ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงขออธิบายหลักการการทำงานของ LT1228 ในสถานะอิมิตัว หากพิจารณาคุณสมบัติของ LT1228 ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น กระแสเอาต์พุต ( $I_o$ ) จากสมการ (3.4) แท้จริงนั้นมาจากการประมาณค่าอันดับหนึ่งของอนุกรมเทเลอร์ในพจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ เพราะฉะนั้นแล้ว  $I_o$  มีค่าดังนี้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{3.87V_T}\right) \quad (3.7)$$

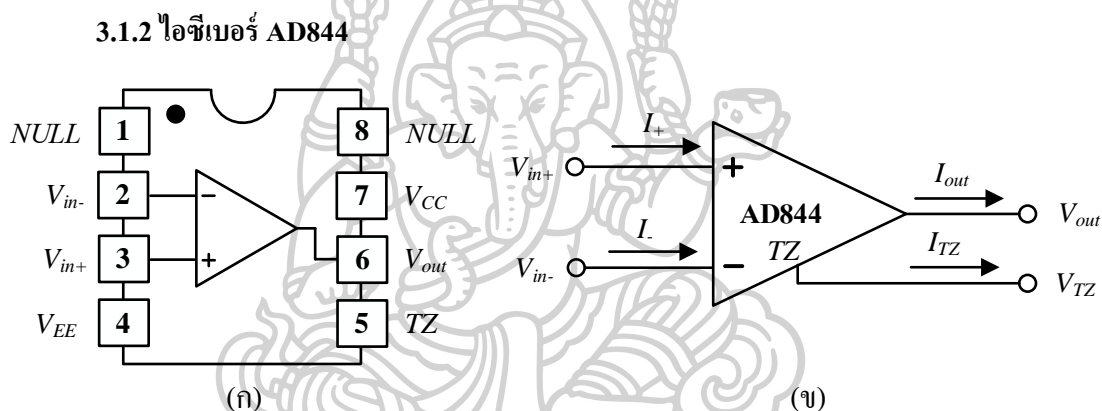
โดยที่  $V_{in+}$  และ  $V_{in-}$  คือ แรงดันอินพุตด้านบวกและด้านลบ ตามลำดับ เมื่อ  $V_{in+} - V_{in-} \gg 101mV$  หรือ  $V_{in+} - V_{in-} \ll -101mV$  ที่อุณหภูมิห้องหรือ 27 องศาเซลเซียสทำให้ในพจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ สามารถประมาณค่าได้ตามนี้

$$\tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{3.87V_T}\right) \approx \begin{cases} 1, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \gg 101mV \\ -1, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \ll -101mV \end{cases} \quad (3.8)$$

เมื่อพิจารณาในพจน์ของโอเพอร์โวลติกแทนเจนต์ที่มีค่าในสมการที่ (3.8) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของ  $I_o$  ในสมการ (3.7) ใหม่ได้ดังนี้

$$I_o = \begin{cases} I_B, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \gg 101mV \\ -I_B, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \ll -101mV \end{cases} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) สามารถสรุปได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้ LT1228 อยู่ในสถานะอิ่มตัว สามารถอธิบายได้ว่าเมื่อผลต่างแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า 101mV มากๆ อุปกรณ์จะเข้าสู่สถานะอิ่มตัว ส่งผลให้กระแสเอาต์พุต จะมีสถานะบวกหรือสถานะลบเท่านั้น โดยขนาดของกระแสเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปตามกระแสไบแอสภายนอก



รูปที่ 3.3 (ก) ตำแหน่งขาของโอซีเบอร์ AD844

(ข) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า

AD844 [23] เป็นอุปกรณ์โอซีเชิงพาณิชย์ที่ผลิตโดยบริษัท Analog device จำกัด ซึ่งภายในเป็นวงจรขยายป้อนกลับกระแส (Current feedback amplifier : CFA) มีโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด BJT โดยมีคุณลักษณะพิเศษคือ มีแบนด์วิดกว้าง อัตราสูงตอบสนองความถี่ได้รวดเร็ว และสัญญาณรบกวนต่ำ มีตำแหน่งขาและสัญลักษณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ภาคอินพุตของอุปกรณ์อยู่ที่ขา 2 และ 3 ส่วนภาคเอาต์พุตอยู่ที่ขา 5 และ 6 ทำงานที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่  $\pm 4.5V$  ถึง  $\pm 18V$  โดยจ่ายไฟเลี้ยงเข้าที่ขา 4 และ 7 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของ AD844 ในแต่ละขาแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_+ \\ V_{in-} \\ I_{TZ} \\ V_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in+} \\ I_- \\ V_{TZ} \\ I_{out} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

จากคุณสมบัติของ CFA ค่าอิมพีแดนซ์ที่ขา 2 หรือขั้ว  $V_-$  มีค่าต่ำ ทำให้สามารถป้อนกระแสอินพุตเข้าที่ขั้ว  $V_-$  ได้ ซึ่งทำให้กระแสที่เอาต์พุตที่ขั้ว TZ เท่ากับกระแสอินพุตที่ป้อนเข้าไป ส่วนแรงดันที่ขา 6 หรือขั้ว  $V_{out}$  นั้นมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตที่ขั้ว TZ เป็นไปตามสมการที่ (3.10) โดย  $V_{out}$  มีค่าสูงสุดไม่เกินแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง

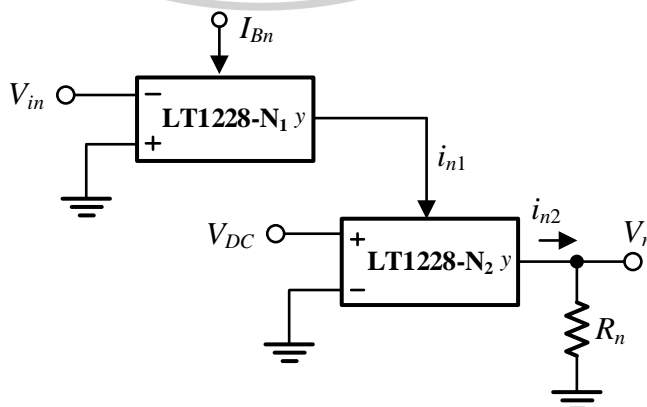
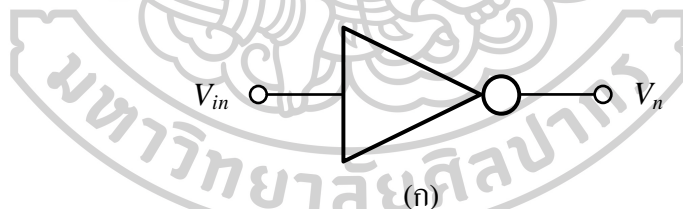
### 3.1.2.1 ไอซีเบอร์ AD844 ที่ทำงานในสถานะอิมิตัว

เนื่องด้วยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยหลักการทำงานในช่วงอิมิตัวของไอซีเบอร์ AD844 ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงขออธิบายหลักการทำงานของ AD844 ในสถานะอิมิตัว ถ้าขั้ว TZ ถูกต่อแบบลอย และ  $V_{in+}$  ต่อดังกราวด์ เมื่อป้อนกระแสเข้าที่ขั้ว  $V_{in-}$  ( $I_-$ ) ทำให้ได้ว่าแรงดันที่ขั้ว TZ มีค่าดังนี้

$$V_{TZ} \approx \begin{cases} V_{CC}, & \text{if } I_- \geq 0 \\ V_{EE}, & \text{if } I_- \leq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

โดยที่  $V_{CC}$  และ  $V_{EE}$  คือ แรงดันไฟเลี้ยงด้านบวกและด้านลบ ตามลำดับ

### 3.1.3 นอตเกต



(ข)

รูปที่ 3.4 นอตเกต (ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของนอตเกต (ข) นอตเกตที่ใช้ในการออกแบบ

นอตเกต [24] เป็นวงจรถออินเวอร์เตอร์ แปลงแรงดันไฟฟ้า จากแรงดันอินพุตที่ โลจิกสูง เช่น 1V เปลี่ยนให้เป็นแรงดันที่ โลจิกต่ำ คือ 0V กล่าวคือ ถ้ามีแรงดัน โลจิกสูงป้อนเข้าที่ ขาอินพุต ( $V_{in}$ ) แล้วจะทำให้เกิดแรงดัน โลจิกต่ำที่เอาต์พุต ( $V_n$ ) และในทำนองเดียวกัน ถ้ามีแรงดัน โลจิกต่ำป้อนเข้าที่อินพุต ( $V_{in}$ ) แล้วจะทำให้เกิดแรงดัน โลจิกสูงที่เอาต์พุต ( $V_n$ ) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 3.4 (ก) นอตเกตที่ใช้ในการออกแบบ 3.4 (ข) ประกอบไปด้วยวงจรถอความนำ ถ่ายโหนดจำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกัน ทำงาน โดยอาศัยหลักการวางจรรยาบรรณแบบครึ่งคลื่น [25] โดย วงจรนี้จะทำหน้าที่กลับเฟสของสัญญาณอินพุต และจะกำหนดสถานะที่แรงดันของเอาต์พุตให้อยู่ที่ ด้านสูง หรือแรงดันไฟฟ้าเป็นบวก (Positive Voltage) และด้านต่ำ (Ground)

OTA- $N_1$  จะทำหน้าที่เป็นตัวแปลงแรงดันอินพุตเป็นกระแสเอาต์พุต ซึ่งทำงานในช่วงอิมตัว มีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$i_{n1} = \begin{cases} I_{Bn}, & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \\ -I_{Bn}, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \end{cases} \quad (3.12)$$

เมื่อ  $I_{Bn}$  คือกระแสไบแอสภายนอก กระแสเอาต์พุตของ OTA- $N_1$  ( $i_{n1}$ ) จะถูกป้อนเป็นกระแสไบแอส ของ OTA- $N_2$   $V_{DC}$  คือ แหล่งจ่ายไฟตรงมีค่าเท่ากับ 5V เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันมีค่ามากกว่า  $2V_T$  มากๆ ส่งผลให้ OTA- $N_2$  จะทำงานในช่วงอิมตัว ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของ OTA- $N_2$  ( $I_{out}$ ) มีค่าดังนี้

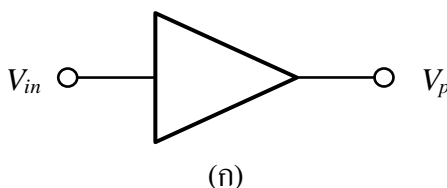
$$i_{n2} = \begin{cases} I_{Bn}, & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \\ 0, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \end{cases} \quad (3.13)$$

จากสมการ (3.13) จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต จาก OTA- $N_2$  จะถูกกรองเฉพาะครึ่งบวกเท่านั้น ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของนอตเกต สามารถเขียนได้ดังนี้

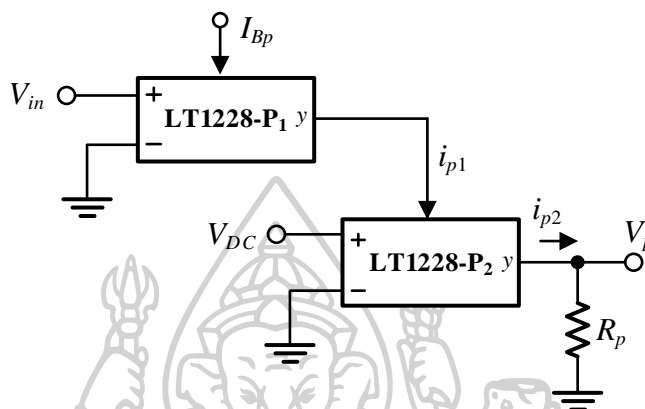
$$V_n = \begin{cases} R_n I_{Bn}, & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \\ 0, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \end{cases} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก ก็ต่อเมื่อแรงดันอินพุตเป็นลบ ในทาง กลับกัน แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวก

### 3.1.4 บัฟเฟอร์



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 บัฟเฟอร์ (ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของบัฟเฟอร์ (ข) บัฟเฟอร์ที่ใช้ในการออกแบบ

วงจรบัฟเฟอร์ที่นำเสนอมีคุณสมบัติของการบัฟเฟอร์อิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณและโหลดโดยปราศจากผลกระทบต่อสัญญาณที่เข้ามา การทำงานของวงจรบัฟเฟอร์ที่นำเสนอนี้อาศัยหลักการเดียวกับวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นในทำนองเดียวกับนอตเกตที่ได้กล่าวไว้ในส่วนที่ 3.1.3 โดยวงจรนี้กำหนดสถานะของสัญญาณเอาต์พุตเป็นค่าบวก และค่าต่ำเป็นกราวด์ดังรูปที่ 3.5 เมื่อ OTA-P<sub>1</sub> ทำงานในสถานะอิมิต์ว กระแสเอาต์พุตของ OTA-P<sub>1</sub> ( $i_{p1}$ ) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$i_{p1} = \begin{cases} I_{Bp}, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \\ -I_{Bp}, & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \end{cases} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) พบว่าที่ OTA-P<sub>1</sub> ทำหน้าที่แปลงแรงดันเป็นกระแสไฟฟ้า โดยไม่กลับเฟส สัญญาณอินพุต และเมื่อ  $V_{DC}$  มีค่าเท่ากับ 5V จึงส่งผล OTA-P<sub>2</sub> เข้าสู่สถานะอิมิต์ว ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตกระแสที่ OTA-P<sub>2</sub> ( $i_{p2}$ ) สามารถเขียนได้ดังนี้

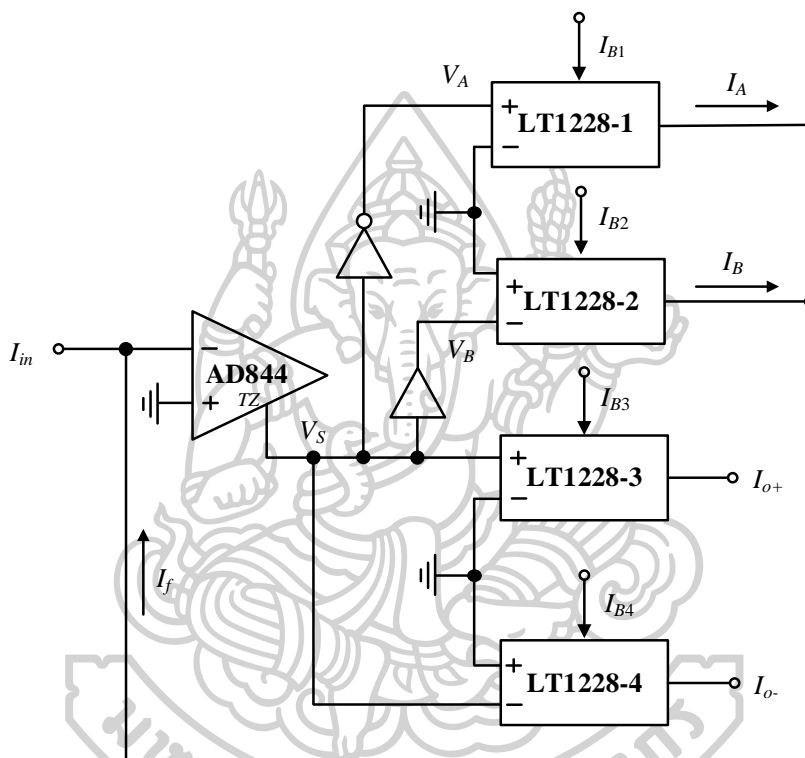
$$i_{p2} = \begin{cases} I_{Bp}, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \\ 0 & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \end{cases} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตในวงจรบัฟเฟอร์ ดังต่อไปนี้

$$V_p = \begin{cases} R_p I_{Bp}, & \text{if } V_{in} > 101\text{mV} \\ 0 & \text{if } V_{in} < -101\text{mV} \end{cases} \quad (3.17)$$

ในสมการที่ (3.17) จะเห็นได้ว่าที่แรงดันเอาต์พุตด้านสูง เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวก ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์ เมื่อแรงดันอินพุตเป็นลบ

### 3.2 การสังเคราะห์วงจรขมิตต์ทริกเกอร์



รูปที่ 3.6 วงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์

วงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำได้อย่างอิสระจากกันนั้น ในรูปที่ 3.6 โดยใช้ไอซีเบอร์ AD844 จำนวน 1 ตัว และ LT1228 จำนวน 4 ตัว ต่อร่วมกับนอตเกตและบัฟเฟอร์อย่างละหนึ่งตัว โดยวงจรที่นำเสนอจะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจำนวน 5 วงจร ได้แก่ AD844 , LT1228-1 , LT1228-2 , LT1228-3 และ LT1228-4 ต่อร่วมกับนอตเกตและบัฟเฟอร์ที่สร้างจาก LT1228 ต่อร่วมกันจำนวนสองตัวที่ได้อธิบายไว้ในส่วนที่ 3.1 โดยวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่ออกแบบมีสัญญาณกระแสอินพุต ( $I_{in}$ ) ที่ป้อนให้กับวงจรเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งหลักการของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ คือ สร้างสัญญาณเอาต์พุตได้จากการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตบางส่วน ป้อนกลับมาเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต

ของวงจร ทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองสถานะหรือเรียกว่า กระแสซิดเริ่มสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสซิดเริ่มด้านสูงและต่ำได้อย่างอิสระโดยอาศัยหลักการทำงานที่คนละสถานะ ซึ่งกระบวนการนี้สามารถเกิดได้จากการนำนอตเกตและบัฟเฟอร์มากำหนดสถานะการทำงานของวงจร ส่งผลให้สามารถให้สัญญาณเอาต์พุต ( $I_{out}$ ) ออกมาเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับค่ากระแสซิดเริ่มต่ำและสูงได้อย่างอิสระ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้สังเคราะห์วงจรซิมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส ที่สามารถปรับค่ากระแสซิดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำได้อย่างอิสระจากกัน การทำงานของวงจรซิมิตต์ทริกเกอร์ดังกล่าวอาศัยหลักการทำงานของไอซีเบอร์ LT1228 และ AD844 ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นและช่วงอิ่มตัว และอาศัยหลักการทำงานของนอตเกตและบัฟเฟอร์ ตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.1

### 3.3 การวิเคราะห์ห้วงจรซิมิตต์ทริกเกอร์

จากวงจรซิมิตต์ทริกเกอร์ที่ได้สังเคราะห์ในรูปที่ 3.6 ด้วยคุณสมบัติของ OTA ภายในไอซีเบอร์ LT1228 และคุณสมบัติของ CFA ภายใน ไอซีเบอร์ AD844 ที่ได้กล่าวมาข้างต้น ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตนั้นมีค่าสูงมากจึงเสมือนว่าขั้ว TZ ของ AD844-1 ถูกเชื่อมต่อบนลอย ส่วนด้านสัญญาณอินพุตของ AD844-1 รับกระแสป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุต ( $I_A, I_B$ ) เพราะฉะนั้นจึงทำให้ได้ว่าแรงดันที่ขั้ว  $V_S$  มีค่าประมาณ

เมื่อพิจารณาแรงดันที่ขั้ว Z ( $V_S$ ) สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$V_S \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{when } I_f \leq 0 \text{ if } I_{in} \leq -|I_A| \\ V_{EE} & \text{when } I_f \geq 0 \text{ if } I_{in} \geq |I_B| \end{cases} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) พบว่า  $V_S$  มีค่าประมาณแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ( $V_{CC}, V_{EE}$ ) จากคุณสมบัติของแรงดันนอตเกต ( $V_A$ ) และแรงดันบัฟเฟอร์ ( $V_B$ ) ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3.1.3 มีค่าดังนี้

$$V_A = \begin{cases} R_n I_{Bn}, & \text{if } V_S \approx V_{EE} \\ 0 & \text{,if } V_S \approx V_{CC} \end{cases} \quad (3.19)$$

และ

$$V_B = \begin{cases} R_p I_{Bp}, & \text{if } V_S \approx V_{CC} \\ 0 & \text{,if } V_S \approx V_{EE} \end{cases} \quad (3.20)$$

เมื่อพิจารณาอุปกรณ์ไอซีเบอร์ LT1228-1 และ LT1228-2 ซึ่งทำงานในโหมดคีมตัว เมื่อ  $V_A$ ,  $V_B$  มีค่ามากกว่า 52mV ดังนั้นในทางปฏิบัติแล้ว ค่า  $R_n$  และ  $R_p$  จะถูกกำหนดให้เป็นค่าที่สูงมากๆ นั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของ  $I_A$ ,  $I_B$  ได้ดังนี้

$$I_A = \begin{cases} I_{B1} & \text{if } V_S \approx V_{EE} \\ 0 & \text{if } V_S \approx V_{CC} \end{cases} \quad (3.21)$$

และ

$$I_B = \begin{cases} -I_{B2} & \text{if } V_S \approx V_{CC} \\ 0 & \text{if } V_S \approx V_{EE} \end{cases} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.21) และ (3.22) จะเห็นได้ว่า  $I_A$ ,  $I_B$  ขึ้นอยู่กับกระแสไบแอส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ตามลำดับ ดังนั้น  $V_S$  สามารถเขียนสมการที่ (3.18) ใหม่ได้ดังนี้

$$V_S \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{if } I_{in} \leq -|I_{B1}| \\ V_{EE} & \text{if } I_{in} \geq |I_{B2}| \end{cases} \quad (3.23)$$

### 3.3.1 วงจรชนิดตรีกรเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกาที่สังเคราะห์

จากรูปที่ 3.6 จะสังเกตได้ว่าวงจรชนิดตรีกรเกอร์ที่สังเคราะห์สามารถทำงานได้ทั้งสองแบบพร้อมกันทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา และแบบทวนเข็มนาฬิกาโดยไม่มีการปรับเปลี่ยนโครงสร้างวงจร ดังนั้นเมื่อพิจารณาสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ LT1228-3 ( $I_{o+}$ ) จะทำงานเป็นวงจรชนิดตรีกรเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา (CW) และคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ได้วิเคราะห์ไว้ข้างต้น สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต ( $I_{o+}$ ) ดังนี้

$$I_{o+} = \begin{cases} I_{B3} & \text{if } I_{in} \leq -|I_{B1}| \\ -I_{B3} & \text{if } I_{in} \geq |I_{B2}| \end{cases} \quad (3.24)$$

พิจารณาในสมการที่ (3.24) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุต ( $I_{o+}$ ) เปลี่ยนจาก  $I_{B3}$  เป็น  $-I_{B3}$  ขึ้นอยู่กับขนาดของ  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  สำหรับกระแสขีดเริ่ม (threshold current) คือกระแสไบแอสของ LT1228 ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่ากระแสขีดเริ่มทางด้านต่ำ ( $I_{TL}$ ) และกระแสขีดเริ่มทางด้านสูง ( $I_{TH}$ ) มีค่าดังนี้

$$I_{TL} = -I_{B1} \quad (3.25)$$

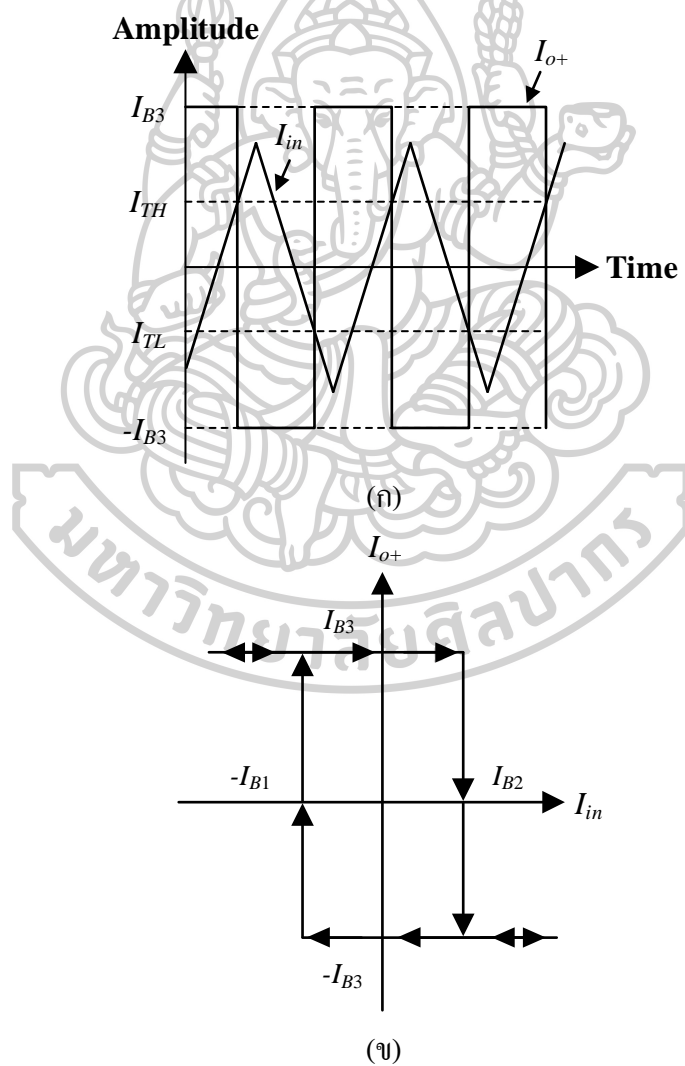
และ

$$I_{TH} = I_{B2} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.25) และ (3.26) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของ  $I_{o+}$  ใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o+} = \begin{cases} I_{B3} & \text{if } I_{in} \leq I_{TL} \\ -I_{B3} & \text{if } I_{in} \geq I_{TH} \end{cases} \quad (3.27)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.24) - (3.27) สามารถวิเคราะห์ได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถปรับได้จาก  $I_{B3}$  โดยในส่วนของกระแสจีดเริ่มด้านสูง และด้านต่ำ สามารถปรับค่าได้ผ่าน  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$  ตามลำดับ ซึ่งโดยสรุปแล้วสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสจีดเริ่มได้ด้วยกระแสไบแอสภายนอกโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งเป็นอิสระจากอุณหภูมิ



รูปที่ 3.7 (ก)ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต

(ข)กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

เมื่อวิเคราะห์วงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสชิตเริ่มต้นสูงและต่ำได้อิสระจากกัน พบว่า  $I_{o+}$  ในสมการที่ (3.27) คือกระแสเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของขนาดอยู่ 2 สถานะ คือ  $I_{B3}$  และ  $-I_{B3}$  โดยการเปลี่ยนสถานะขึ้นอยู่กับ  $I_f$  ซึ่งเกิดจากผลรวม  $I_A$  กับ  $I_B$  โดยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณขึ้นอยู่กับ  $I_A$  และ  $I_B$  ถ้ากระแสชิตเริ่มต้นสูงและกระแสชิตเริ่มต้นต่ำ มีค่าเท่ากับ  $-I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ตามลำดับ ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต ( $I_{in}$ ) และสัญญาณเอาต์พุต ( $I_o$ ) แสดงดังรูปที่ 3.7(ก) และกราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาแสดงดังรูปที่ 3.7(ข) ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า เมื่อพิจารณา  $I_o$  ที่สภาวะเริ่ม เปลี่ยนสถานะจาก  $I_{B3}$  เป็น  $-I_{B3}$  เมื่อ  $I_{in}$  มากกว่าหรือเท่ากับ  $I_{B2}$  และในทางกลับกัน  $I_o$  จะเปลี่ยนสถานะจาก  $-I_{B3}$  เป็น  $I_{B3}$  เมื่อ  $I_{in}$  น้อยกว่าหรือเท่ากับ  $I_{B1}$  เพราะฉะนั้นสรุปได้ว่าวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์มีเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ คือ  $-I_{B1} \geq I_A + I_B \geq I_{B2}$

### 3.3.2 วงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาที่สังเคราะห์

เมื่อพิจารณาสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ LT1228-4 ( $I_o$ ) จะทำงานเป็นวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา (CCW) และจากคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ได้วิเคราะห์ไว้ข้างต้น สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต ( $I_o$ ) ดังนี้

$$I_{o-} = \begin{cases} -I_{B4} & \text{if } I_{in} \leq -|I_{B1}| \\ I_{B4} & \text{if } I_{in} \geq |I_{B2}| \end{cases} \quad (3.28)$$

ในสมการที่ (3.28) แสดงให้เห็นว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุต ( $I_{o+}$ ) เปลี่ยนจาก  $-I_{B4}$  เป็น  $I_{B4}$  ขึ้นอยู่กับขนาดของ  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  สำหรับกระแสชิตเริ่ม (threshold current) คือกระแสไบแอสของ LT1228 ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่ากระแสชิตเริ่มทางด้านต่ำ ( $I_{TL}$ ) และกระแสชิตเริ่มทางด้านสูง ( $I_{TH}$ ) มีค่าดังนี้

$$I_{TL} = -I_{B1} \quad (3.29)$$

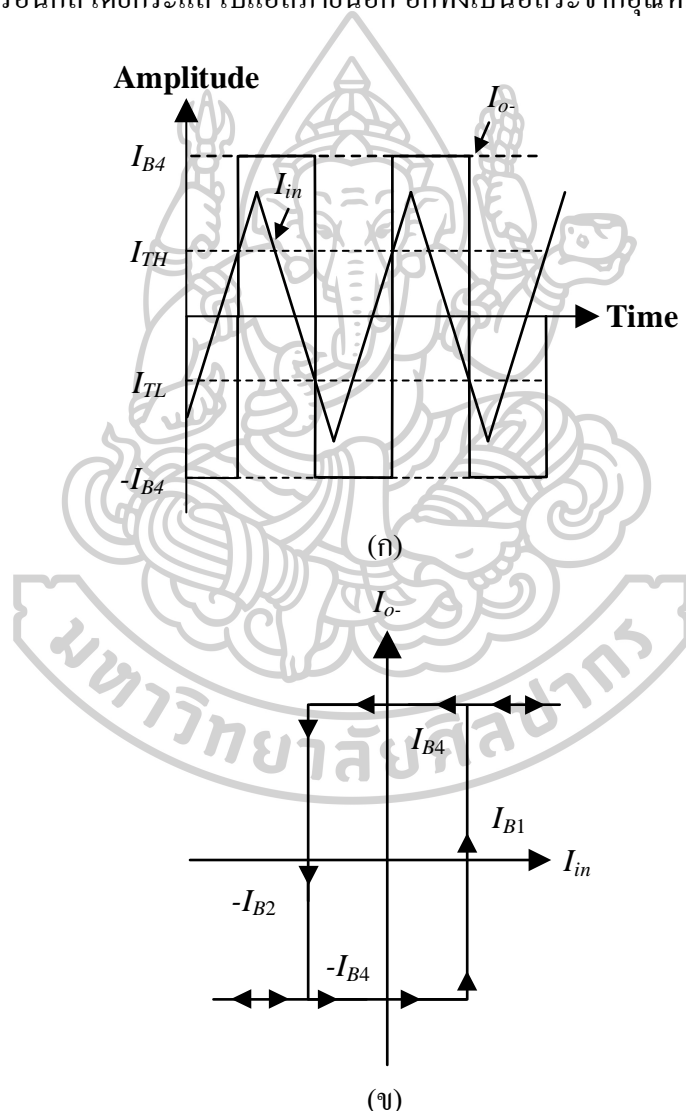
และ

$$I_{TH} = I_{B2} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.29) และ (3.30) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของ  $I_{o-}$  ใหม่ได้ดังนี้

$$I_{o-} = \begin{cases} -I_{B4} & \text{if } I_{in} \leq I_{TL} \\ I_{B4} & \text{if } I_{in} \geq I_{TH} \end{cases} \quad (3.31)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.28) - (3.31) สามารถวิเคราะห์ได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามารถปรับได้จาก  $I_{B4}$  โดยในส่วนของกระแสขีดเริ่มด้านสูง และด้านต่ำ สามารถปรับค่าได้ผ่าน  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$  ตามลำดับ ซึ่งโดยสรุปแล้วสามารถควบคุมขนาด และกระแสขีดเริ่มได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยกระแสไบแอสภายนอก อีกทั้งเป็นอิสระจากอุณหภูมิ



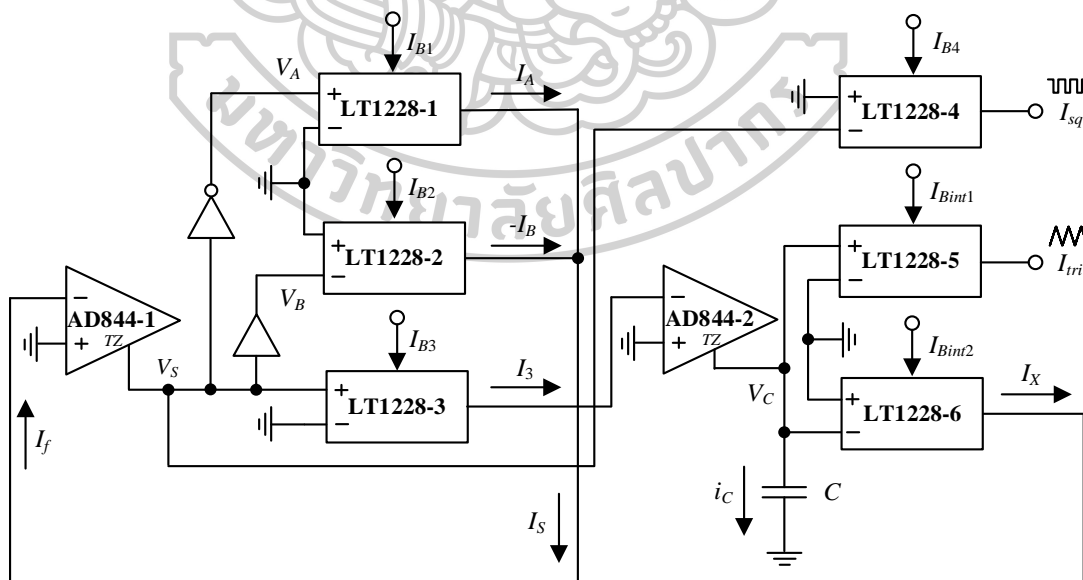
รูปที่ 3.8 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต

(ข) กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

เมื่อวิเคราะห์วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่ควบคุมกระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำได้อิสระจากกัน พบว่า  $I_{o-}$  ในสมการที่ (3.31) คือกระแสเอาต์พุตของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของขนาดอยู่ 2 สถานะ คือ  $-I_{B4}$  และ  $I_{B4}$  โดยการเปลี่ยนสถานะขึ้นอยู่กับ  $I_f$  ซึ่งเกิดจากผลรวม  $I_A$  กับ  $I_B$  โดยเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณขึ้นอยู่กับ  $I_A$  และ  $I_B$  ถ้ากระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำ มีค่าเท่ากับ  $-I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ตามลำดับความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต ( $I_{in}$ ) และสัญญาณเอาต์พุต ( $I_{o-}$ ) แสดงดังรูปที่ 3.8 (ก) และกราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกาแสดงดังรูปที่ 3.8 (ข) ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่า เมื่อพิจารณา  $I_{o-}$  ที่สถานะเริ่ม เปลี่ยนสถานะจาก  $-I_{B4}$  เป็น  $I_{B4}$  เมื่อ  $I_{in}$  มากกว่าหรือเท่ากับ  $I_{B2}$  และในทางกลับกัน  $I_{o-}$  จะเปลี่ยนสถานะจาก เป็น  $I_{B4}$  เป็น  $-I_{B4}$  เมื่อ  $I_{in}$  น้อยกว่าหรือเท่ากับ  $I_{B1}$  เพราะฉะนั้นสรุปได้ว่าวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์มีเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ คือ  $-I_{B1} \geq I_A + I_B \geq I_{B2}$

### 3.4 การประยุกต์ใช้งานของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์

ตามที่ได้ศึกษาหลักการวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ในหัวข้อนี้เป็นการนำเอาวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ที่ออกแบบมาประยุกต์ใช้งานเพื่อใช้ในวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.9 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม

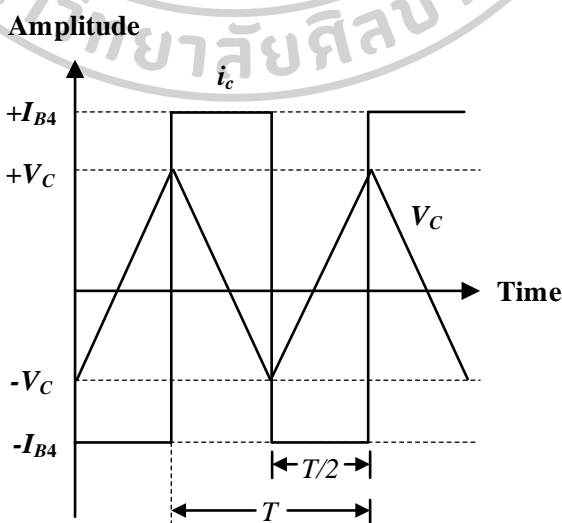
จากรูปที่ 3.9 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม โดยมีโครงสร้างแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ 1). วงจรชนิดตรีโกณมิติประกอบไปด้วย AD844-1, LT1228-1, LT1228-2, LT1228-3, และ LT1228-4 โดยส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นวงจรชนิดตรีโกณมิติที่รับสัญญาณอินพุต ( $I_f$ ) ที่ป้อนกลับมาเพื่อสร้างเป็นสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ( $I_{sq}$ ) และ 2). วงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งประกอบไปด้วย AD844-2, LT1228-5, LT1228-6 และตัวเก็บประจุแบบลงกราวด์ ( $C$ ) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม ( $I_{tri}$ ) เมื่อพิจารณาที่ AD844-2 พบว่าที่ขั้ว TZ ต่อกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ ที่โหนด  $V_c$  และต่อร่วมกับไอซีเบอร์ LT1228-5 และ LT1228-6 ดังนั้นอุปกรณ์จะเข้าสู่การทำงานในช่วงเชิงเส้น ส่งผลให้กระแสเอาต์พุตของ LT1228-5 ( $I_{tri}$ ) และ LT1228-6 ( $I_x$ ) สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$I_{tri} = 10I_{Bint1}V_c \tag{3.32}$$

และ

$$I_x = 10I_{Bint2}V_c \tag{3.33}$$

จากสมการที่ (3.32) และ (3.33) จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุต  $I_{tri}$  และ  $I_x$  เปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ( $V_c$ ) และกระแสไบแอสภายนอก ( $I_{Bint1}, I_{Bint2}$ ) เมื่อสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยมจากวงจรชนิดตรีโกณมิติ ( $I_s$ ) ถูกส่งเข้ามาที่ตัวเก็บประจุ ( $C$ ) โดยที่  $V_c$  ในช่วงเวลานั้นตัวเก็บประจุจะเกิดการเก็บประจุและคายประจุ ซึ่งทำให้มีลักษณะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม และเปลี่ยนแปลงตามเวลา แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสและแรงดัน ของ  $C$

ในรูปที่ 3.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต ( $i_c$ ) และแรงดันที่ตกคร่อม ( $V_C$ ) ณ ตัวเก็บประจุ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา สามารถอธิบายหลักการการทำงานของวงจรรีโวลติคอนเวอร์เตอร์ ดังต่อไปนี้ เมื่อ AD844-2 รับสัญญาณอินพุตจากวงจรมิตต์ทริกเกอร์ โดยทั่วไปแล้วขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยม ( $I_{sq}$ ) มีค่าเท่ากับ  $-I_{B4}$  หรือ  $I_{B4}$  ในบริบทนี้จะกำหนดให้มีสถานะเริ่มต้นให้มีค่าเท่ากับ  $-I_{B4}$  ในขณะเดียวกันกระแสที่เป็นออกจากวงจรมิตต์ทริกเกอร์ ( $I_3$ ) มีค่าเท่ากับ  $I_{B3}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $C$  ( $i_C$ ) ดังนั้นตัวเก็บประจุจะเริ่มเก็บประจุส่งผลให้มีแรงดันตกคร่อม ( $V_C$ ) โดย  $V_C$  จะเพิ่มระดับจาก  $-V_C$  จนถึง  $+V_C$  เมื่อ  $V_C$  มากกว่า  $+V_C$  ทำให้ขนาดของ  $i_c$  เปลี่ยนสถานะจาก  $-I_{B4}$  เป็น  $I_{B4}$  หลังจากนั้นตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุระดับลงไปตามจน  $V_C$  มีขนาดลดลงจนมีค่าต่ำกว่า  $-V_C$  และ  $i_c$  เปลี่ยนสถานะจาก  $I_{B4}$  เป็น  $-I_{B4}$  อีกครั้งหนึ่ง จากนั้น  $V_C$  จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกว่า  $i_c$  จะเริ่มเปลี่ยนสถานะอีกครั้ง และเริ่มกลับมาทำงานแบบเดิม จุดยอดคลื่นหรือขนาดของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ( $|V_C|$ ) สามารถวิเคราะห์ได้จากเงื่อนไขการกำหนดสัญญาณของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ โดยกำหนดให้  $|I_{B2}| = |I_{B1}| = |I_{BS}|$  เมื่อพิจารณาในช่วงที่ขนาดของ  $I_X$  เท่ากับขนาดของ  $I_S$  จะได้ว่า

$$|I_X| = |I_S| \quad (3.34)$$

$$10I_{Bint2} |V_C| = I_{BS} \quad (3.35)$$

$$|V_C| = \frac{I_{BS}}{10I_{Bint2}} \quad (3.36)$$

แทนสมการ (3.36) ลงในสมการ (3.32) ดังนั้นสามารถคำนวณขนาดของ  $I_{tri}$  ได้ดังนี้

$$|I_{tri}| = \frac{I_{Bint1} I_{BS}}{I_{Bint2}} \quad (3.38)$$

คาบของสัญญาณสามเหลี่ยม ( $T$ ) สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุในรูปที่ 3.10 แสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{T}{2} = \frac{C}{i_c} \int_{-V_C}^{V_C} dV_C \quad (3.39)$$

เมื่อกำหนดให้  $|i_c| = |I_{B3}|$  และ  $V_C$  มีค่าดังสมการ (3.36) ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของคาบใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{T}{2} = \frac{C}{I_{B3}} \left( \left( \frac{3.87V_T I_{BS}}{I_{Bint2}} \right) + \left( \frac{3.87V_T I_{BS}}{I_{Bint2}} \right) \right) \quad (3.40)$$

$$\frac{T}{2} = \frac{C}{I_{B3}} \left( 2 \left( \frac{3.87V_T I_{BS}}{I_{Bint2}} \right) \right) \quad (3.41)$$

เมื่อพิจารณาที่อุณหภูมิห้องที่ 27 องศาเซลเซียส ดังนั้น  $V_T$  มีค่าเท่ากับ  $26 \text{ mV} \times 3.87$  หรือมีค่าประมาณ 10 ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของคาบได้ดังนี้

$$T = \frac{0.4CI_{BS}}{I_{B3}I_{Bint2}} \quad (3.42)$$

และสามารถหาค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม  $f$  ได้ดังนี้

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_{B3}I_{Bint2}}{0.4CI_{BS}} \quad (3.43)$$

นอกจากนี้ สามารถคำนวณหาขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยม ( $I_{sq}$ ) ได้ดังนี้

$$|I_{sq}| = |I_{o-}| = I_{B4} \quad (3.44)$$

จากวงจรกำเนิดสามเหลี่ยมสี่เหลี่ยมที่สังเคราะห์ข้างต้น วงจรดังกล่าวมีสัญญาณเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม ( $I_{ri}$ ) เมื่อ  $I_X$  เป็นสัญญาณจากวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ป้อนกลับรวมกับสัญญาณ  $I_A$  และ  $I_B$  ของวงจรมิตต์ตรีเกอร์ เพื่อส่งเสริมการกระตุ้นและสร้างสัญญาณให้เกิดขึ้น ซึ่งกำหนดให้  $|I_A| = |I_B| = |I_S|$  โดยวงจรกำเนิดสามเหลี่ยมสี่เหลี่ยมมีเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณคือ  $-I_{B1} \geq I_X + I_S \geq I_{B2}$  ซึ่งผลรวมของ  $I_X$  และ  $I_S$  ต้องอยู่ในช่วงระหว่างกระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำ หากพิจารณาความสัมพันธ์ของ  $I_X$  ในสมการที่ (3.33) พบว่าสัญญาณดังกล่าวสามารถถูกปรับค่าได้จาก  $I_{Bint2}$  อย่างไม่จำกัดตามกระแสขีดเริ่มด้านสูงยังคงขึ้นอยู่กับ  $I_A$  และกระแสขีดเริ่มด้านต่ำขึ้นอยู่กับ  $-I_B$  ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องทำให้  $I_S$  มีขนาดมากกว่า  $I_X$  ซึ่งการใช้งานสามารถทำได้โดยการปรับให้  $I_{BS} \geq I_X$  เพราะฉะนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าขนาดของ  $I_{ri}$  สามารถควบคุมด้วย  $I_{Bint1}$  อีกทั้งเป็นอิสระจากอุณหภูมิ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมแสดงดังสมการที่ (3.43) สามารถควบคุมได้จาก  $I_{B3}$  โดยเป็นอิสระจากเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม และกำหนดให้  $C$  เป็นค่าคงที่

### 3.5 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติ

การวิเคราะห์ความไม่เป็นอุดมคติเป็นการวิเคราะห์ถึงปัญหาที่อาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรมิตต์ริกเกอร์ ในทางปฏิบัติแล้วไอซีเบอร์ LT1228 และ AD844 มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วย OTA และ CFA ซึ่งมีความเป็นไปได้ที่จะทำงานโดยไม่เป็นอุดมคติ ทั้งนี้เกิดจากความสามารถในการส่งผ่านแรงดันหรือกระแส ดังนั้นในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์ถึงผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติเหล่านั้นที่มีผลต่อการจรมิตต์ริกเกอร์ที่สังเคราะห์ จากหลักการทำงานในช่วงเชิงเส้น และช่วงอิมิตัวของไอซีเบอร์ LT1228 ที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.1.1 และ 3.1.3 ตามลำดับ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของ OTA ภายใน LT1228 ในสมการที่ (3.5) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta g_m & -\beta g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in+} \\ V_{in-} \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) เมื่ออุปกรณ์ทำงานช่วงเชิงเส้นอาจมีความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งแรงดันอินพุตไปเป็นกระแสที่ขา  $y$  ของอุปกรณ์ ( $\beta$ ) ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$I_o = \beta g_m (V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.46)$$

เมื่ออุปกรณ์ทำงานในช่วงอิมิตัวมีค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสไบแอสภายนอก ไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขา  $y$  ( $\alpha$ ) โดยความสัมพันธ์ดังสมการ

$$I_o = \begin{cases} \alpha I_B, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \gg 101mV \\ -\alpha I_B, & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \ll -101mV \end{cases} \quad (3.47)$$

กรณีความไม่เป็นอุดมคติของไอซีเบอร์ AD844 ซึ่งในการออกแบบมีการใช้งานอุปกรณ์ในการส่งผ่านกระแสอินพุตที่ขั้ว  $V_{in-}$  ไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่ขั้ว TZ ทำให้อาจมีค่าความผิดพลาดการส่งผ่านกระแส ( $\varepsilon$ ) ฉะนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตและเอาต์พุตดังนี้

$$I_{TZ} = \varepsilon I_- \quad (3.48)$$

เมื่ออุปกรณ์ทำงานในช่วงอิมิตัว แรงดันที่ขั้ว TZ มีค่าประมาณแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง โดยมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันไฟเลี้ยงไปเป็นแรงดันเอาต์พุต ( $\gamma$ ) มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{TZ} \approx \begin{cases} \gamma V_{CC}, & \text{if } I_- \leq 0 \\ \gamma V_{EE}, & \text{if } I_- \geq 0 \end{cases} \quad (3.49)$$

จากสมการ (3.45)-(3.49) พบว่าเมื่อคำนึงถึงในกรณีไม่เป็นอุดมคติ  $\beta, \alpha, \gamma$  มีผลต่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำ โดย  $\beta, \alpha, \gamma$  เป็นผลจากความจุ และความต้านทานแฝง ในตัวอุปกรณ์ไอซีเบอร์ AD844 และ LT1228

### 3.5.1 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคติดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถหากระแสขีดเริ่มด้านสูง ด้านต่ำ และกระแสเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกาสามารถอธิบายได้ตามลำดับ ดังนี้

$$I_{TL} = -\alpha_1 I_{B1} \quad (3.50)$$

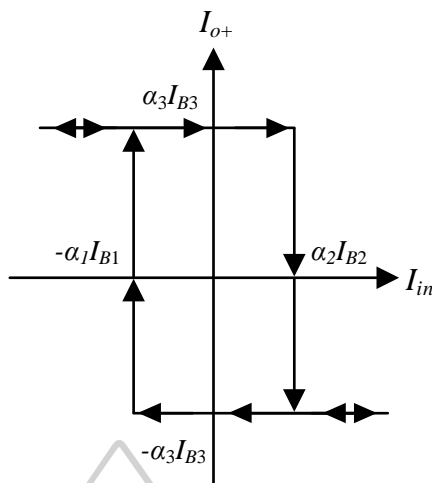
และ

$$I_{TH} = \alpha_2 I_{B2} \quad (3.51)$$

$$I_{o+} = \begin{cases} \alpha_3 I_{B3} & \text{if } I_{in} \leq I_{TL} \\ -\alpha_3 I_{B3} & \text{if } I_{in} \geq I_{TH} \end{cases} \quad (3.52)$$

จากสมการ (3.50) - (3.52) พบว่าเมื่อคำนึงถึงในกรณีไม่เป็นอุดมคติ  $\beta, \alpha, \gamma$  มีผลต่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำ โดย  $\beta, \alpha, \gamma$  เป็นผลจากความจุ และความต้านทานแฝง ในตัวอุปกรณ์ไอซีเบอร์ AD844 และ LT1228

เพราะฉะนั้น กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรมิตต์ทริกเกอร์จึงเป็นไปตามรูปที่ 3.11 เมื่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ เท่ากับ  $-\alpha_1 I_{B1}$ ,  $\alpha_2 I_{B2}$  และ  $\alpha_3 I_{B3}$  ตามลำดับ



รูปที่ 3.11 กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา  
ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ

### 3.5.2 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

เมื่อคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคติดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถหากระแสขีดเริ่มด้านสูง ด้านต่ำ และกระแสเอาต์พุตของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาสามารถอธิบายได้ตามลำดับ ดังนี้

$$I_{TL} = -\alpha_1 I_{B1} \tag{3.53}$$

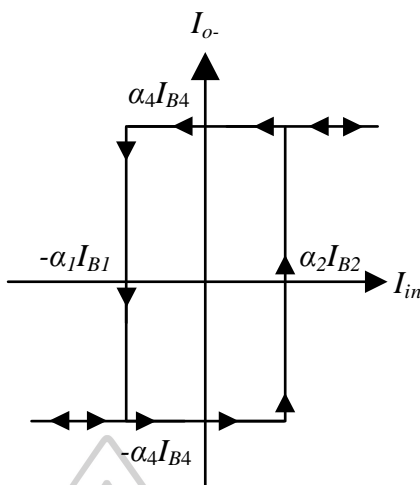
และ

$$I_{TH} = \alpha_2 I_{B2} \tag{3.54}$$

$$I_{o-} = \begin{cases} -\alpha_4 I_{B4} & \text{if } I_{in} \leq I_{TL} \\ \alpha_4 I_{B4} & \text{if } I_{in} \geq I_{TH} \end{cases} \tag{3.55}$$

จากสมการ (3.53) - (3.55) พบว่าเมื่อคำนึงถึงในกรณีไม่เป็นอุดมคติ  $\beta, \alpha, \gamma$  มีผลต่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและต่ำ โดย  $\beta, \alpha, \gamma$  เป็นผลจากความจุ และความต้านทานแฝง ในตัวอุปกรณ์ไอซีเบอร์ AD844 และ LT1228

เพราะฉะนั้น กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์จึงเป็นไปตามรูปที่ 3.12 เมื่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ เท่ากับ  $-\alpha_1 I_{B1}$ ,  $\alpha_2 I_{B2}$  และ  $\alpha_4 I_{B4}$  ตามลำดับ



รูปที่ 3.12 กราฟคุณลักษณะสมบัติถ่ายโอนของวงจรชนิดตรีโกรีแบบทวนแฉিন্নนาฬิกา  
ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ

### 3.5.3 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ

เมื่อพิจารณาวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ AD844-2 พบว่าที่ขั้ว TZ ต่อกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ ที่โหนด  $V_c$  และต่อร่วมกับไอซีเบอร์ LT1228-5 และ LT1228-6 ดังนั้นอุปกรณ์จะเข้าสู่การทำงานในช่วงเชิงเส้น ส่งผลให้กระแสเอาต์พุตของ LT1228-5 ( $I_{ri}$ ) และ LT1228-6 ( $I_x$ ) สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$I_{ri} = 10\beta_{int1} I_{Bint1} V_C \tag{3.56}$$

และ

$$I_x = 10\beta_{int2} I_{Bint2} V_C \tag{3.57}$$

โดยกำหนดให้  $|I_{B2}| = |I_{B1}| = |I_{BS}|$  เมื่อพิจารณาในช่วงที่ขนาดของ  $I_x$  เท่ากับขนาดของ  $I_s$  จะได้ว่า

$$|I_x| = |I_s| \tag{3.58}$$

$$10\beta_{int2} I_{Bint2} |V_C| = \alpha_S I_{BS} \tag{3.59}$$

$$|V_C| = \frac{\alpha_S I_{BS}}{10\beta_{int2} I_{Bint2}} \tag{3.60}$$

แทนสมการ (3.60) ลงในสมการ (3.58) ดังนั้นสามารถคำนวณขนาดของ  $I_{tri}$  ได้ดังนี้

$$|I_{tri}| = \frac{\beta_{int1} \alpha_S g_{m_{int1}} 3.87 V_T I_{BS}}{\beta_{int2} I_{Bint2}} \quad (3.61)$$

$$|I_{tri}| = \frac{\beta_{int1} \alpha_S I_{Bint1} I_{BS}}{\beta_{int2} I_{Bint2}} \quad (3.62)$$

เมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุตที่ AD844-2 ของวงจรถออินติเกรเตอร์ ( $I_4$ ) พบว่ารับอินพุต  $I_1$  มาจาก วงจรสมิตต์ทริกเกอร์ซึ่งเกิดค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของไอซี AD844 ส่งผลให้  $i_C$  มีค่าเท่ากับ  $\varepsilon_4 I_4$  ดังนั้นจึงสามารถคำนวณหาคาบและความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต ได้จาก ความสัมพันธ์กระแสและแรงดันของ  $C$  ในรูปที่ 3.10 และสมการ (3.39) ซึ่งแสดงดังนี้

$$\frac{T}{2} = \frac{C}{\varepsilon_4 \alpha_4 I_{B4}} \left( \left( \frac{3.87 \alpha_S V_T I_{BS}}{\beta_{int2} I_{Bint2}} \right) + \left( \frac{3.87 \alpha_S V_T I_{BS}}{\beta_{int2} I_{Bint2}} \right) \right) \quad (3.63)$$

$$\frac{T}{2} = \frac{C}{\varepsilon_4 \alpha_4 I_{B4}} \left( 2 \left( \frac{3.87 \alpha_S V_T I_{BS}}{\beta_{int2} I_{Bint2}} \right) \right) \quad (3.64)$$

$$T = \frac{0.4 C I_{BS} \alpha_S}{\varepsilon_4 \alpha_4 \beta_{int2} I_{B4} I_{Bint2}} \quad (3.65)$$

และสามารถหาค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม  $f$  ได้ดังนี้

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\varepsilon_4 \alpha_4 \beta_{int2} I_{B4} I_{Bint2}}{0.4 C I_{BS} \alpha_S} \quad (3.66)$$

## บทที่ 4

### การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

ในบทนี้เพื่อยืนยันการทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ โหมดกระแสที่สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และค่ากระแสขีดเริ่มต่ำและสูงได้อย่างอิสระจากกัน รวมถึงประยุกต์การใช้งาน ที่ได้สังเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ด้วยการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSpice พร้อมกับการทดสอบต่อวงจรในทางปฏิบัติ และอภิปรายผลการทดลอง สำหรับการบันทึกผลการทดลองได้ทำการจัดเก็บเป็นรูปคลื่นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตด้วยเครื่องออสซิลโลสโคป รุ่น RIGAL DS1054Z โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรดังตารางที่ 4.1 สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่สมบูรณ์ดังทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ดังนั้นจึงแบ่งหัวข้อการทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ทำงานที่ความถี่ 1kHz โดยมีรายละเอียดดังนี้

- 4.1 การทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่โดยจำลองผ่าน โปรแกรม PSpice
- 4.2 การทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์โดยการทดสอบในทางปฏิบัติ
- 4.3 การทดสอบสมรรถนะประยุกต์การใช้งานของวงจรมิตต์ทริกเกอร์

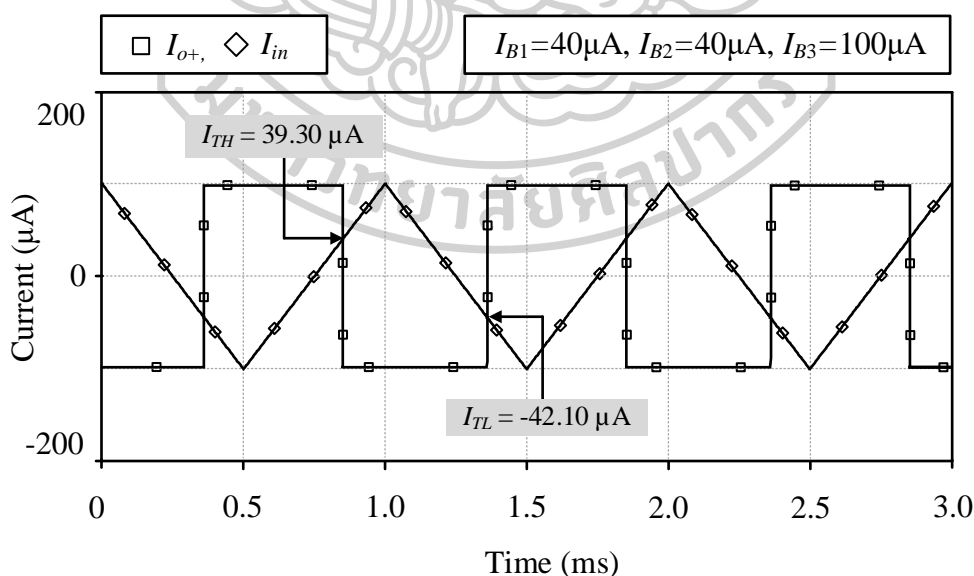
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่ใช้ในการสังเคราะห์ และทดสอบ

พารามิเตอร์	ค่าของพารามิเตอร์
$V_{CC}$	+9V
$V_{EE}$	-9V
$V_{DC}$	5V
$I_{in}$	100 $\mu A_{peak}$
$I_{Bn}$ และ $I_{Bp}$	100 $\mu A_{peak}$
$R_{Bn}$ และ $R_{Bp}$	10 k $\Omega$

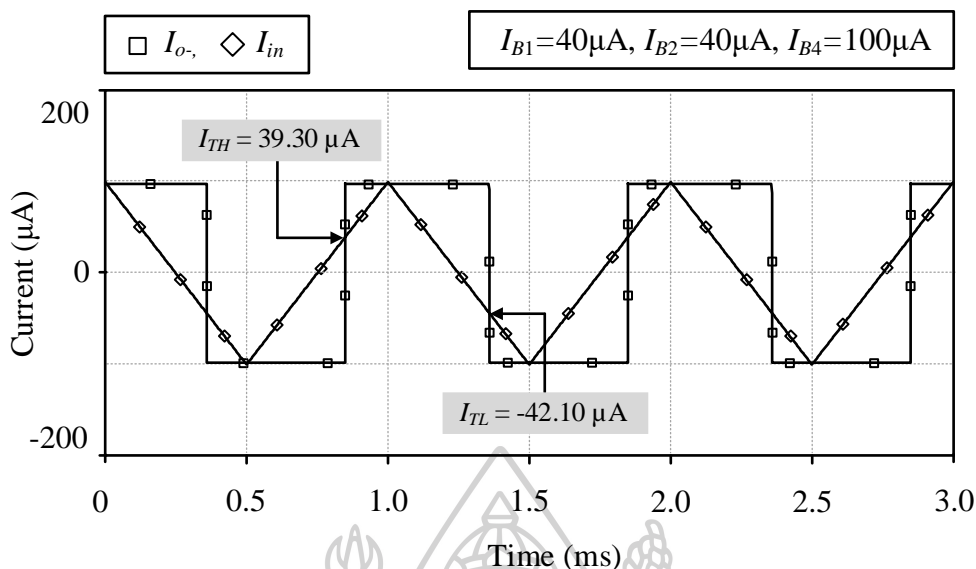
#### 4.1 การทดสอบสมรรถนะของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์โดยจำลองผ่านโปรแกรม PSpice

เพื่อยืนยันการทดสอบสมรรถภาพของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ในรูปที่ 3.6 ได้ดำเนินการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSpice โดยวงจรถูกสังเคราะห์ดังกล่าวใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1

จากผลการจำลอง รูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O+}$  เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลาที่ทำงานความถี่เท่ากับ 1 kHz โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B2} = 40 \mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 100 \mu\text{A}$  จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่ากระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำมีค่าเท่ากับ  $39.30 \mu\text{A}$  และ  $-42.10 \mu\text{A}$  ตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการทดสอบกับค่าที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3.3 พบว่าค่ากระแสขีดเริ่มด้านสูงมีความเบี่ยงเบนจากทฤษฎีคิดเป็น 1.75% ขณะที่ค่ากระแสขีดเริ่มด้านต่ำมีความเบี่ยงเบนเป็น 5.25% และผลการจำลองแสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O-}$  เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตสำหรับวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา แสดงดังรูปที่ 4.2 โดยกำหนดให้ค่ากระแสไบแอส  $I_{B1} = I_{B2} = 40 \mu\text{A}$  และ  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่ากระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำของ  $I_{O-}$  มีค่าเท่ากับกระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำของ  $I_{O+}$  มีค่าเท่ากับวงจรมิตต์แบบตามเข็มนาฬิกา

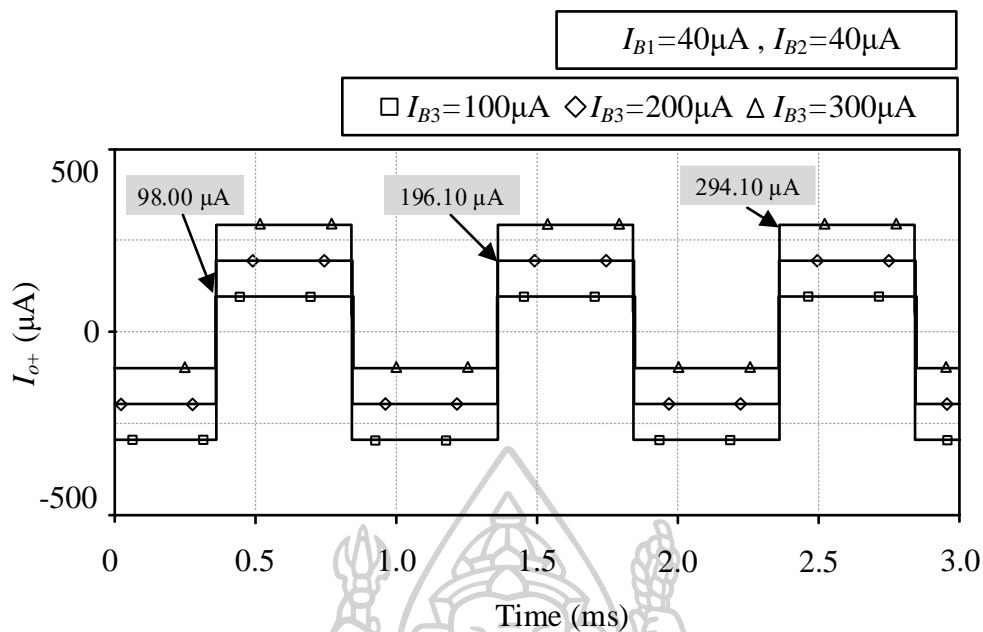


รูปที่ 4.1 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา  
วงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา

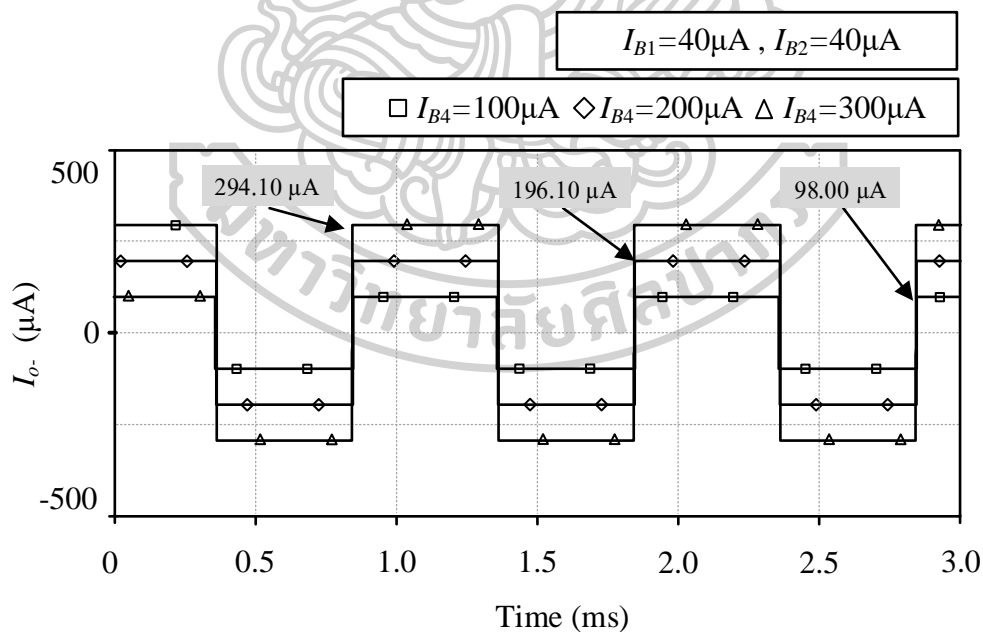


รูปที่ 4.2 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุตใน โดเมนเวลา  
วงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา

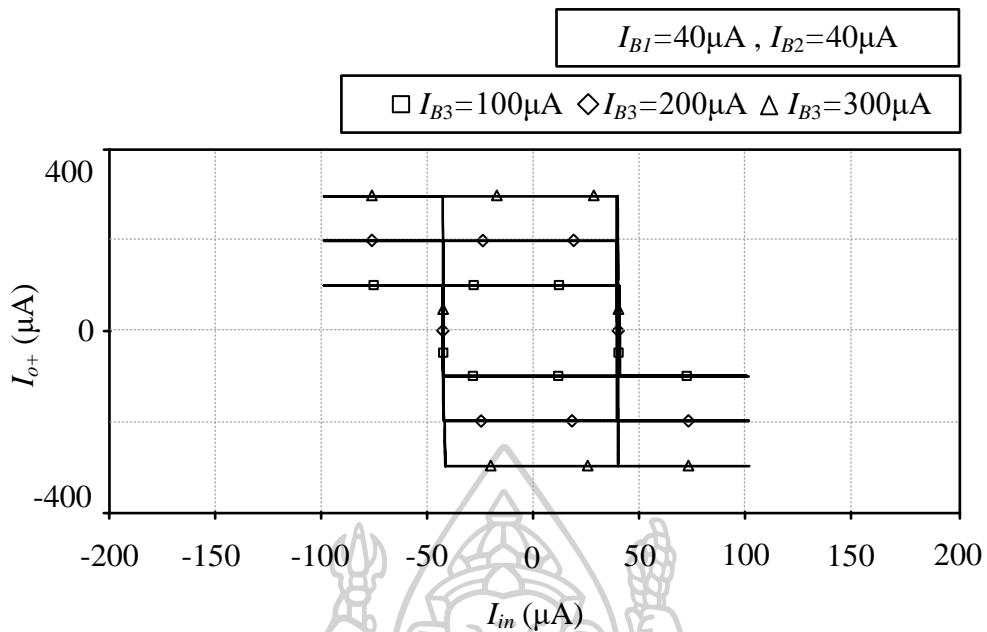
ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตด้วยกระแสไบแอส  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มนาฬิกา และทวนเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลา แสดงดังรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ รูปที่ 4.5 และ 4.6 แสดงกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา และตามเข็มนาฬิกา สำหรับการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o+}$  ของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มนาฬิกา ด้วย  $I_{B3}$  และการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o-}$  ของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ทวนเข็มนาฬิกา ด้วย  $I_{B4}$  โดยจะกำหนดค่า  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  มีค่าเท่ากับ 40  $\mu\text{A}$  และ -40  $\mu\text{A}$  ตามลำดับ และเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ให้มีค่าเท่ากับ 100  $\mu\text{A}$ , 200  $\mu\text{A}$  และ 300  $\mu\text{A}$  สัญญาณกระแสเอาต์พุตที่วัดได้จากผลการทดสอบสำหรับ  $I_{o+}$  และ  $I_{o-}$  คือ 98.00  $\mu\text{A}$ , 196.10  $\mu\text{A}$  และ 294.10  $\mu\text{A}$  ซึ่งเบี่ยงเบนจากค่าทางทฤษฎี 2%, 1.95% และ 1.97% จากผลการจำลอง แสดงให้เห็นว่าการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o+}$  และ  $I_{o-}$  ไม่ส่งผลต่อกระแสจิดเริ่มทั้งด้านสูง และด้านต่ำของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ทั้งสองแบบ



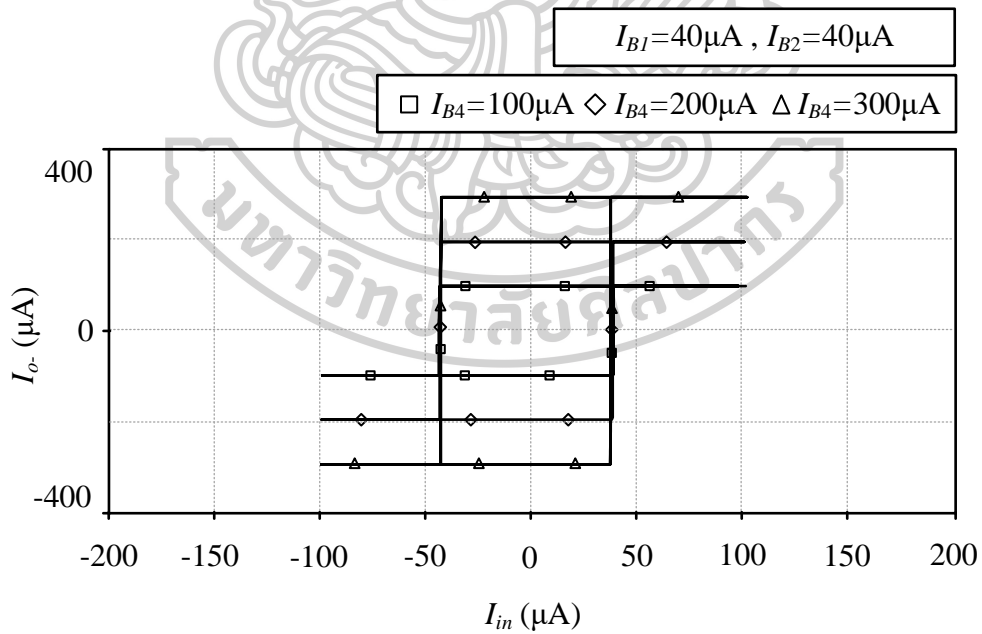
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขั้วตริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา  
เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$  ในโดเมนเวลา



รูปที่ 4.4 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขั้วตริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา  
เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$  ในโดเมนเวลา

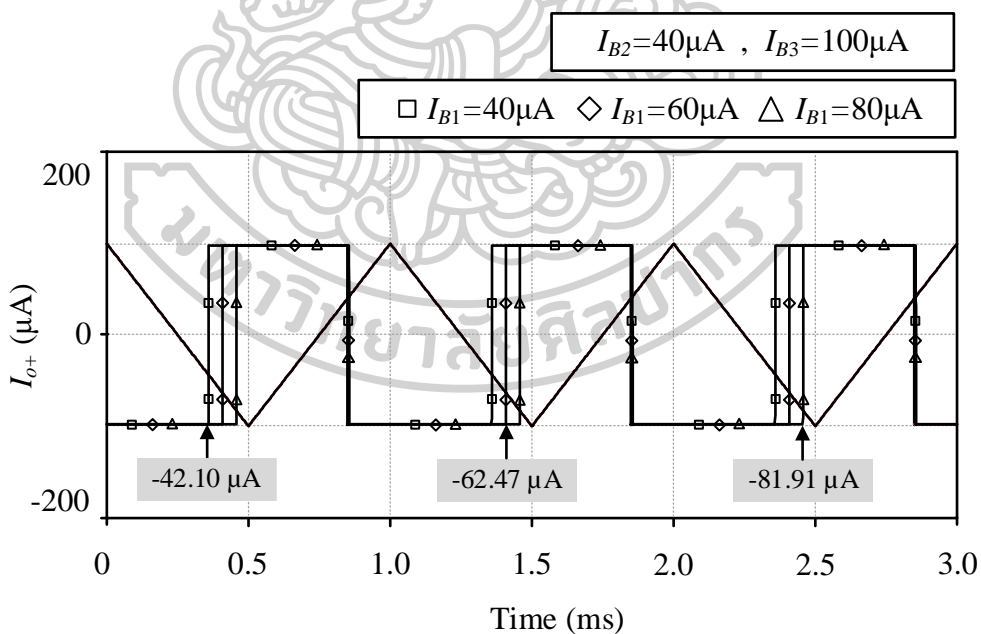


รูปที่ 4.5 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์  
แบบตามเข็มนาฬิกา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$

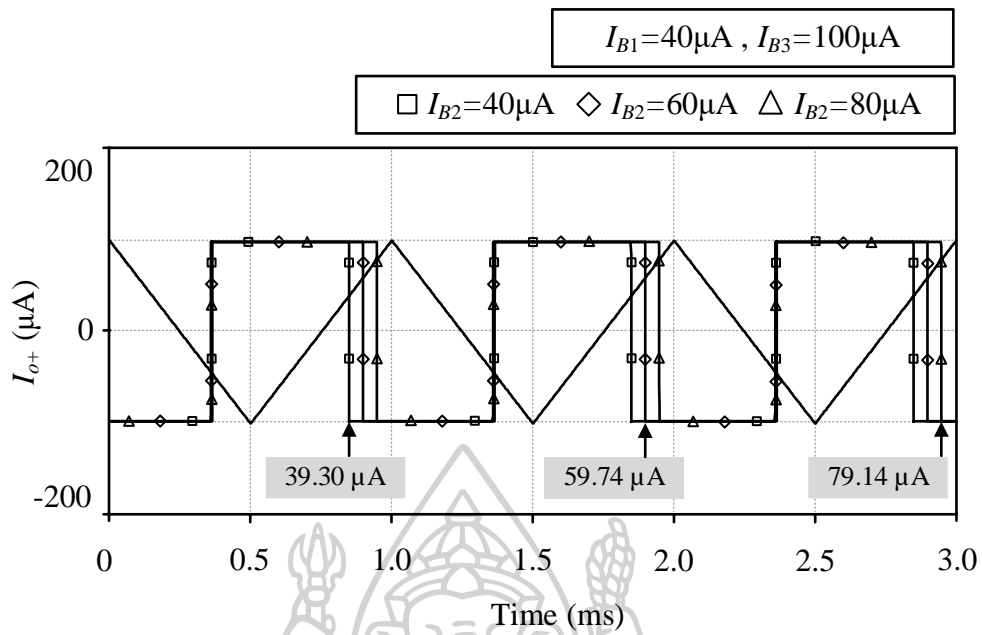


รูปที่ 4.6 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์  
แบบทวนเข็มนาฬิกา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$

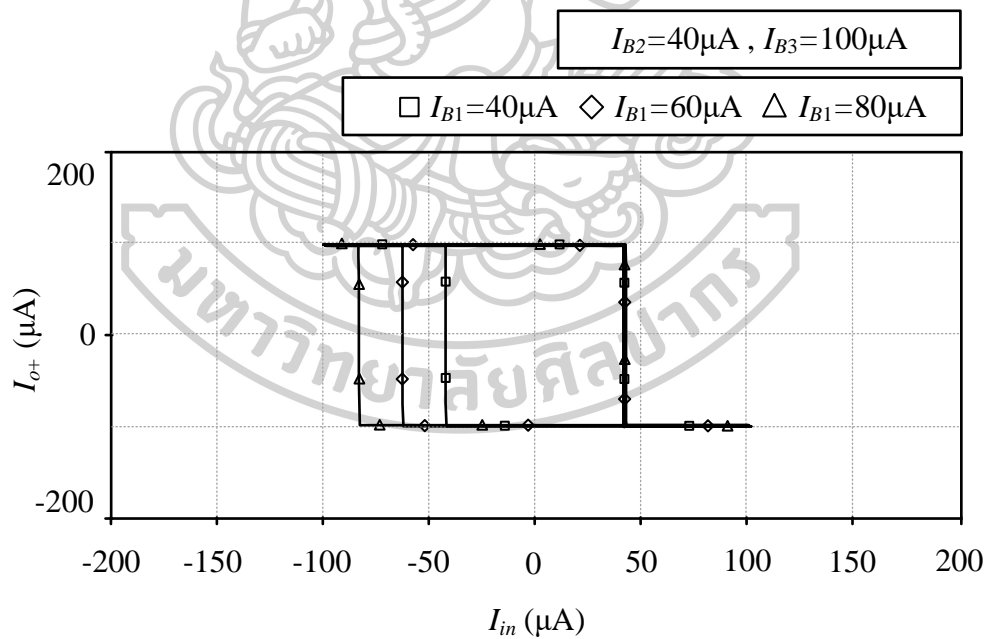
รูปที่ 4.7 และ 4.9 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสขีดเริ่มต้นต่ำของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำ กำหนดให้ค่า  $I_{B2} = 40 \mu A$ ,  $I_{B3} = 100 \mu A$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu A$ ,  $60 \mu A$  และ  $80 \mu A$  จากผลการจำลองพบว่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำมีค่าเท่ากับ  $-42.10 \mu A$ ,  $-62.47 \mu A$  และ  $-81.91 \mu A$  ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีอยู่ที่  $5.25\%$ ,  $4.12\%$  และ  $2.39\%$  รูปที่ 4.8 และ 4.10 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสขีดเริ่มต้นสูงของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นสูง กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = 40 \mu A$ ,  $I_{B3} = 100 \mu A$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu A$ ,  $60 \mu A$  และ  $80 \mu A$  จากผลการจำลองพบว่ากระแสขีดเริ่มต้นสูงมีค่าเท่ากับ  $39.30 \mu A$ ,  $59.74 \mu A$  และ  $79.14 \mu A$  โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎีอยู่ที่  $1.75\%$ ,  $0.43\%$  และ  $1.10\%$  ตามลำดับ



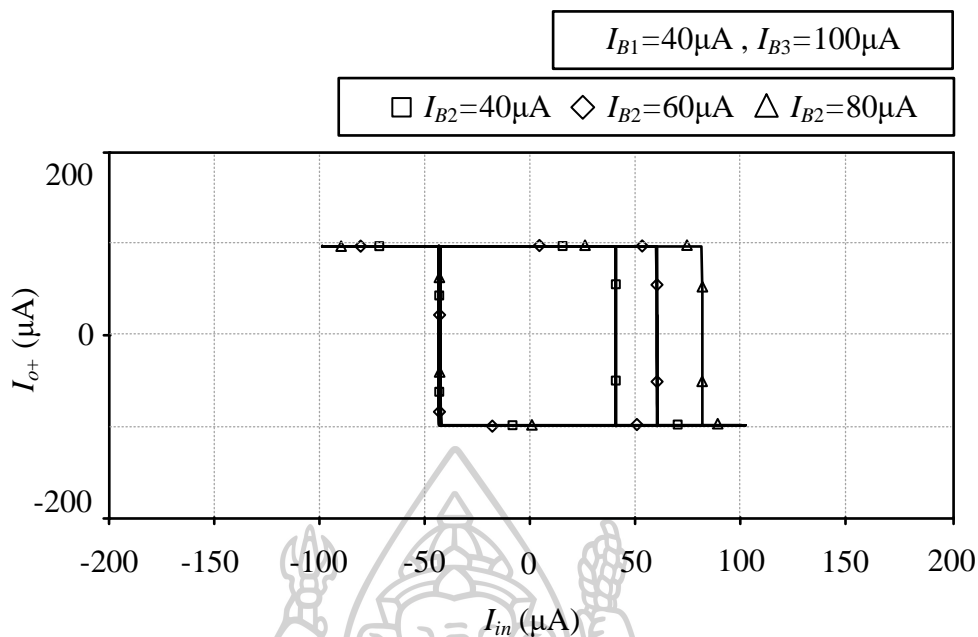
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$

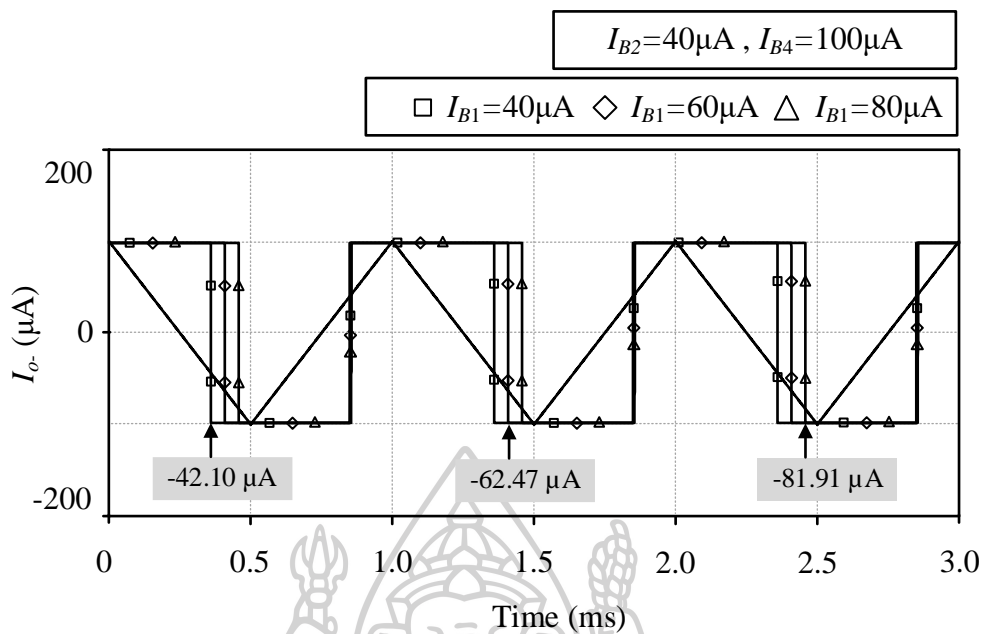


รูปที่ 4.9 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $I_{O+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$

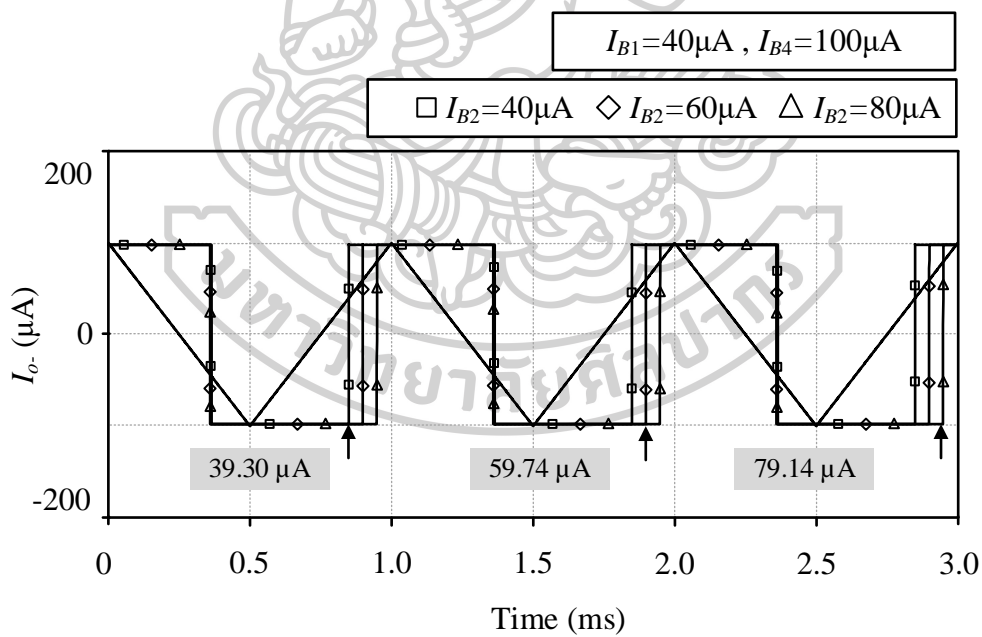


รูปที่ 4.10 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $I_{o+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$

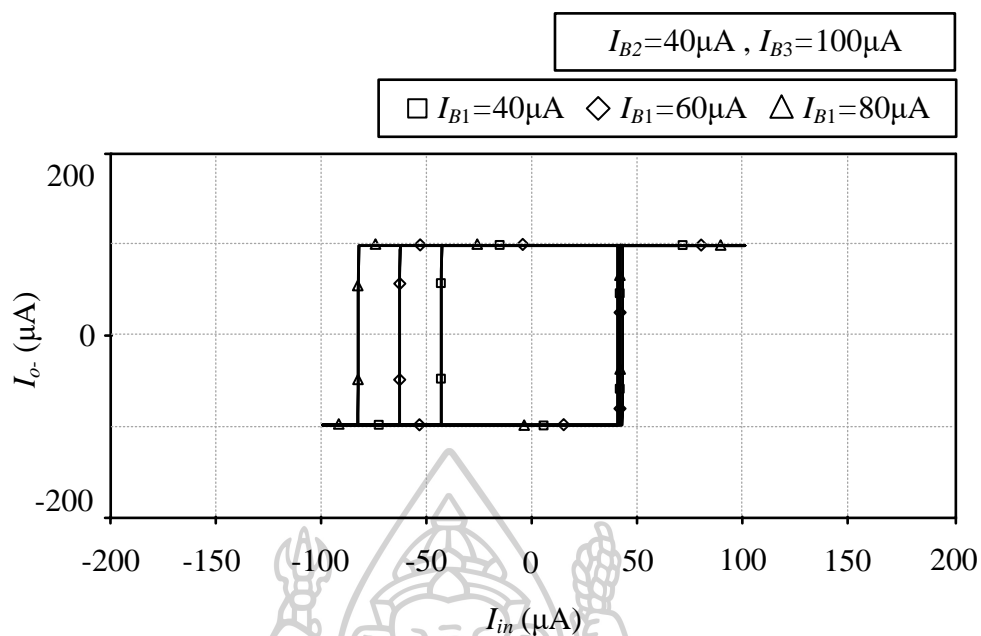
รูปที่ 4.11 และ 4.13 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสจืดเริ่มต้นต่ำของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o-}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสจืดเริ่มต้นต่ำ กำหนดให้ค่า  $I_{B2} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  รูปที่ 4.12 และ 4.14 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสจืดเริ่มต้นสูงของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o-}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสจืดเริ่มต้นสูง กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  จากผลการจำลองพบว่ากระแสจืดเริ่มต้นต่ำและกระแสจืดเริ่มต้นสูงมีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณเอาต์พุต  $I_{o+}$  ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา และตามเข็มนาฬิกา เมื่อปรับกระแสจืดเริ่มต้นต่ำและจืดเริ่มต้นสูงด้วย  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ผลการจำลองยืนยันว่าสามารถปรับกระแสจืดเริ่มต้นต่ำและจืดเริ่มต้นสูงได้อย่างอิสระโดยใช้กระแสไบแอสภายนอกโดยไม่ส่งผลกระทบต่อขนาดของสัญญาณเอาต์พุต ตามการวิเคราะห์เชิงทฤษฎี



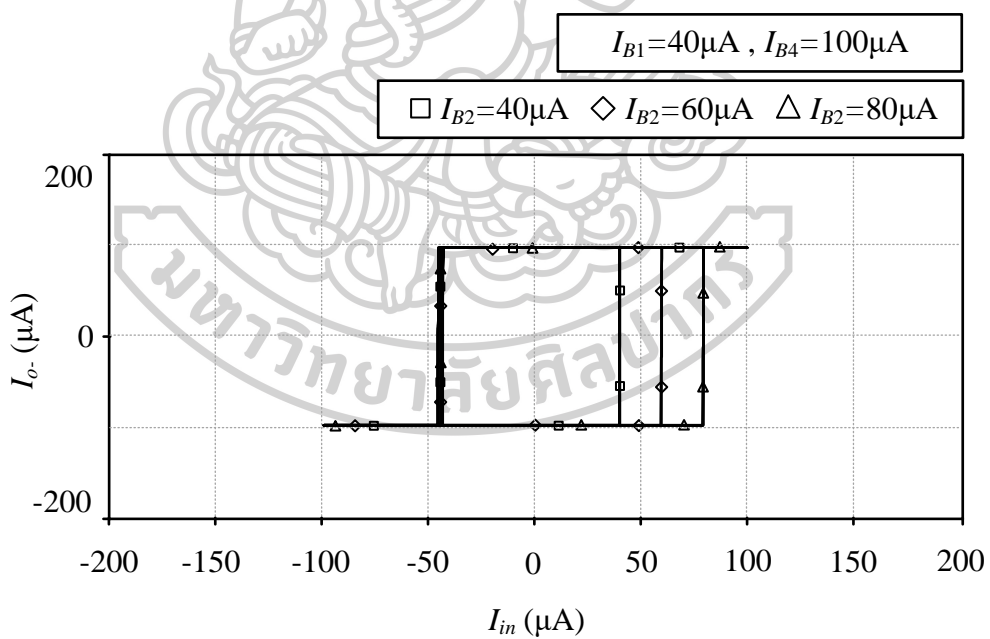
รูปที่ 4.11 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$



รูปที่ 4.12 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $I_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$



รูปที่ 4.13 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $I_o$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$

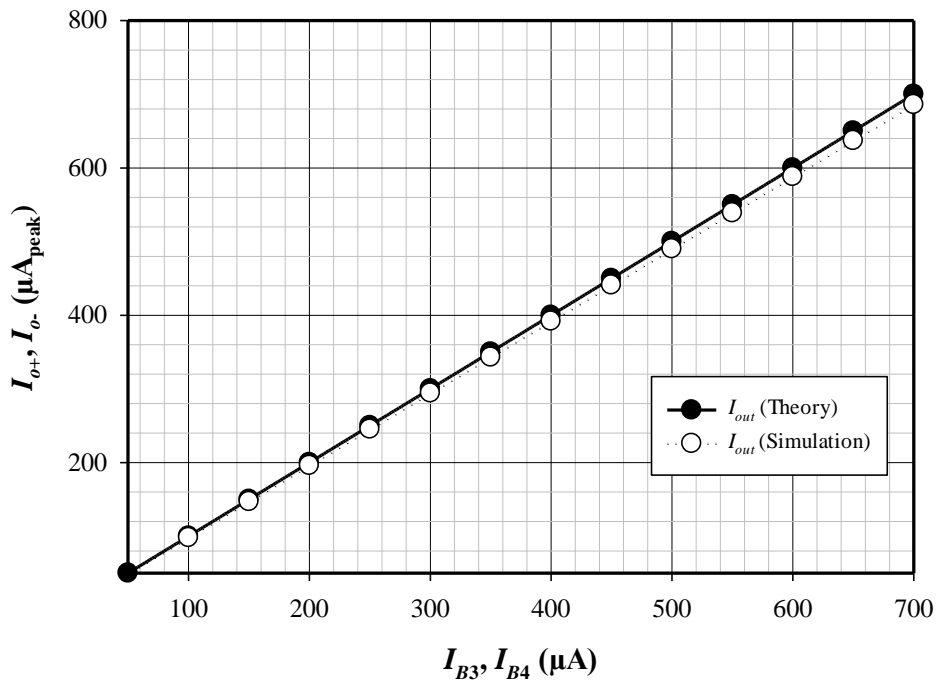


รูปที่ 4.14 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $I_o$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$

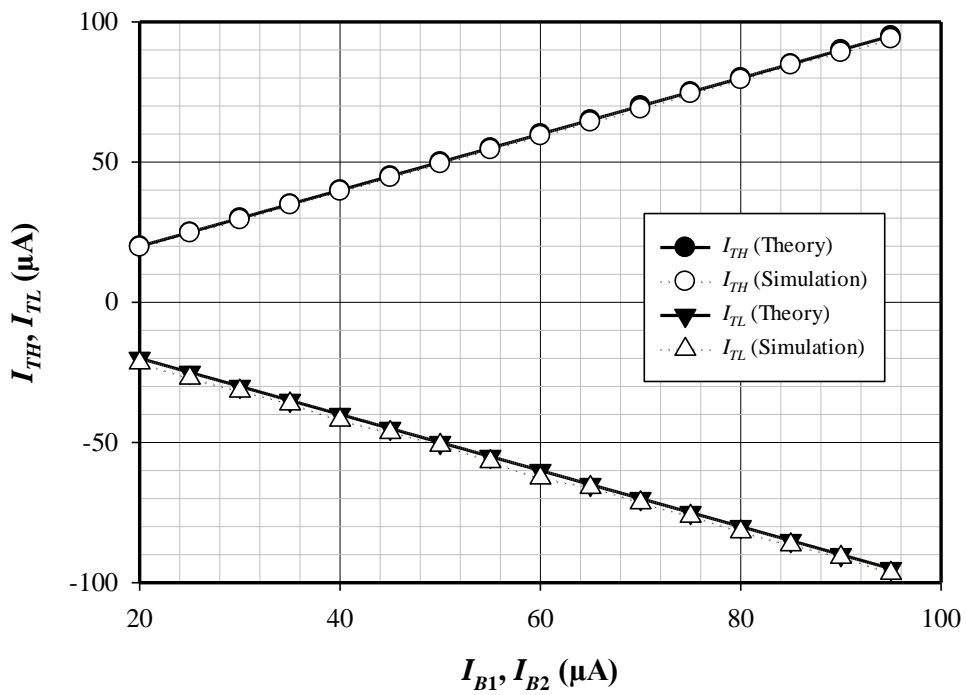
ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุต  $I_{O+}$  และ  $I_{O-}$  เมื่อทำการปรับกระแสไบแอส  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ในช่วง  $50 \mu\text{A}$  ถึง  $700 \mu\text{A}$  แสดงในรูปที่ 4.15 จากผลการจำลองสังเกตว่า เมื่อเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากผลการจำลองและค่าในทางทฤษฎี ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไปตามกระแสไบแอสที่กล่าวไว้ข้างต้น ซึ่งสอดคล้องอย่างมีนัยสำคัญกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีดังสมการที่ (3.27) และ (3.31) โดยมีข้อผิดพลาดต่ำสุดและสูงสุดเพียง 1.96% และ 1.97% ตามลำดับ

รูปที่ 4.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่ากระแสขั้วเริ่มต้นต่ำและกระแสขั้วเริ่มต้นสูงเริ่มเปรียบเทียบกับผลทางการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีในสมการที่ (3.25), (3.26), (3.29) และ (3.30) โดยผลการจำลองที่ได้จากการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  และ  $I_{B1}$  ในช่วง  $20 \mu\text{A}$  ถึง  $95 \mu\text{A}$  แสดงให้เห็นว่าวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ สามารถปรับกระแสขั้วเริ่มต้นต่ำ และกระแสขั้วเริ่มต้นสูง ได้สอดคล้องกับค่าที่คาดการณ์ในเชิงทฤษฎีได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยจากผลการจำลองมีค่าความคลาดเคลื่อนต่ำสุด และสูงสุดสำหรับกระแสขั้วเริ่มต้นด้านสูงอยู่ที่ 0.36% และ 1.60% ตามลำดับ และค่าผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 0.98% ในขณะเดียวกัน ค่าความผิดพลาดต่ำสุดและสูงสุดของกระแสขั้วเริ่มต้นด้านต่ำไม่เกิน 1.12% และ 8.55% ตามลำดับ และค่าผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 3.63% ซึ่งจากผลการจำลองที่ได้ค่าความคลาดเคลื่อนยังอยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้ในทางวิศวกรรม

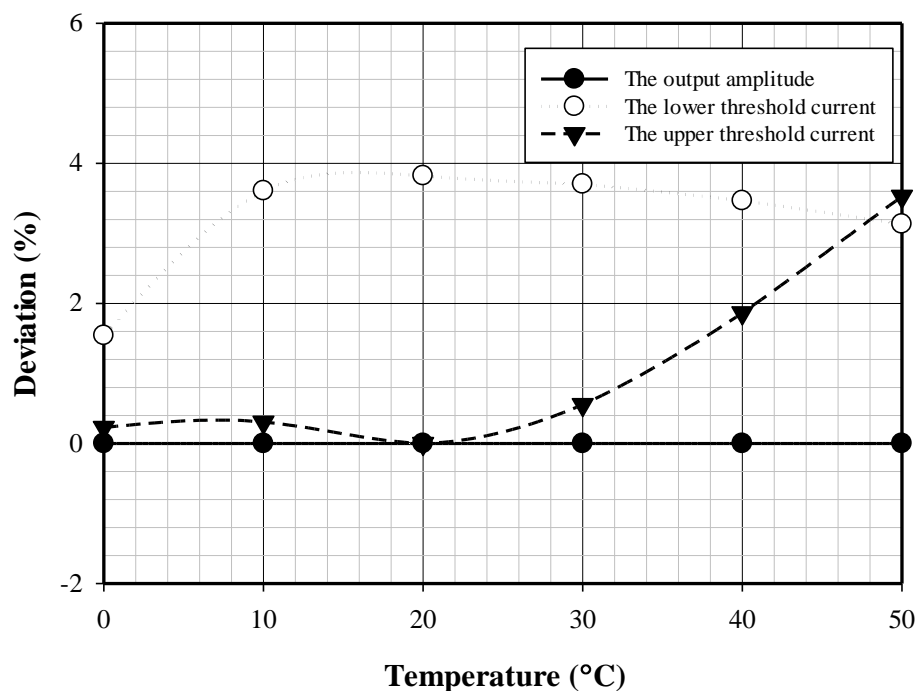
รูปที่ 4.17 แสดงการจำลองเพื่อวิเคราะห์การปรับแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต และค่ากระแสขั้วเริ่มต้นด้านต่ำและด้านสูงของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่ออุณหภูมิ ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ทำให้ค่ากระแสขั้วเริ่มต้นด้านต่ำ และด้านสูงเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในช่วง  $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$  ถึง  $50 \text{ }^{\circ}\text{C}$  ทั้งนี้เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3.5 สามารถอนุมานได้ว่าระดับกระแสไบแอสเริ่มเข้าขั้วจำกัดของอุปกรณ์จึงทำให้ผลการจำลองเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีมากขึ้น สำหรับค่ากระแสขั้วเริ่มต้นด้านต่ำมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุด 3.82% ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสขั้วเริ่มต้นด้านสูงมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุด 3.53% รวมถึงการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้รับผลกระทบเพียงเล็กน้อย โดยมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุดเพียง 0.002% เพราะฉะนั้นสามารถสรุปได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุต รวมถึงกระแสขั้วเริ่มต้นด้านต่ำและกระแสขั้วเริ่มต้นด้านสูง ไม่ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ โดยมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.27) และ (3.31)



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุต  $I_{O-}$  และ  $I_{O+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  เปรียบเทียบกับในทางทฤษฎี



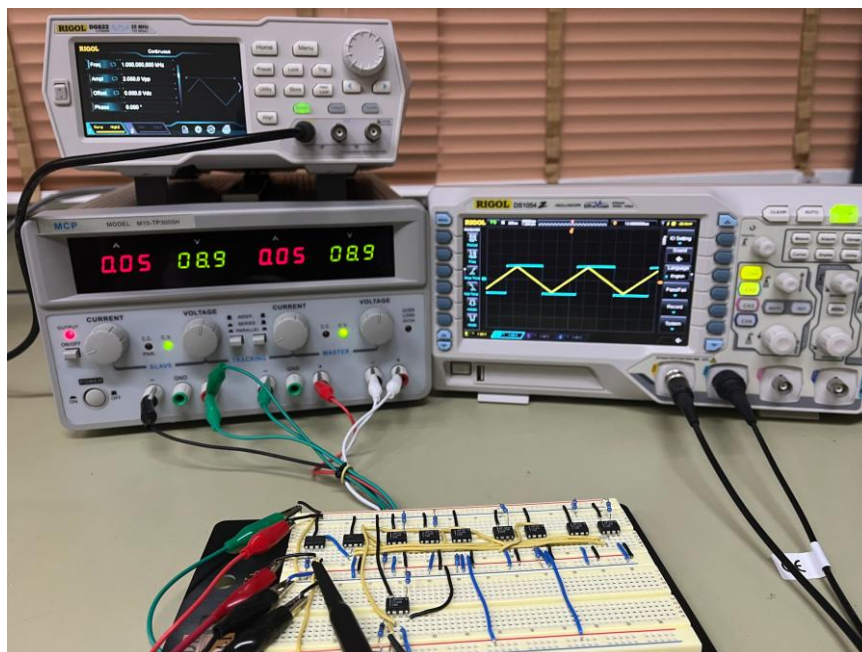
รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{TH}$  และ  $I_{TL}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  เปรียบเทียบกับในทางทฤษฎี



รูปที่ 4.17 อัตราการคลาดเคลื่อนของอุณหภูมิเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจาก 0°C ถึง 50°C

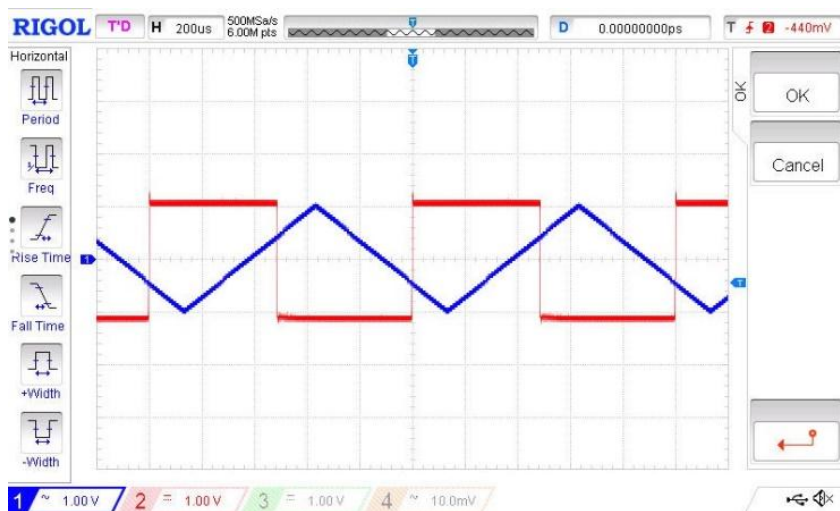
#### 4.2 การทดสอบสมรรถนะของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์โดยการทดสอบวงจรในทางปฏิบัติ

ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ในทางปฏิบัติ ในส่วนนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบในทางปฏิบัติของวงจรขมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์แสดงดังรูป 3.6 ทำการต่อวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 ลงบนโปรโตบอร์ด (Protoboard) ดังรูปที่ 4.18 โดยใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงรุ่น DC MCP: M10-TP3005H ทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตโดยใช้เครื่องออสซิลโลสโคปรุ่น RIGOL: DS1054 เครื่องกำเนิดสัญญาณเพื่อจ่ายแรงดันอินพุตโดยเครื่อง RIGOL: DG822 ในระหว่างการทดสอบเนื่องจากเครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายสัญญาณอินพุตเป็น แรงดัน ด้วยเหตุนี้จึงใช้ AD844 ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด 10 k $\Omega$  (ค่าที่ได้จากการวัดเท่ากับ 10.01k $\Omega$ ) เพื่อแปลงสัญญาณแรงดันอินพุตให้เป็นสัญญาณกระแสอินพุตที่มีขนาดเท่ากับ 100  $\mu$ A<sub>peak</sub> ที่ 1 kHz สัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{O+}$  และ  $V_{O-}$  ถูกวัดค่าโดยออสซิลโลสโคปผ่านตัวต้านทานโหลด 10 k $\Omega$  ค่าพารามิเตอร์สำหรับนอตเกตและบัฟเฟอร์ที่ใช้ในการสังเคราะห์กำหนดให้มีค่าเท่ากับในผลการจำลอง

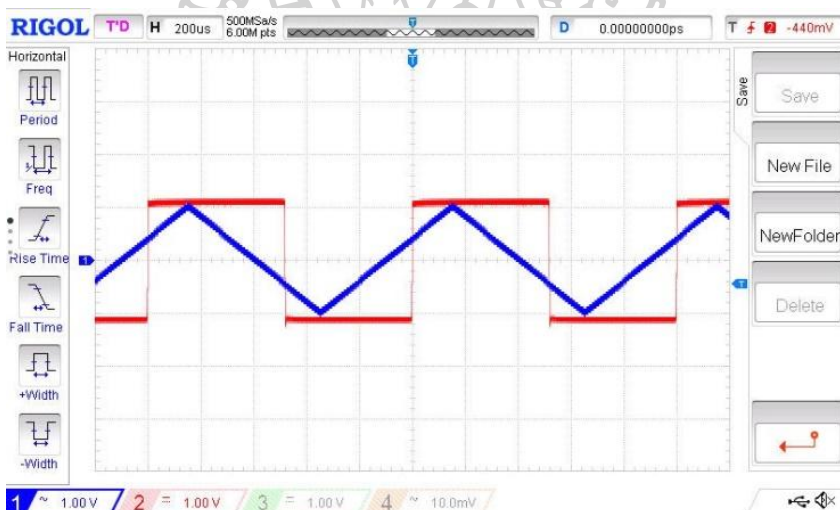


รูปที่ 4.18 การต่อวงจรชนิดตัวทริกเกอร์ที่ส่งกระแสในทางปฏิบัติ

รูปที่ 4.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต  $V_{o+}$  ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลา โดยกำหนดให้  $I_{B1} = I_{B2} = 40 \mu\text{A}$  และ  $I_{B3} = 100 \mu\text{A}$  จากผลการทดสอบในทางปฏิบัติ แสดงให้เห็นว่ากระแสชืดเริ่มต้นต่ำ และกระแสชืดเริ่มต้นสูง :ซึ่งเกิดจากการแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ  $39.60 \mu\text{A}$  และ  $-41.58 \mu\text{A}$  ตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบกับค่าในเชิงทฤษฎี พบว่าค่ากระแสชืดเริ่มต้นต่ำมีความเบี่ยงเบน  $4.60\%$  และค่ากระแสชืดเริ่มต้นสูงมีความเบี่ยงเบน  $0.99\%$  นอกจากนี้สัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{o+}$  ที่วัดได้มีค่าขนาดเท่ากับ  $1 \text{ V}_{\text{peak}}$  ซึ่งสอดคล้อง กับกระแสเอาต์พุต  $I_{o+}$  ที่วัดได้เป็น  $99.90 \mu\text{A}$  โดยมีความคลาดเคลื่อนเพียง  $0.10\%$  เมื่อเปรียบเทียบกับค่าที่คาดการณ์ไว้ในเชิงทฤษฎี ซึ่งเป็นข้อบ่งชี้ให้เห็นถึงระดับความแม่นยำสูงของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มนาฬิกาที่สังเคราะห์ รูปที่ 4.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุต  $V_{o-}$  ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลา โดยกำหนดให้  $I_{B1} = I_{B2} = 40 \mu\text{A}$  และ  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  จากผลการทดสอบในทางปฏิบัติจะเห็นได้ว่า กระแสชืดเริ่มต้นต่ำและด้านสูง รวมถึงขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $V_{o-}$  มีค่าเท่ากับที่วัดได้ในแรงดันเอาต์พุต  $V_{o+}$  ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา



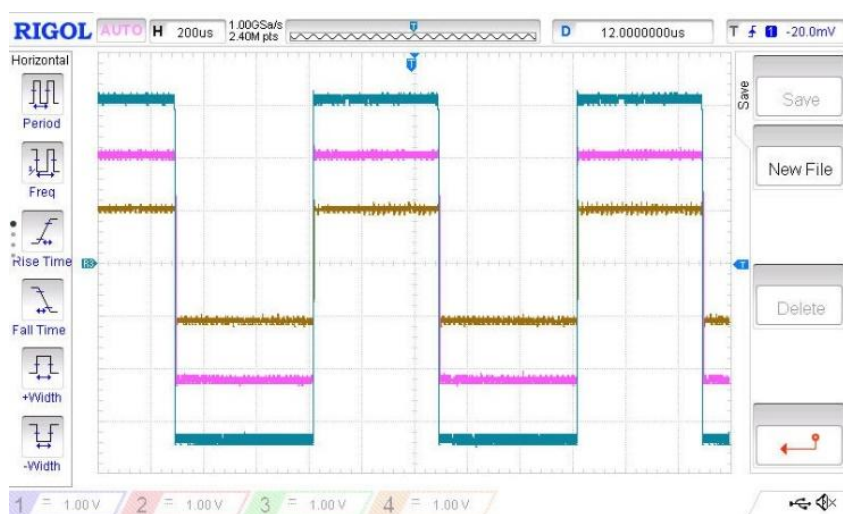
รูปที่ 4.19 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O+}$  (—) เทียบกับสัญญาณอินพุต (—) ในโดเมนเวลา



รูปที่ 4.20 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O-}$  (—) เทียบกับสัญญาณอินพุต (—) ในโดเมนเวลา

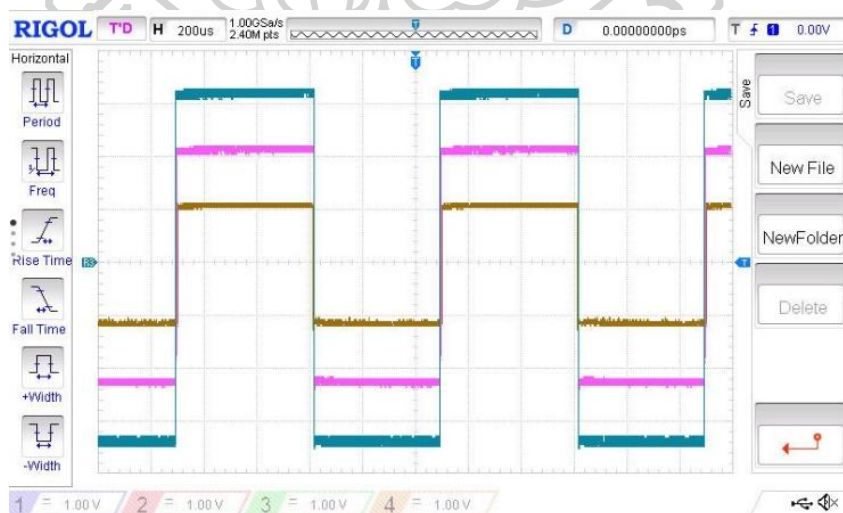
ผลทดสอบในทางปฏิบัติของการปรับขนาดของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลา  $V_{O+}$  ด้วย  $I_{B3}$  และสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ทวนเข็มนาฬิกาในโดเมนเวลา  $V_{O-}$  ด้วย  $I_{B4}$  แสดงในรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ รูปที่ 4.23 และ 4.24 แสดงกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา และตามเข็มนาฬิกา สำหรับการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะกำหนดให้กระแสชิตเริ่มต้นต่ำและด้านสูงมีค่าเท่ากับ  $-40 \mu\text{A}$  และ  $40 \mu\text{A}$  ตามลำดับ และจะทำการเปลี่ยนแปลงกระแสไบแอส  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  สำหรับวงจรมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มนาฬิกา และ

ทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ โดยให้มีค่าเท่ากับ  $100\ \mu\text{A}$ ,  $200\ \mu\text{A}$  และ  $300\ \mu\text{A}$  สัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{o+}$  และ  $V_{o-}$  ที่วัดได้จากผลการทดสอบวัดได้เท่ากับ  $1\ \text{Vpeak}$ ,  $2\ \text{Vpeak}$  และ  $3\ \text{Vpeak}$  ซึ่งคิดเป็นกระแสเอาต์พุต  $I_{o+}$  และ  $I_{o-}$  เท่ากับ  $99.90\ \mu\text{Apeak}$ ,  $199.80\ \mu\text{Apeak}$ ,  $299.70\ \mu\text{Apeak}$  โดยมีความคลาดเคลื่อนจากค่าทางทฤษฎีเพียง  $0.1\%$  จากผลการทดสอบในเชิงปฏิบัติสามารถสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ทั้งแบบตามเข็ม และทวนเข็มนาฬิกา นั้นไม่ส่งผลต่อกระแสขีดเริ่มดำนต่ำและดำนสูง



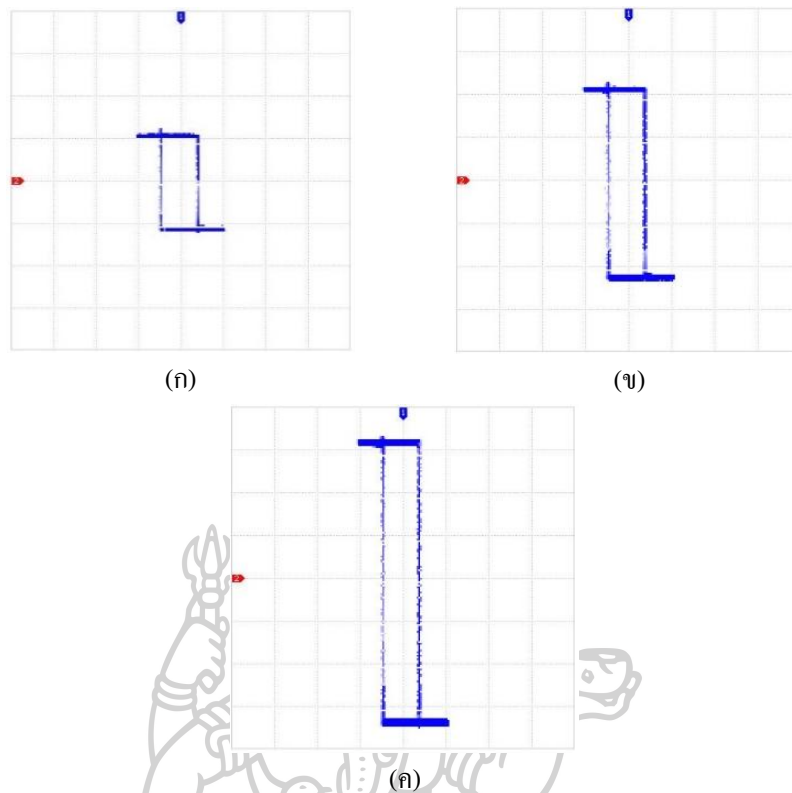
รูปที่ 4.21 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{o+}$  ในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$  โดยกำหนดให้เท่ากับ

—  $100\ \mu\text{A}$ , —  $200\ \mu\text{A}$ , และ —  $300\ \mu\text{A}$

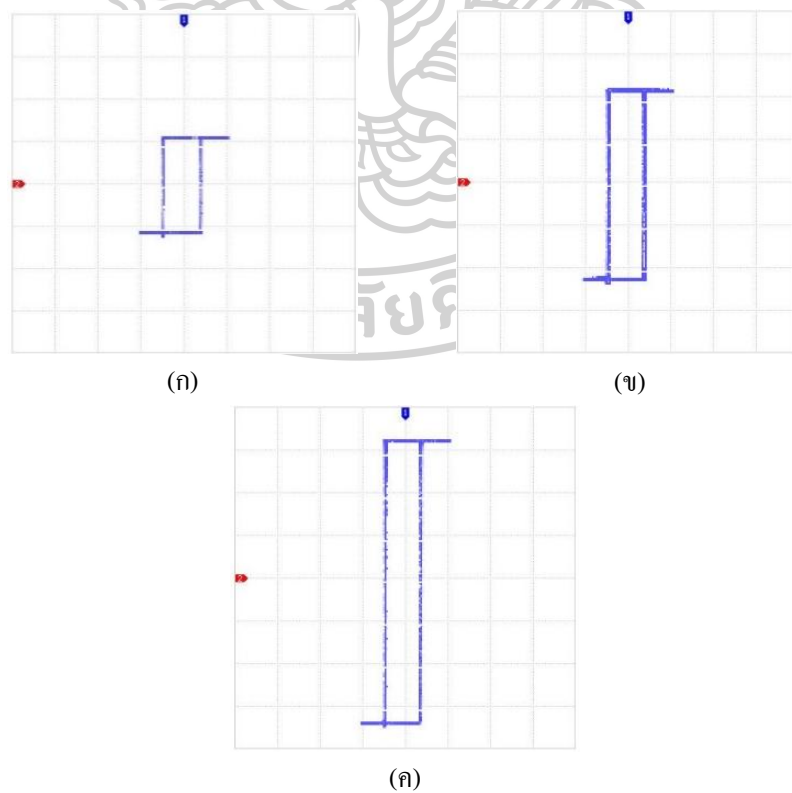


รูปที่ 4.22 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{o-}$  ในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$  โดยกำหนดให้เท่ากับ

—  $100\ \mu\text{A}$ , —  $200\ \mu\text{A}$ , และ —  $300\ \mu\text{A}$

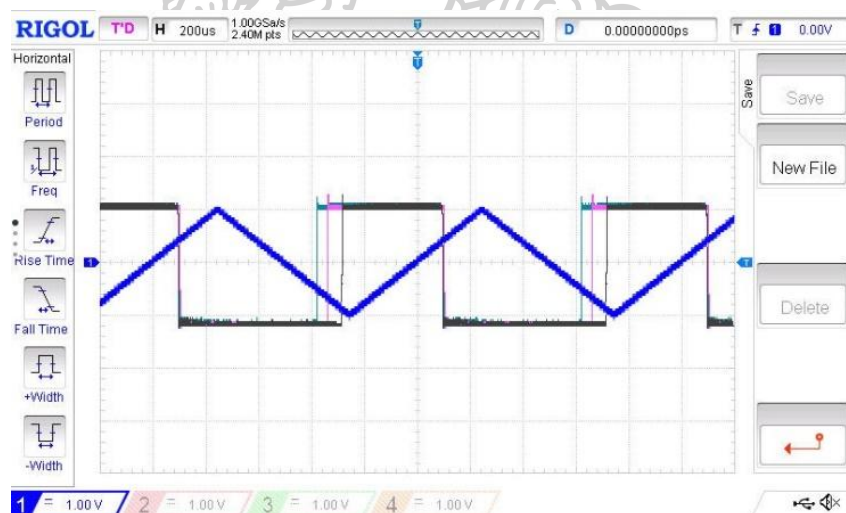


รูปที่ 4.23 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_{O+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$

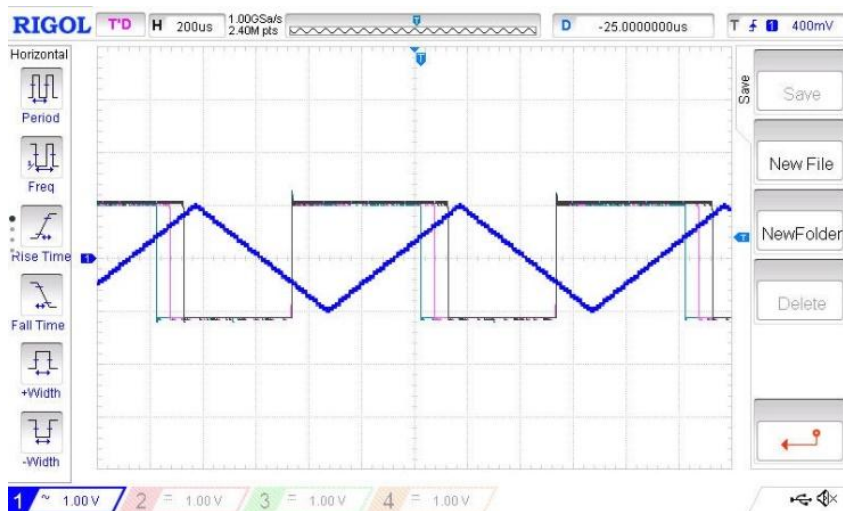


รูปที่ 4.24 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_{O-}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$

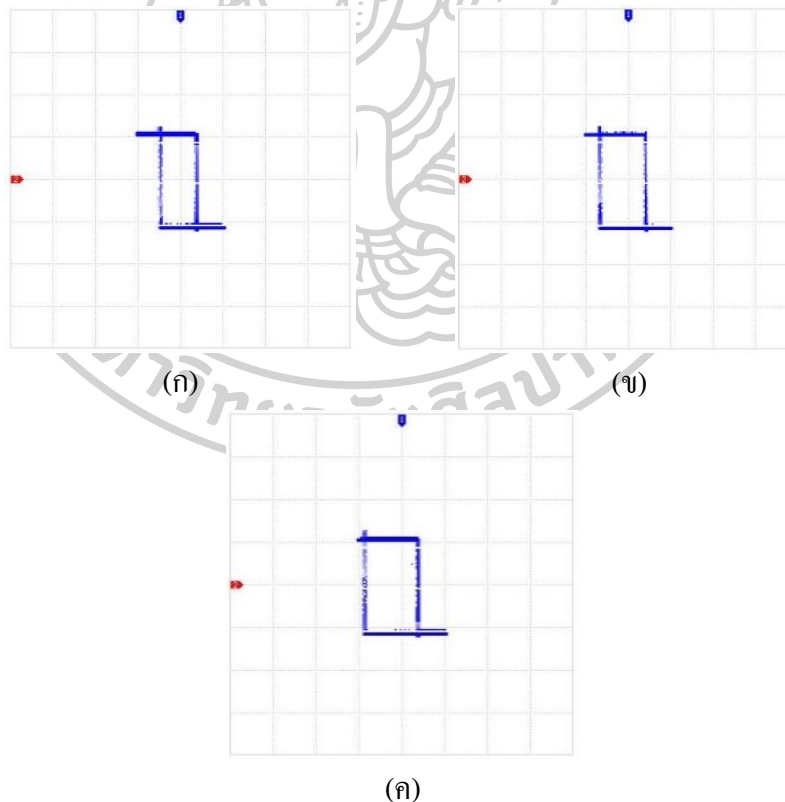
รูปที่ 4.25 และ 4.27 แสดงผลการทดสอบในเชิงปฏิบัติ ในการปรับกระแสขีดเริ่มต้นด้านต่ำของรูปคลื่นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต  $V_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นด้านต่ำ กำหนดให้ค่า  $I_{B2} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B3} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  จากผลการทดสอบ พบว่ากระแสขีดเริ่มต้นด้านต่ำมีค่าเท่ากับ  $-41.58 \mu\text{A}$ ,  $-60.40 \mu\text{A}$  และ  $-80.20 \mu\text{A}$  ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีอยู่ที่  $4.60\%$ ,  $0.34\%$  และ  $0.43\%$  ตามลำดับ รูปที่ 4.26 และ 4.28 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสขีดเริ่มต้นสูงของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นด้านสูง กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B3} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  จากผลการจำลองพบว่ากระแสขีดเริ่มต้นด้านสูงมีค่าเท่ากับ  $39.60 \mu\text{A}$ ,  $59.41 \mu\text{A}$  และ  $80.20 \mu\text{A}$  โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎีอยู่ที่  $0.99\%$ ,  $0.99\%$  และ  $0.25\%$  ตามลำดับ



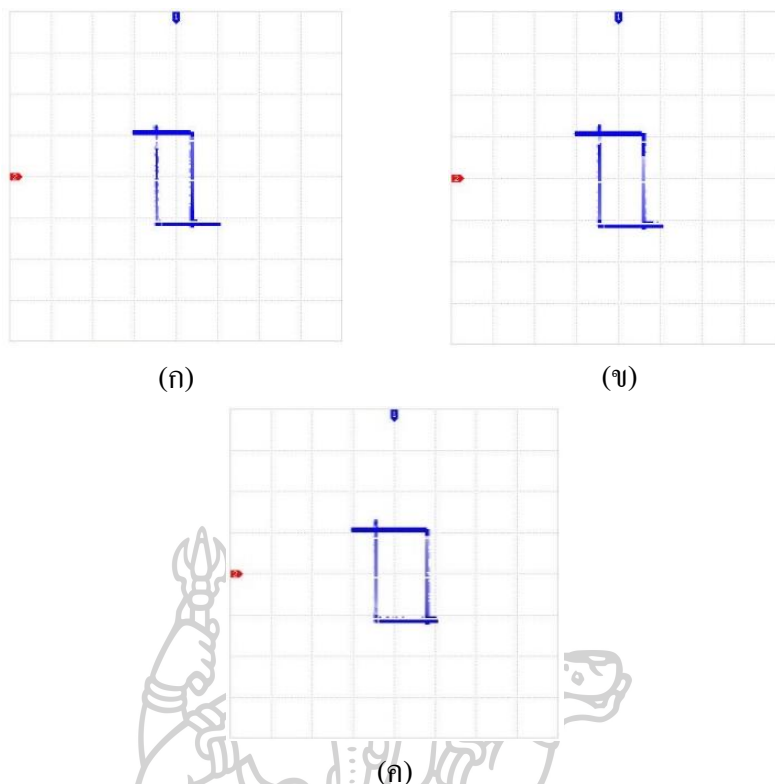
รูปที่ 4.25 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุต(—)ในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$  กำหนดให้เท่ากับ —  $40 \mu\text{A}$ , —  $60 \mu\text{A}$ , และ —  $80 \mu\text{A}$



รูปที่ 4.26 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O+}$  เทียบกับสัญญาณอินพุต(—)ในโดเมนเวลา เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$  กำหนดให้เท่ากับ — 40  $\mu\text{A}$ , — 60  $\mu\text{A}$ , และ — 80  $\mu\text{A}$



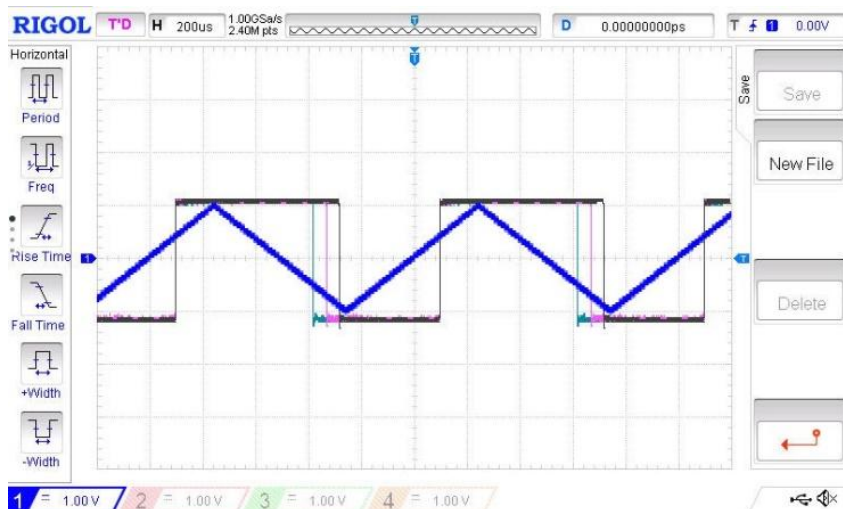
รูปที่ 4.27 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_{O+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$



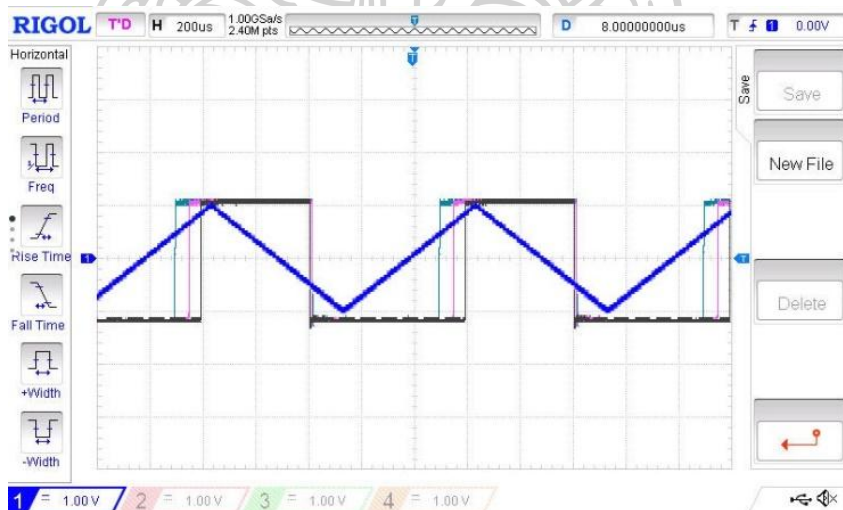
รูปที่ 4.28 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_{O+}$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$

รูปที่ 4.29 และ 4.31 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสจืดเริ่มต้นต่ำของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสจืดเริ่มต้นต่ำ กำหนดให้ค่า  $I_{B2} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  รูปที่ 4.30 และ 4.32 แสดงผลการจำลองการปรับกระแสจืดเริ่มต้นสูงของรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุตในโดเมนเวลา และกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบทวนเข็มนาฬิกา ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่ากระแสจืดเริ่มต้นสูง กำหนดให้ค่า  $I_{B1} = 40 \mu\text{A}$ ,  $I_{B4} = 100 \mu\text{A}$  และเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอส  $I_{B2}$  ให้เท่ากับ  $40 \mu\text{A}$ ,  $60 \mu\text{A}$  และ  $80 \mu\text{A}$  จากผลการทดสอบพบว่ากระแสจืดเริ่มต้นต่ำและกระแสจืดเริ่มต้นสูงของ  $V_o$  มีค่าตรงกับสัญญาณเอาต์พุต  $V_{O+}$  ของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แบบตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา และตามเข็มนาฬิกา เมื่อปรับกระแสจืดเริ่มต้นต่ำและจืดเริ่มต้นสูงด้วย  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ผลการทดสอบในทางปฏิบัติสอดคล้องกับผลการจำลองที่ได้กล่าวไว้ในส่วนที่ 4.1 ซึ่งยืนยันได้ว่า

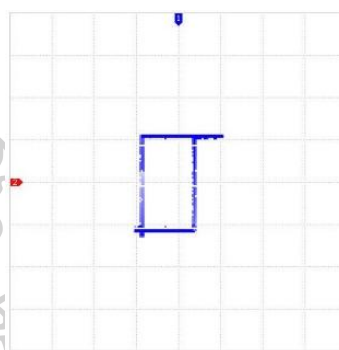
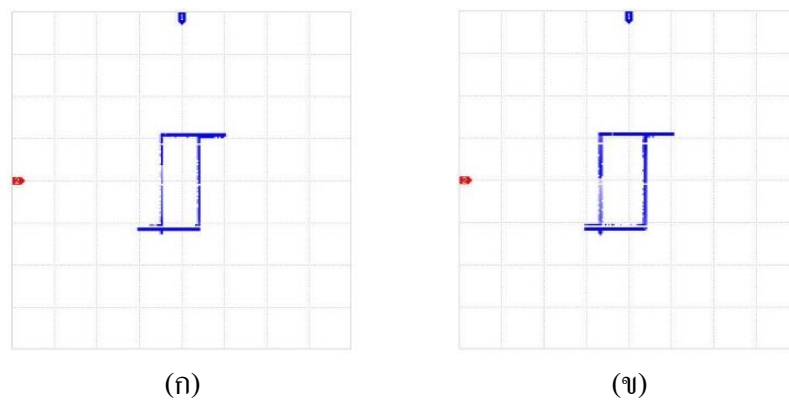
สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสจิดเริ่มต้นต่ำและกระแสจิดเริ่มต้นสูงได้  
 อย่างอิสระ โดยการปรับ  $I_{B3}$ ,  $I_{B4}$ ,  $I_{B1}$ , และ  $I_{B2}$  ตามลำดับ



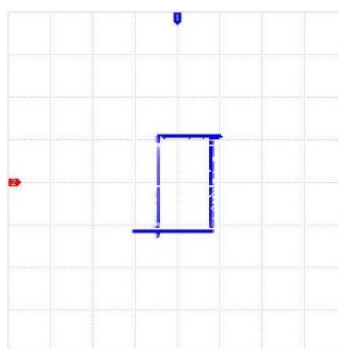
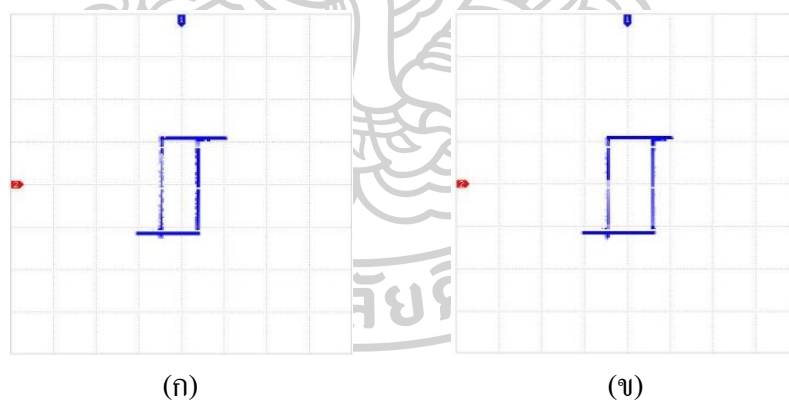
รูปที่ 4.29 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุต(—)ในโดเมนเวลา เมื่อ  
 เปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$  กำหนดให้เท่ากับ — 40  $\mu$ A, — 60  $\mu$ A, และ — 80  $\mu$ A



รูปที่ 4.30 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  เทียบกับสัญญาณอินพุต(—)ในโดเมนเวลา เมื่อ  
 เปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$  กำหนดให้เท่ากับ — 40  $\mu$ A, — 60  $\mu$ A, และ — 80  $\mu$ A



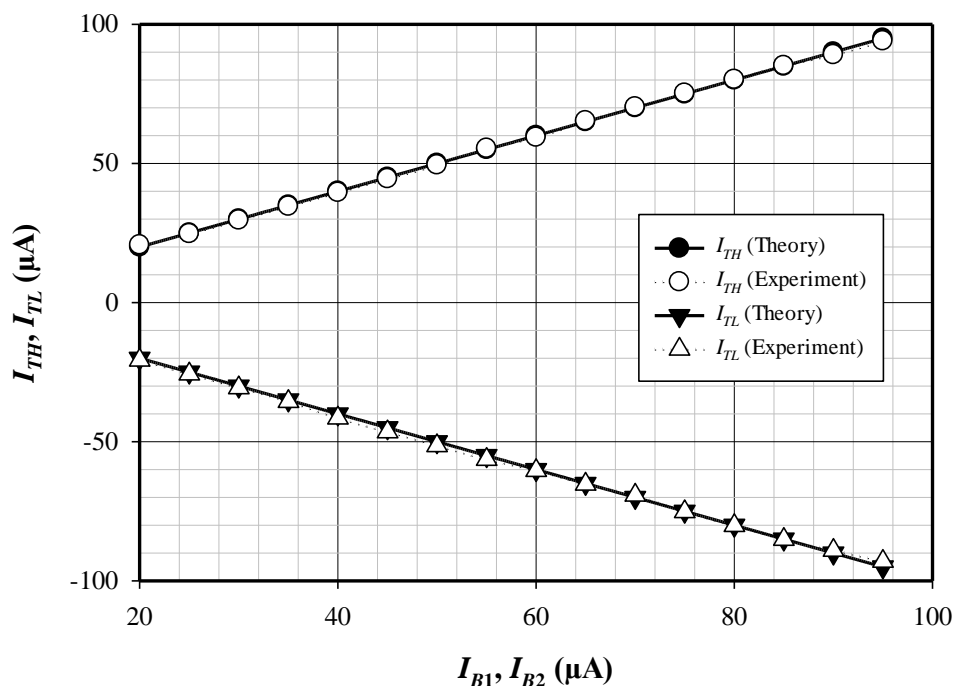
รูปที่ 4.31 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_o$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$



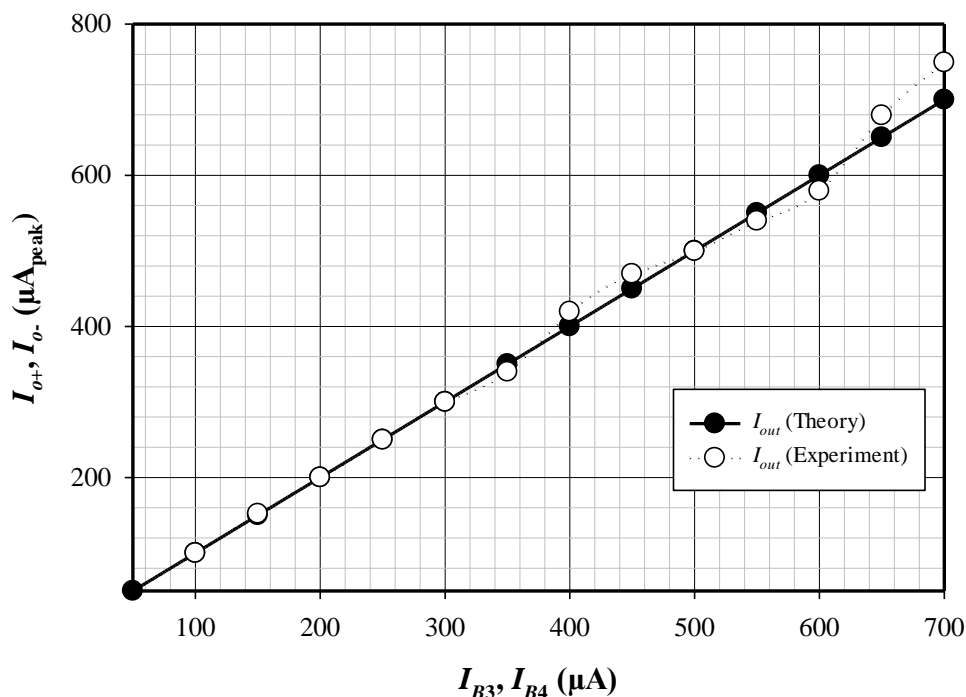
รูปที่ 4.32 ลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของ  $V_o$  เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B2}$

รูปที่ 4.33 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดสอบในทางปฏิบัติ สำหรับการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำและด้านสูงของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ กับค่าในทางทฤษฎี โดยการปรับค่ากระแสไบแอส  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$  ในช่วงระหว่าง 20  $\mu\text{A}$  ถึง 95  $\mu\text{A}$  ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นสูง ของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์สอดคล้องกับทฤษฎีโดยมีข้อผิดพลาดสูงสุด 5.48% ในทำนองเดียวกัน ผลการทดสอบค่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำ เป็นไปตามทฤษฎี โดยมีข้อผิดพลาดสูงสุดไม่เกิน 5.60%

รูปที่ 4.34 แสดงผลการทดสอบในทางปฏิบัติ สำหรับการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต ในวงจรมิตต์ทริกเกอร์ตามเข็มและทวนเข็มนาฬิกา โดยใช้กระแสไบแอส  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$  ตามลำดับ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณในเชิงทฤษฎี ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต มีสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎี โดยมีความคลาดเคลื่อนสูงสุดเพียง 1.23% จากผลการทดสอบทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันประสิทธิภาพของวงจรมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ ในการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสขีดเริ่มต้นต่ำและด้านสูง ได้อย่างอิสระจากกันอย่างมีประสิทธิภาพตามที่คาดการณ์ไว้เป็นอย่างดี ซึ่งกระแสขีดเริ่มต้นสูงและด้านต่ำ สามารถปรับค่าได้ถึง 95  $\mu\text{A}$  ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่สามารถปรับได้โดยมีเงื่อนไขดังสมการ



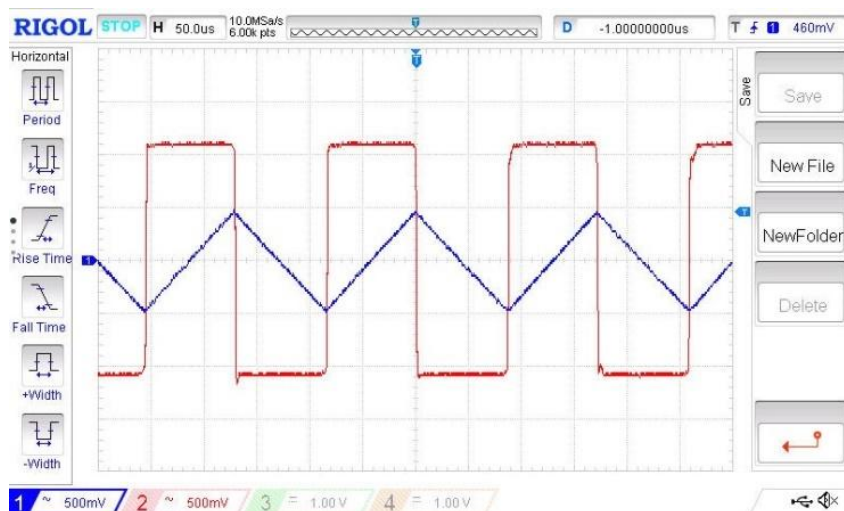
รูปที่ 4.33 ผลการทดสอบของการปรับค่ากระแสขีดเริ่มต้นต่ำและสูง เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$



รูปที่ 4.34 ผลการทดสอบของการปรับขนาดของแอมพลิจูด เมื่อเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$  และ  $I_{B4}$

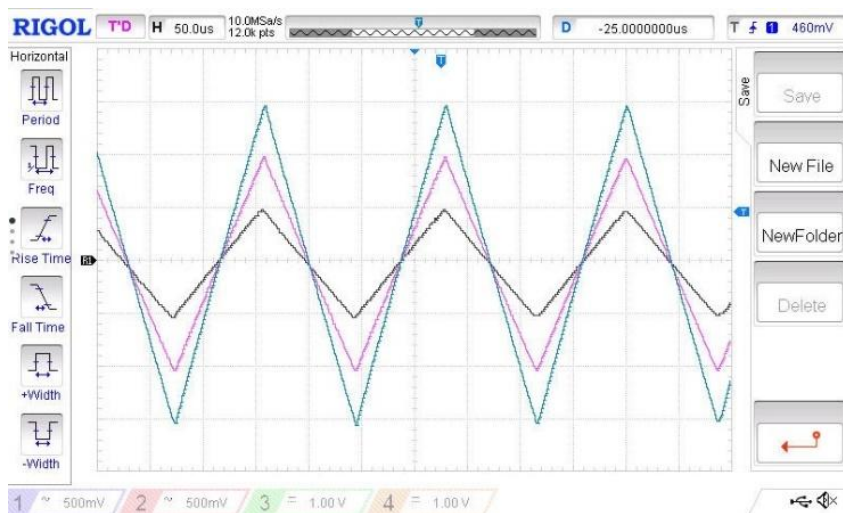
#### 4.3 การทดสอบสมรรถนะประยุกต์การใช้งานของวงจรमितต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์

ผลการทดสอบในทางปฏิบัติของวงจรถ่ายสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม โหมดกระแสที่แสดงในรูปที่ 3.9 ส่วนในรูปที่ 4.35 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม และสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา โดยกำหนดพารามิเตอร์สำหรับวงจรถ่ายสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมดังนี้:  $I_{BS} = 40 \mu A$ ,  $I_{B3} = I_{B4} = I_{Bin1} = I_{Bin2} = 100 \mu A$ ,  $C = 0.1 \mu F$  ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่วัดได้ของสัญญาณเอาต์พุตคือ 5.75 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าเชิงทฤษฎีจากสมการที่ (3.43) ประมาณ 8.00% ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่วัดได้ของสัญญาณเอาต์พุตคลื่นสามเหลี่ยมและคลื่นสี่เหลี่ยมคือ 42.2  $\mu A_{peak}$  และ 109  $\mu A_{peak}$  ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าเชิงทฤษฎีในสมการที่ (3.32) และ (3.44) ประมาณ 5.50% และ 9.00% ตามลำดับ

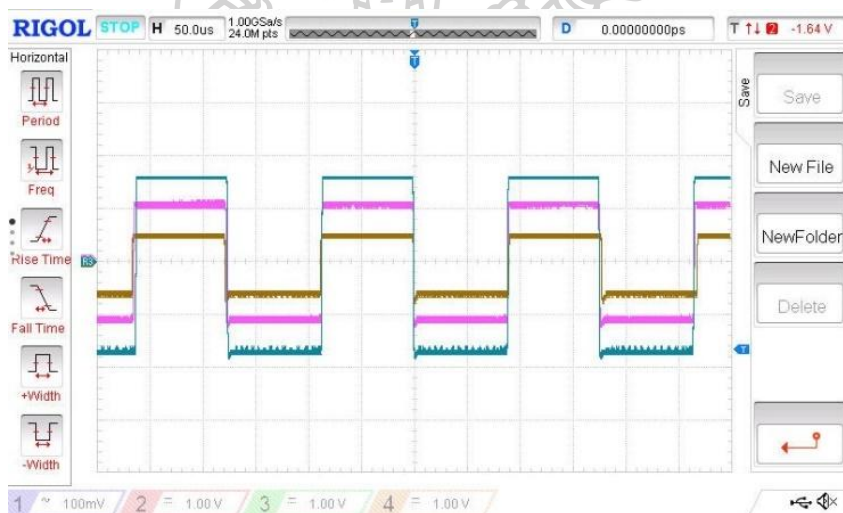


รูปที่ 4.35 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม (—) และสี่เหลี่ยม (—) ในโดเมนเวลา

รูปที่ 4.36 แสดงการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตคลื่นสามเหลี่ยมโดยเปลี่ยนแปลงค่า  $I_{Bint1}$  ให้มีค่าเท่ากับ  $100 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $300 \mu\text{A}$  จากผลการทดสอบวัดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยมโดยการแปลงแรงดันเป็นกระแสมีค่าเท่ากับ  $42 \mu\text{Apeak}$ ,  $84 \mu\text{Apeak}$  และ  $124 \mu\text{Apeak}$  โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนประมาณ 5.42%, 4.86% และ 3.13% ตามลำดับ จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม สามารถควบคุมได้ด้วย  $I_{Bint1}$  โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ซึ่งสอดคล้องกับทางทฤษฎีในสมการที่ (3.32) รูปที่ 4.37 แสดงผลการทดสอบของการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยม เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$  เป็น  $100 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $300 \mu\text{A}$  ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยมที่วัดได้มีค่าเท่ากับ  $102 \mu\text{Apeak}$ ,  $208 \mu\text{Apeak}$  และ  $310 \mu\text{Apeak}$  โดยมีค่าเบี่ยงเบนจากทฤษฎีในสมการที่ (3.44) อยู่ที่ 2.41%, 3.86% และ 3.13% ตามลำดับ



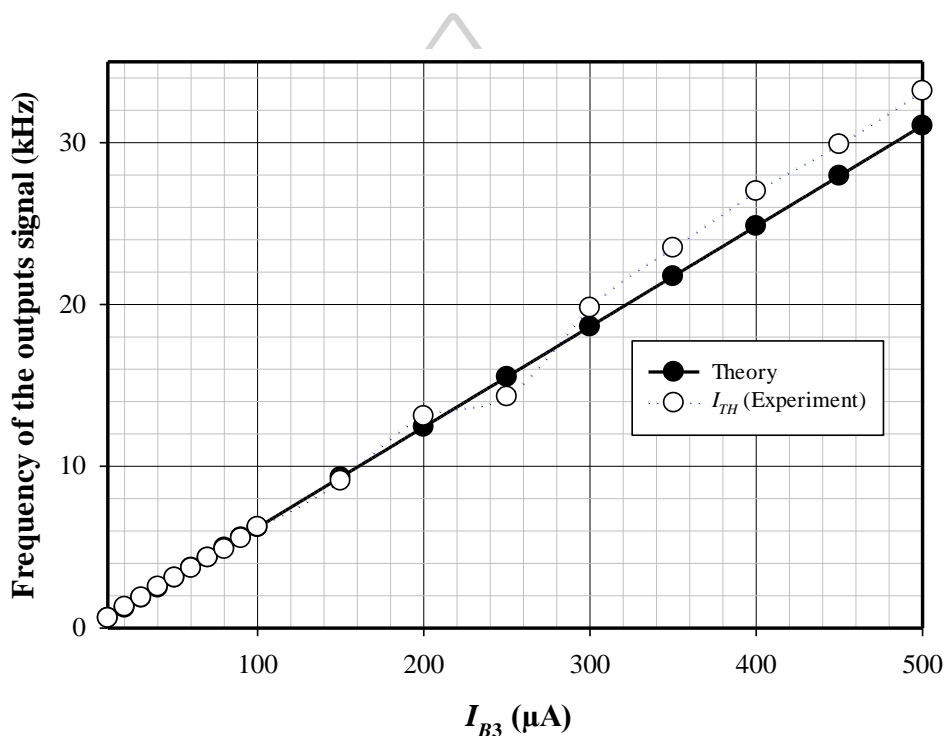
รูปที่ 4.36 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแอมพลิจูดด้วย  $I_{Bint1}$  โดยกำหนดให้  $I_{Bint1} = 100 \mu A$ ,  $I_{Bint1} = 200 \mu A$  และ,  $I_{Bint1} = 300 \mu A$



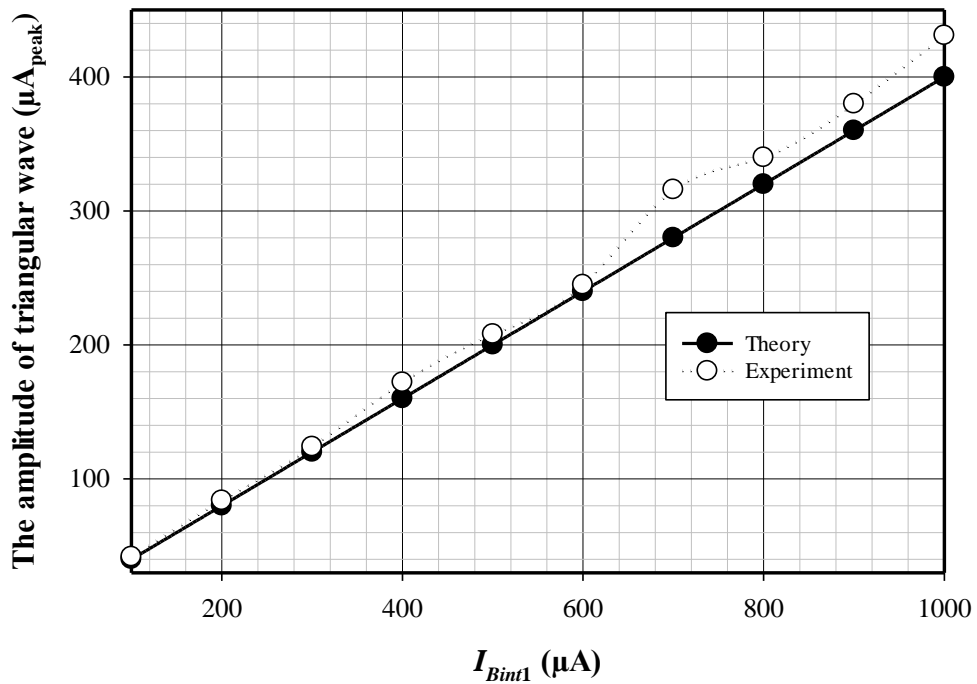
รูปที่ 4.37 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแอมพลิจูดด้วย  $I_{B4}$  โดยกำหนดให้  $I_{B4} = 100 \mu A$ ,  $I_{B4} = 200 \mu A$  และ,  $I_{B4} = 300 \mu A$

การทดสอบเพื่อประเมินการปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎี แสดงไว้ในรูปที่ 4.38 โดยมีการเปลี่ยนแปลง  $I_{B3}$  ในช่วง  $20 \mu A$  ถึง  $500 \mu A$  ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่า ค่าความถี่เอาต์พุตที่ได้มีความสอดคล้องกันกับค่าที่คาดการณ์ในทางทฤษฎีตามที่วิเคราะห์ในสมการที่ (3.43) โดยสามารถวัดความถี่ได้ในช่วง  $1.25 \text{ kHz}$  ถึง  $31.25 \text{ kHz}$  พบว่ามีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดไม่เกิน  $8.50\%$  และในส่วนของการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต

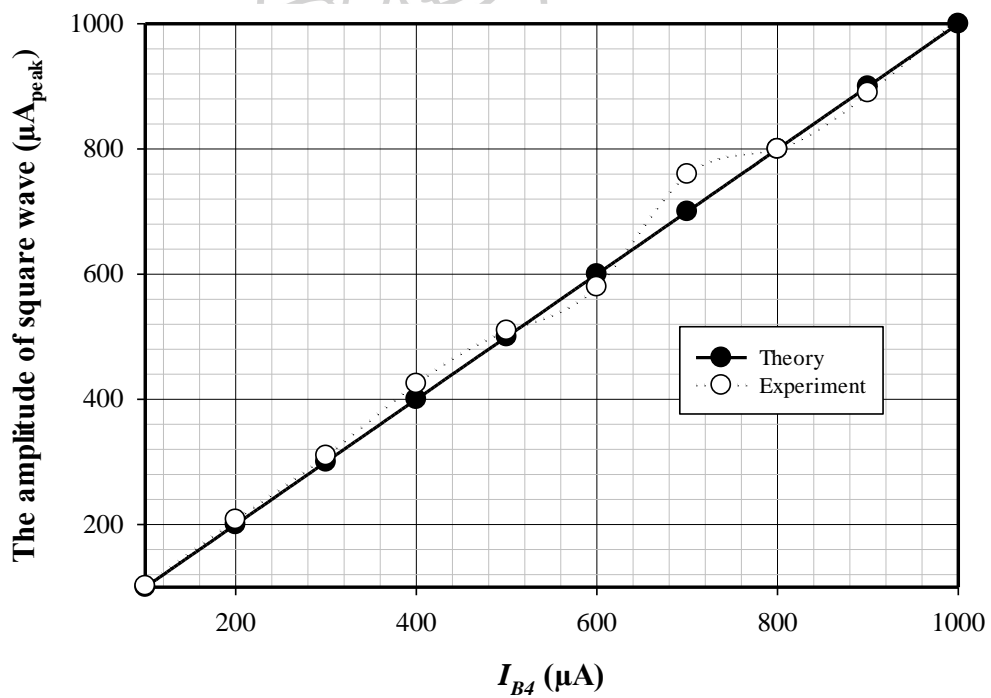
สามเหลี่ยมเปลี่ยนแปลงตามค่าของ  $I_{Bint1}$  ในช่วง 100  $\mu\text{A}$  ถึง 1000  $\mu\text{A}$  ดังที่แสดงในรูปที่ 4.39 โดยขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยมสูงสุดที่สามารถวัดได้คือ 431  $\mu\text{A}_{\text{peak}}$ , ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุดจากทฤษฎีคือ 6.89% รูปที่ 4.40 แสดงการปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยเปลี่ยนแปลง  $I_{B4}$  จาก 100  $\mu\text{A}$  ถึง 1000  $\mu\text{A}$  จากผลการทดสอบพบว่าค่าของขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสูงสุดที่ 431  $\mu\text{A}_{\text{peak}}$  โดยมีข้อผิดพลาด 6.89% จากผลการทดสอบที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่าความถี่ และขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมสามารถควบคุมได้ด้วย  $I_{B3}$ ,  $I_{Bint1}$  และ  $I_{B4}$  ตามลำดับ



รูปที่ 4.38 การปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเปรียบเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.39 การปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.40 การปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสี่เหลี่ยมเปรียบเทียบกับทฤษฎี

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์เพื่อการสังเคราะห์และออกแบบวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ โหมดกระแสที่สามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำ ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกัน โดยใช้ไอซีเชิงพาณิชย์ ที่ทำงานอาศัยหลักการทำงานในช่วงอิมพัลส์ โดยเริ่มต้นจากการศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องที่นำเสนอในบทที่ 2 และคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ทำงานในช่วงอิมพัลส์ รวมถึงการนำวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ประยุกต์การใช้งานเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ซึ่งวงจรที่กล่าวมานั้นสังเคราะห์ขึ้นโดยใช้อุปกรณ์ไอซีเชิงพาณิชย์เบอร์ LT1228 และ AD844 ประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจำนวน 5 วงจร ต่อร่วมกับนอตเกตและบัฟเฟอร์ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ได้ทั้งสองแบบได้พร้อมกันโดยไม่ได้เปลี่ยนโครงสร้างของวงจร ทั้งแบบตามเข็มนาฬิกา (CW) และทวนเข็มนาฬิกา (CCW) โดยที่การวิเคราะห์วงจรเพื่อหาความสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีอุดมคติและไม่อุดมคติได้อธิบายอย่างละเอียดไว้ในบทที่ 3 จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุต สามารถควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อกระแสขีดเริ่มด้านสูงและด้านต่ำ นอกจากนี้วงจรยังมีความเสถียรต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ เพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์จึงทำการทดสอบออกเป็น 2 วิธี คือ 1) การจำลองผ่าน โปรแกรม PSpice และ 2) การทดสอบในทางปฏิบัติในการทดสอบสมรรถนะของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ออกแบบให้สัญญาณอินพุตมีขนาดเท่ากับ  $100 \mu\text{A}_{\text{peak}}$  ทำงานที่ความถี่ 1kHz ซึ่งผลการจำลองของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์แสดงให้เห็นว่าวงจรที่สังเคราะห์สามารถเลือกการทำงานได้ทั้ง 2 แบบ คือแบบตามเข็มนาฬิกา และแบบทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งความสามารถดังกล่าวได้รับการยืนยันจากกราฟลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนไฟฟ้าของวงจรสมิตต์ทริกเกอร์ และนอกจากนี้สามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำนั้นได้อย่างอิสระในทางทฤษฎี โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ 1.97%, 1.60% และ 8.55% ตามลำดับ ในส่วนผลการทดลองในทางปฏิบัติ ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสขีดเริ่มด้านสูงและกระแสขีดเริ่มด้านต่ำค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ 1.23%, 5.48% และ 5.60% ตามลำดับ จากผลการทดสอบทั้ง 2

วิธี การปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต กระแสซิดเริ่มต้นด้านสูงและกระแสซิดเริ่มต้นต่ำของ วงจรชมิตต์ทริกเกอร์ โดยใช้กระแสไบแอสซึ่งสอดคล้องกับการคาดการณ์ทางทฤษฎีและที่ได้ วิเคราะห์ไว้เป็นอย่างดี ทำให้ได้ขนาดสูงสุดที่เกิน  $700 \mu\text{Apeak}$  นอกจากนี้ผลการจำลองจาก โปรแกรม PSpice ยังแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วง  $0 - 50 \text{ }^{\circ}\text{C}$  ส่งผลให้ขนาดของ สัญญาณเอาต์พุต และกระแสซิดเริ่มต้นด้านสูงและด้านต่ำ มีค่าเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีเพียงเล็กน้อย เท่านั้น ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และกระแสซิดเริ่มต้นด้านสูงและด้านต่ำ ไม่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ อีกทั้งวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็น วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ความถี่และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตสามเหลี่ยม และสี่เหลี่ยม สามารถปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ได้อย่างอิสระจากกัน ผลการทดสอบเพื่อ ยืนยันประสิทธิภาพของวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม และสี่เหลี่ยม โดยวงจรสามารถสร้าง ความถี่สูงสุดที่  $31.25 \text{ kHz}$  เมื่อ  $C = 0.1 \mu\text{F}$  ทั้งนี้ผลการทดสอบมีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์ ในทางทฤษฎีเป็นอย่างดี ค่าความคลาดเคลื่อนทั้งหมดที่เกิดขึ้นกับวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ นี้มาจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ นอกจากนี้ยังรวมถึง ความผิดพลาดที่อาจเกิดจากกระบวนการดำเนินการทดลองของผู้ปฏิบัติการ

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 ควรออกแบบวงจรประยุกต์ใช้งานของวงจรชมิตต์เกอร์ให้มีความใช้งานที่ หลากหลายมากขึ้น

5.2.2 ควรนำวงจรชมิตต์ทริกเกอร์ที่สังเคราะห์ไปออกแบบเป็นวงจรพิมพ์เพื่อประยุกต์ใช้ กับสายงานต่างๆ

5.2.3 พัฒนาวงจรให้มีขนาดเล็กลงโดยการลดจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟหรืออุปกรณ์แอคทีฟ

5.2.4 เนื่องจากการใช้แอนาล็อกเกตเบอร์ CD4049 มีปัญหาของในเรื่องการสวิตซ์ทำงานใน การเปลี่ยนสถานะ จึงได้นำเสนอวงจรนอตเกตและบัฟเฟอร์ที่ใช้ในการออกแบบในครั้งนี้

## รายการอ้างอิง

1. Silapan, P. and M. Siripruchyanun, *A simple current-mode Schmitt trigger employing only single MO-CTTA*. Vol. 1. 2009. 556-559.
2. Kaewpoonsuk, A. and A. Rerkratn. *Op-Amps based schmitt trigger with controllable threshold voltage and its application to voltage-to-period converter*. in *2017 17th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*. 2017.
3. Sotner, R., J. Jerabek, and V. Kledrowetz, *Special type of current conveyor-based Schmitt trigger in novel design of triangular waveform generator*. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2019. **112**: p. 152931.
4. Silapan, P., et al. *Commercially Available ICs Based Dual Ramp Operations Triangular/Square Wave Generator by Electronically Controllable*. in *2022 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)*. 2022.
5. Ranjan, A., H. Pamu, and H. Tarunkumar, *A novel Schmitt trigger and its application using a single four terminal floating nullor (FTFN)*. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2018. **96**(3): p. 455-467.
6. Chen, Z. and S. Chen. *A high-speed low voltage CMOS Schmitt Trigger with adjustable hysteresis*. in *2017 IEEE/ACIS 16th International Conference on Computer and Information Science (ICIS)*. 2017.
7. Khanna, B. and R. Gupta. *Design, Implementation and Analysis of Different Models of CMOS Schmitt Trigger*. in *2018 International Conference on Intelligent Circuits and Systems (ICICS)*. 2018.
8. Torteanchai, U., et al. *Square/Triangular Wave Generator Using Single Bulk-Driven FDCCII*. in *2019 16th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. 2019.
9. Jha, S.K., P. Verma, and M. Taleja. *Design of Low Power CMOS Based Schmitt Trigger in 180nm Technology*. in *2019 4th International Conference on Internet of Things: Smart Innovation and Usages (IoT-SIU)*. 2019.
10. Kumawat, K., D.S. Ajnar, and P.K. Jain. *Design and Analysis of Noise Immune High Speed and Leakage-Tolerant Schmitt Trigger using 180nm CMOS Technology*. in *2021 IEEE*

- Madras Section Conference (MASCON)*, 2021.
11. Singh, S. and S.K. Gupta. *Design of Low Power and High Noise Immunity Schmitt Triggers*. in *2023 5th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES)*, 2023.
  12. Maheswari, K., A. Srinivasulu, and C. Ravariu, *Z-Copy Current Differencing Buffered Amplifier based Schmitt trigger circuit without passive components*. *Solid State Electronics Letters*, 2019. **1**(2): p. 140-146.
  13. Gowda, T.D.G.S. and D.V. Kamat. *Operational Transconductance Amplifier (OTA) based Schmitt Trigger without passive elements*. in *2020 IEEE Applied Signal Processing Conference (ASPCON)*. 2020.
  14. Hirunporm, J. and M. Siripruchyanun. *An Independently/Electronically Controllable Schmitt Trigger Using only Single VDGA*. in *2020 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. 2020.
  15. ตั้งศรีรัตน์, ว., ออปแอมป์และการประมวลผลสัญญาณอนาล็อก, in กรุงเทพมหานคร:  
ว.เพ็ชรสกุล. 2545. p. 104-106.
  16. ไชยยันต์ ชนะพรมา, ม.ศ., รายงานการวิจัยการออกแบบวงจรสมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแส โดยใช้ CC-CFA และการประยุกต์ใช้งาน, in ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. 2551.
  17. Gayakwad, R.A., *Op-Amps and Linear Integrated Circuits*, ed. r. Ed. Vol. Ch. 8. 1993, New York, PrenticeHall, Inc.
  18. D. R. Choudhury, S.J., *Linear Integrated Circuits*. Vol. Ch. 5. 1994, Wiley Eastern, Inc.
  19. R. G. Coughlin, F.F.D., *Operational Amplifier & Linear Integrated Circuits*. 1998.
  20. ศรีสกุลม, ช., พื้นฐานการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์. 2552, กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์วิดีทีกรุ๊ป. หน้าที่ 96-120.
  21. Silapan P, S.M., *Fully and electronically controllable currentmode Schmitt triggers employing only single MO-CCCDTA and their applications*. *Analog Integr Circ Sig Process* 2011. **68(11)**: p. 111–28.
  22. Technology, L., *LT1228: 100 MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control*.

23. Devices, A., *AD844: 60 MHz, 2000 V/ $\mu$ s, Monolithic Op-Amp with Quad Low Noise*.
24. Segura, J. and C. Hawkins, *CMOS Electronics: How It Works, How It Fails*. 2005.
25. Jongkunsitdchai, C., Fongsamut, C., Kumwachara, K., & Surakamponorn, W, *Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers*. *AEU International Journal of Electronics and Communications*, 2007. **61(3)**: p. 195-201.





ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่

# CERTIFICATE OF PRESENTATION

This is to certify that

Arisara Luewisutichat, Pawich Choykhuntod, Rapepan Keaw-on, and Phamorn Silapan

has successfully presented a paper titled

A Schmitt Trigger Independently/Electronically Controllable Upper  
and Lower Threshold Currents

at the ECTI-CON 2024

The 21<sup>st</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer,  
Telecommunications and Information Technology

May 27-30 2024

KKU Science Park, Khon Kaen University,  
Khon Kaen, THAILAND



Lunchakorn Wuttisittikulkiij  
Chulalongkorn University  
TPC Chair

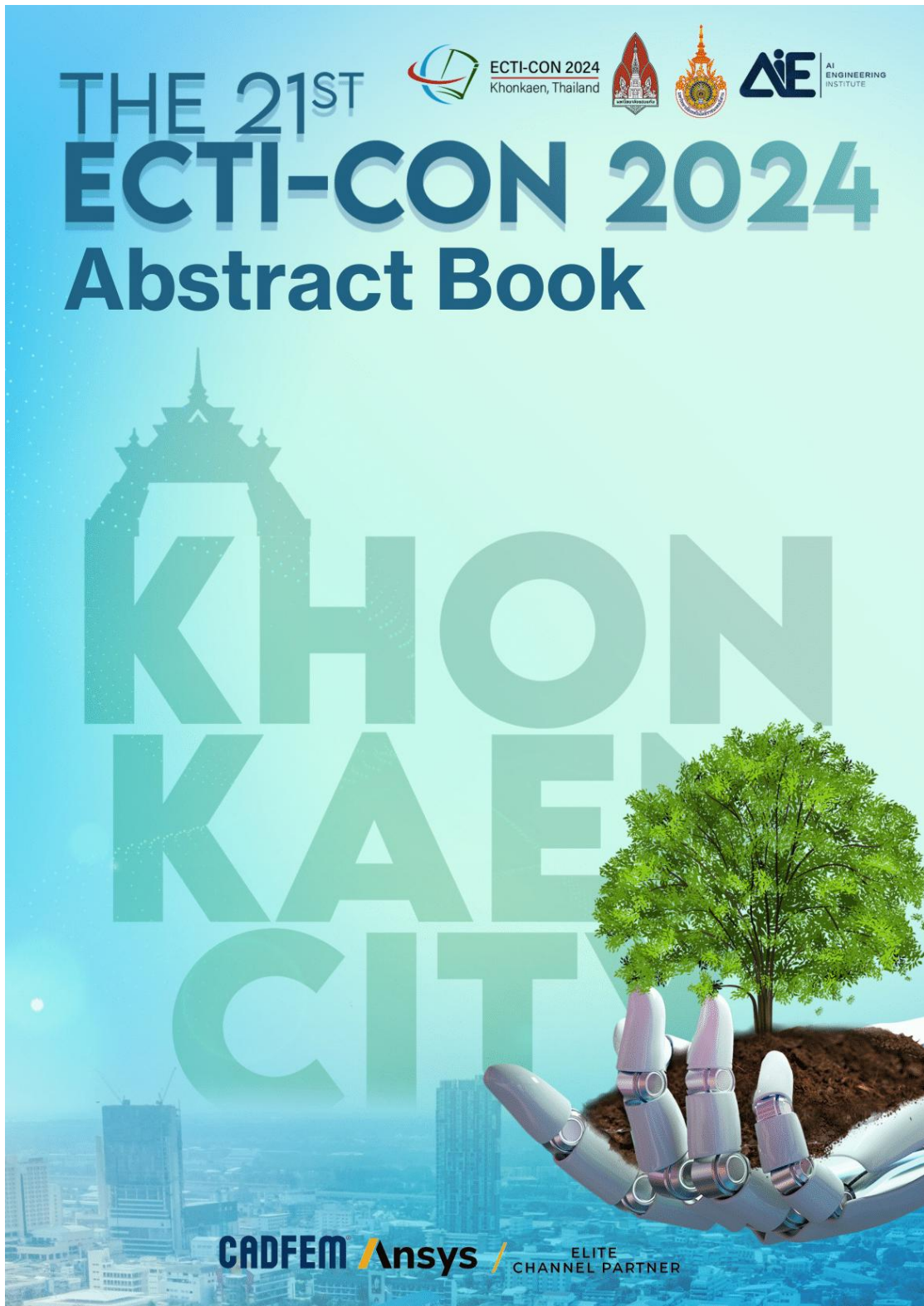


**KHON  
KAEN  
CITY**



ECTI-CON 2024  
Khonkaen, Thailand





## Contents

---

Welcome to ECTI-CON 2024 .....	2
Message from ECTI President .....	3
Message from General Chair.....	4
Message from Technical Program.....	5
Organizing Committee.....	6
List of Reviewers .....	8
Venue.....	15
Program at a Glance .....	17
Keynotes.....	22
Technical Sessions (May 28, Morning).....	26
Technical Sessions (May 28, Afternoon) .....	47
Technical Sessions (May 29, Afternoon) .....	75
Download Abstract Book/Papers .....	117
Download Certificate for Presenter/Session Chair/Reviewer.....	117
Host.....	118
Technical Co-Sponsor .....	118
Financial Sponsor.....	118



## Welcome to ECTI-CON 2024

---

With the great success of the International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology as the leading conference organized by ECTI Association, we would like to invite all the researchers around the world to attend the 21<sup>st</sup> ECTI-CON 2024 to be hosted in Khonkaen, Thailand.

The conference aims to provide an international platform to present technological advances, launch new ideas and showcase research work in the field of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications and information technology.

The conference is open to researchers from all regions of the world. Participation from Asia Pacific region is particularly encouraged. Proposals for special sessions are welcome. Papers with original work in all aspects of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications and information technology are invited. Topics include, but not limited to, the followings.

### Topic:

- Circuits & Systems
- Communications
- Control Systems
- Medicine & Biology
- Industry Applications
- Robotics and Automation
- Antennas, Electromagnetics, RF/Microwave Components and Circuits
- Computer & Computational Intelligence
- Education
- Geoscience & Remote Sensing
- Energy & Power Electronics
- Signal Processing

## Message from ECTI President

---



It is our great pleasure and delight to warmly welcome you to the 2024 21st International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2024). The flagship conference of ECTI is held on May 27-30, 2024 at Science Park, Khon Khan University, Khon Khan, Thailand. ECTI-CON 2024 is organized by the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Association (ECTI Association) and co-hosted by Khon Khan University and Rajamangala University of Technology Isan, Khon Kaen. We are thankful for a long-term partnership of Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE), The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Institute of Control, Robotics, and Systems (ICROS), and the Radio and Electronics Association of Vietnam (REV). In addition, ECTI-CON 2024 is technically sponsored by IEEE Thailand which enables the accepted regular papers to appear in the IEEE Xplore Digital Library. The theme of the conference is Green Technologies and Innovations for a Sustainable Future which aims to serve as an international platform for promoting technological advances, launching novel ideas and showcase research work in the field of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications and information technology. It also provides academic faculty, researchers, students, and engineers a forum to exchange research findings and experiences. We believe that ECTI-CON 2024 is well-attended by participants from academic institutions from ASEAN countries and around the world. The conference provides plenty of opportunities of engaging discussion among participants which can instrumentally initiate further collaborations in the future.

We take this opportunity to express our sincere thanks to the keynote speakers, the contributed authors, the technical program committee, the special session chairs, and anonymous reviewers for their invaluable technical support and cooperation. We acknowledge strong support from the organizing committee members and local staff for their very hard work to make the conference a success.

We are grateful to the financial sponsors and industrial exhibitors who enhance the conference through the academic-industry network. It is hoped that this network shall bring tangible benefits to your organizations.

With your active participation, we are confident that ECTI-CON 2024 will be successful as a major event as well as a memorable journey as visitors to Khon Khan, Thailand. Wish you enjoy the technical program of ECTI-CON 2024 and have a pleasant stay in Khon Khan, Thailand.

Professor Dr. David Banjerdpongchai  
 President of ECTI Association (2024-2025)

## Message from General Chair

---



On behalf of the Organizing Committee, we are delighted to welcome all participants to the 2024 Electrical and Computer Engineering Technology Conference (ECTICON 2024) in Khon Kaen, Thailand. The conference will be held from May 27, 2024 to May 30, 2024 and is jointly organized by the Khon Kaen University, Rajamangala University of Technology Isan, Khon Kaen Campus, and the Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology Association (ECTI). ECTI-CON returns for its twenty-first iteration, continuing its tradition of fostering collaboration and knowledge exchange among researchers and professionals in the field of electrical and computer engineering. ECTI-CON covers a broad spectrum of electrical and computer

engineering disciplines, including electronics and controls, communications, computer and information technology, digital signal processing, and related areas. For ECTI-CON 2024, we have a particular focus on electrical and computer engineering area. We have received a strong response from the community, with over 140 high-quality papers undergoing rigorous review by at least three reviewers each. Due to the ongoing COVID-19 pandemic, presentations will be offered in a hybrid format, allowing for both in-person and online participation. This provides a valuable opportunity to build research networks and explore potential collaborations.

We extend our sincere gratitude to all participants for their contributions, which are essential to the success of the conference. We also recognize the invaluable support of the ECTI Association, the IEEE Thailand Section, the IEEE Computer Thailand Chapter, and all our sponsors and volunteers. Your dedication and assistance are truly appreciated.

Welcome to Khon Kaen!

We look forward to a stimulating and productive ECTI-CON 2024.

Assoc. Prof. Dr.-Ing. Kidsanapong Puntsri

General chair, ECTI-CON 2024

## Message from Technical Program

---



On behalf of the Technical Program Committee, it is a great honor to welcome you to the 21st International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2024), Khonkaen, Thailand. ECTI-CON 2024 brings together researchers predominantly from Asia and the rest of the world to discuss and share their latest advances in various fields, encompassing computer, communications, control systems, circuit and systems, energy, power electronics, signal processing, robotics, medicine and biology, geoscience and remote sensing, education, metaverse and industry applications.

This year, the conference received 203 submissions into the 12 tracks and 7 special sessions by 663 authors from 21 different countries. Each paper was assigned with at least three experts chosen from our volunteer reviewer team of 279 members. After a careful review process, 150 papers were accepted for presentation and all included in the conference program. The program was organized into four parallel sessions across two days, totaling of 28 sessions. The conference also features four interesting keynote speakers who will cover recent advances in wireless communications, 5G and beyond, describe how a sustainable future can be empowered by AI-driven technology and introduce atmospheric general circulation model, i.e., cloud formation and disappearance, ocean model, and land surface and groundwater system model, to better understand Earth system science, and powering electronics innovation by the superpower of engineering simulation.

This work would not have been successful if we did not have the full support and cooperation of the General Chair, Prof. Kidsanapong Puntsri, General Co-Chairs, Prof. Chiranut Sa-ngiamsak and Prof. David Banjerdpongchai. I would also like to express my sincere gratitude to the TPC secretary, Prof. Pisit Vanichchanunt, all technical program committee members and external reviewers for their dedication. Without the great volunteer efforts, the ECTI-CON technical program would not have been possible. I would also like to thank the keynote speakers for the program.

We look forward to welcome you all in Khonkaen, Thailand for ECTI-CON 2024!

Lunchakorn Wuttisittikulj

Technical Program Chair, ECTI-CON 2024

## Organizing Committee

---

### Steering Committee

Kosin Chamnongthai,	KMUTT,	Thailand
Tomoaki Sato,	HGU,	Japan
Kou Yamada,	GU,	Japan
Prayoot Akkarajthalin,	KMUTNB,	Thailand
Ajchara Charoensook,	NIMT,	Thailand
Yasumasa Fujisaki,	SICE,	Japan
Chul Joo Hwnag,	ICROS,	Korea
Yoshihiro Matsui,	TNCT,	Japan
David Banjerdpongchai,	CU,	Thailand
Tuptim Angkaew,	CU,	Thailand
Uthen Khamnan,	RMUTL,	Thailand
Pichaya Tandayya,	PSU,	Thailand
Roungsan Chaisrichareon,	MFU,	Thailand

### General Chair

Kidsanapong Puntsri,	RMUTI,	Thailand
----------------------	--------	----------

### General Co-Chair

Chiranut Sa-ngiamsak,	KKU,	Thailand
-----------------------	------	----------

### General Co-Chair

David Banjerdpongchai,	CU,	Thailand
------------------------	-----	----------

### TPC Chair

Lunchakorn Wuttisittikulkij,	CU,	Thailand
------------------------------	-----	----------

### TPC

Mitsunori Makino,	CHUO-U,	Japan
Jyun-Cheng Wang,	NTHU,	Taiwan
Halim Budi Santoso,	UKDW,	Indonesia
Chutham Sawigun,	IMEC,	Belgium
Robithoh Annur,	ITB,	Indonesian
Watanabe Katsumi,	WASEDA,	Japan
Roberto Caldara,	UNIFR,	Switzerland
Rahul Kaushik,	JIIT,	India
Huynh Vo Trung Dung,	IU-VNU,	Vietnam
Kou Yamada,	Gunma,	Japan
Hla Myo Tun,	YTU,	Myanmar
Saleh Hussin,	ZU,	Egypt
Suwit Kiravittaya,	CU,	Thailand
Atipong Suriya,	UBU,	Thailand
Songkran Kantawong,	BU,	Thailand
Pipat Prommee,	KMITL,	Thailand
Satit Mangkalajan,	KMUTNB,	Thailand
Chanati Jantrachotechatchawan,	MU,	Thailand

Lin Min Min Myint,	KMITL,	Thailand
Pracha Khamphakdi,	UBU,	Thailand
Poompat Saengudomlert,	BU,	Thailand
Thanomsak Sopon,	RMUTI,	Thailand
Daranee Hormdee,	KKU,	Thailand
Ronnapee Chaichaowarat,	CU,	Thailand
Amir Parnianifard,	Glasgow College UESTC,	China

**TPC Secretary**

Pisit Vanichchanunt,	KMUTNB,	Thailand
----------------------	---------	----------

**Publication Chair**

Aziz Nanthaamornphong,	PSU,	Thailand
Puripong Suthisopapan,	KKU,	Thailand
Watid Phakphisut,	KMITL,	Thailand

**Publicity Chair**

Rongrit Chatthaworn,	KKU,	Thailand
Watid Phakphisut,	KMITL,	Thailand
Datchakorn Tancharoen,	PIM,	Thailand

**Registration Chair**

Wanida Kanarkard,	KKU,	Thailand
-------------------	------	----------

**Financial Chair**

Siriluck Sutthachai,	KKU,	Thailand
----------------------	------	----------

**Local Arrangement Chair**

Supawat Meeprom,	KKU,	Thailand
Jonggrist Jongudomkarn,	KKU,	Thailand

**Workshop Chair**

Suvit Poomrittigul,	KMITL,	Thailand
---------------------	--------	----------

**International Network & Partners Chair**

Wannarat Suntiamorntut,	PSU,	Thailand
-------------------------	------	----------

**General Secretary**

Wannaree Wongtrairat,	RMUTI,	Thailand
Thanomsak Sopon,	RMUTI,	Thailand

# Program at a Glance

Monday, May 27, 2024	
12.00 - 16.00	Open Registration (soft drink will be provided)

Tuesday, May 28, 2024	
8.30 - 16.00	Open Registration
9.00 - 10.15	Parallel session
Room	Meeting Room 2
Session	Enhance.Tech. 1 (Hybrid Room)
Chairs	Dawi Karomati Baroroh (UGM)
10.15 - 10.30	Session Break
10.30 - 11.45	Parallel session
Room	Meeting Room 5 (Board Room)
Session	SS. Carbon Neutral & RE100 (Hybrid Room)
Chairs	Assoc. Prof. Dr. Naebboon Hoonchareon (CU)
12.00 - 13.00	Lunch
13.00 - 14.30	Parallel session
Room	Meeting Room 5 (Board Room)
Session	Computer 1 (Hybrid Room)
Chairs	Asst.Prof. Dr. Wichai Fuengchan (KKU)
14.30 - 14.45	Session Break
14.45 - 16.15	Parallel session
Room	Meeting Room 5 (Board Room)
Session	Circuit 3 & Industry App. 1 (Hybrid Room)
Chairs	Assoc.Prof.Dr. Nathabhat Phankong (RMUTT)

Wednesday, May 29, 2024	
9.00 - 9.45	Open Ceremony
09.45 - 11.30	Keynote speaker
	Earth System Science and System Construction: Professor Keiko Takahashi, Waseda University, Japan Sustainability is Now A Business Imperative That Changes Everything: Dr. Abu Baker, Master Technologist, Hewlett-Packard Powering Electronics Innovation by the Superpower of Engineering Simulation: Khun Jadsupa Poranant, Technical Manager at CADFEM (Thailand) Co., Ltd. Future Communications R&D Programme in Singapore: Professor Tony Q.S. Quek, PhD, IEEE Fellow
11.30 - 12.30	Lunch
12.30 - 14.00	Parallel session
Room	Auditorium Room
Session	SS.Adv. Control 1 (Hybrid Room)
Chairs	Prof.Dr.Kou Yamada and Asst. Prof. Dr.Sudchai Boonto
14.00 - 14.15	Session Break
14.15 - 15.45	Parallel session
Room	Auditorium Room
Session	Computer 4 (Hybrid Room)
Chairs	Prof. Dr. Wanida Kanarkard (KKU)
15.45 - 16.00	Session Break
16.00 - 17.30	Parallel session
Room	Auditorium Room
Session	Computer 6 (Hybrid Room)
Chairs	Asst. Prof. Chatklaw Jareanpon (MSU)
18.00 - 22.00	Banquet

Thursday, May 30, 2024	
9.00 - 12.00	Meeting Room 5 (Board Room) ECTI Committee Meeting
12.00 - 13.00	
13.00 - 17.00	City Tour

- Circuit (Circuits and System)
- Energy and Power Elec. (Energy and Power Electronics)
- Communication (Communication Systems)
- Signal (Signal Processing)
- Computer (Computer and Computational Intelligence)
- Medicine (Medicine and Biology )
- Industry App. (Industry Applications)
- Ed. (Education)
- SS. Enhance.Tech. (Enhancing Technology Systems Through Service Design and Innovation)
- SS. Metaverse (SS\_Metaverse/AR/VR/3D virtual world)
- SS. Carbon Neutral & RE100 (SS\_Toward Carbon Neutrality and 100% Renewable Energy (RE)100)
- SS. Adv-Anomaly (SS\_Advancements in Anomaly Detection: Bridging the Gap in Modern Surveillance Systems)
- SS. Adv. Control (SS\_Advances in Control Engineering and Applications)
- SS. Antenna for Smart Cities (SS\_Antenna, Microwave, and Electromagnetic Research for Smart Cities and Society)

Technical Sessions (May 28, Morning)

09:00 - 10:15				
Parallel session				
Room	Meeting Room 2	Meeting Room 5 (Board Room)	Meeting Room 1	Meeting Room 3
Session	Enhance.Tech. 1 (Hybrid Room)	Robotics and Automation 1 (Hybrid Room)	SS. Metaverse	Circuit 1
Chairs	Dawi Karomati Baroroh (UGM)	Assoc. Prof. Dr. Ronapee Chaichaowarat	Dr. Halim Budi Santoso (UKDW)	Assoc. Prof. Dr. Krit Angkeaw (KMUTNB)
09:00 - 09:15	<b>Title :</b> Gamification for Manufacturing (GfM) Towards Era Industry 5.0 (157099861) <b>Authors :</b> Dawi Karomati Baroroh; Halim Budi Santoso; Tran Hong Van Nguyen	<b>Title (Online) :</b> Wrist Angle Estimation Under Different Loads Condition Based on Multi-Layer Perceptron Neural Network and Surface Electromyography Signals (1570985262) <b>Authors :</b> Songpon Pumjam; Sarut Panjan; Tarnsee Tongsoed; Anun Suebsomran	<b>Title :</b> Virtual Horizons: Pioneering the Metaverse in Education and Industry Across ASEAN and Beyond (1570998038) <b>Authors :</b> Itipon Yamyuan; Sushank Chaudhary; Muhammad Saadi; Piya Kovitaveeva; Juthaip Wisanmongkol; La-or Kovavisaruch; Mitsunori Makino; Taweesak Sanpechuda; Kamol Kaemaruang; Lanchakorn Wuttisitkulkij; Nithita Chirdchoo; Petchpilin Tontwinyooping; Pisit Vanichchanunt; Pruk Sasithong; Suebphong Noisri; Avishi Waidyaratne; Panithan La-aiddee; Rosa Delima	<b>Title :</b> Low-Noise and High Linearity Potentiostat for Implantable Rumex pH Sensor Using Current Mirror Combined With Chopper Technique (1570998580) <b>Authors :</b> Siraporn Sakphrom; Thunyawat Lampiti; Sarawuth Chaimool; Yootana Kumsowan
09:15 - 09:30	<b>Title :</b> The Future of E-Commerce: Creating Immersive Experiences in Live Streaming Commerce to Drive Consumers' Impulse Buying (1570998616) <b>Authors :</b> Gumilang Widiatmo	<b>Title (Online) :</b> Feature-Based Next-Best-View Selection for Scanning 3D Objects (1570987007) <b>Authors :</b> Sawakorn Hiriyatwanong; Toshiaki Kondo; Wasee Kongpravechnon; Teesid Leelasawasuk	<b>Title :</b> Development of a Game Play in Chulalongkorn University Central Library Metaverse (1570998271) <b>Authors :</b> Aisha Munir; Suebphong Noisri; Lanchakorn Wuttisitkulkij; Rakab Sangchanr; Jintavee Khlaisang; Pisit Vanichchanunt	<b>Title :</b> Assessment of Self-Mixing Interferometric Technique for Displacement Sensing (1570998595) <b>Authors :</b> Duljanaja Anuhas Egodagam; Suwit Kitavitaya
09:30 - 09:45	<b>Title :</b> Using VR to Bring Real-World Engagement to Supplement Service Design Process (1570999276) <b>Authors :</b> Der-Jang Ya; Jyun-Cheng Wang; Mu-Yun Tsai	<b>Title (Online) :</b> Antagonistic Parallel Elastic Actuator Using Preloaded Composite Spiral Torsion Springs (1570987196) <b>Authors :</b> Chattrin Sindhuseka; Ronapee Chaichaowarat	<b>Title :</b> A VR System of Slide Position Self-Learning With Controllers Position Detection and Tactile Feedback for Trombone Beginners (1570998334) <b>Authors :</b> Mitsunori Makino; Miki Akiyama	<b>Title :</b> 0.5-V 16 nW Low-Pass Filter for Bio-Signal Applications (1570994950) <b>Authors :</b> Montree Kamngern
09:45 - 10:00	<b>Title (Online) :</b> TrashTurtle: The Autonomous Waste Collection Robot (1570998525) <b>Authors :</b> Pongpol Srichart; Yossaphat Kulvatanyou; Buddharaksa Phacharasakakol	<b>Title (Online) :</b> Automated Object Key-points Dataset Generation Using Blender (1570987199) <b>Authors :</b> Thanokorn Sappakit; Timapat Limsila; Kriabhume Chammanant; Nathampapop Jobsri; Suppakit Laomahamek; Tritiv C. Worakulpisut; Ronapee Chaichaowarat	<b>Title :</b> Wai Anun Metaverse: A Virtual Reality Based Approach for Digitization, Education, and Exploration of Cultural Heritage (1570998519) <b>Authors :</b> Avishi Waidyaratne; Suebphong Noisri; Kumanont Srisupakwong; Sanika K. Wijayasekara; Ratchaneekorn Ratchatakortrakoon; Bhadravarna Boongsasip; Pisit Vanichchanunt; Lanchakorn Wuttisitkulkij	<b>Title :</b> Scaling Error Verification of DCC Bridges: 6010C and 6020Q (1570990146) <b>Authors :</b> Ploybussara Gomasang; Pitchakorn Usaha; Jutarat Tananorn
10:00 - 10:15			<b>Title :</b> Interactive Learning Through the Metaverse and Its Impact on Primary Education (1570998372) <b>Authors :</b> Chelisi Sharma; Basant Agarwal; Lanchakorn Wuttisitkulkij; Daksh Joshi; Akshat Bhatnagar; Sushank Chaudhary; Pruk Sasithong	<b>Title :</b> A Schmitt Trigger Independently/Electronically Controllable Upper and Lower Threshold Currents (1570989186) <b>Authors :</b> Arisara Luewisitchat; Pawich Choykhutod; Rapeepon Keaw-on; Phanom Silapan
10:15 - 10:30				
Session Break				
10:30 - 11:45				
Parallel session				
Room	Meeting Room 5 (Board Room)	Meeting Room 2	Meeting Room 1	Meeting Room 3
Session	SS. Carbon Neutral & RE100 (Hybrid Room)	Energy and Power Electronics 1 (Hybrid Room)	SS. Metaverse 2	Communication Systems 1
Chairs	Assoc. Prof. Dr. Naebboon Hoonchareon (CU)	Asst. Prof. Dr. Ekkachai Chaidee (RMUTL)	Dr. Halim Budi Santoso (UKDW)	Assoc. Prof. Dr. Sarawuth Chaimool (KKU)
10:30 - 10:45	<b>Title :</b> Short-Term Sun Coverage Prediction Using Cloud Movement Pattern Feature in PV System (1570987562) <b>Authors :</b> Zun Khet Wai; Achara Pichejarnroen; Slavakis Konstantinos; Ekkachai Rattanaledrusorn; Natthawuth Somakerttan; Nithiphat Teerakawanich	<b>Title :</b> Analysis, Design and Implementation of Class-E Inverter for Wireless Charging Application (1570998475) <b>Authors :</b> Ekkachai Chaidee; Chuchart Donloei; Supapong Nirwong; Noppanan Wiangkham; Anusorn Yodjaiphet; Anon Namin	<b>Title :</b> The Virtual Service Center for Telecommunication Business Enhancement Using Metaverse (1570998582) <b>Authors :</b> Suebphong Noisri; Mazhar Ali; Chonlakorn Penpinun; Tulatorn Yongprayoon; Suneer Boontavee; Lanchakorn Wuttisitkulkij; Pisit Vanichchanunt	<b>Title :</b> Optimization of Transmit Beamforming Using Channel Covariances for MISO Downlink Assisted by Reconfigurable Intelligent Surfaces (1570992869) <b>Authors :</b> Khin Thandar Kyaw; Wirosnak Santipach; Kritsada Mamar; Kamol Kaemaruang; Kazuhiko Fukawa
10:45 - 11:00	<b>Title :</b> Energy Storage Valuation Toward 100% Renewable Electricity From Reliability Perspective (1570998340) <b>Authors :</b> Panida Jirutitijaroen; Wijarn Wangede	<b>Title :</b> Current Control Design Based on Dynamic Model of Vienna Rectifier for Harmonic Mitigation (1570982951) <b>Authors :</b> Sorawit Sarachaisatikul; Phonsit Santiprapan; Vasan Jantarachote	<b>Title :</b> Experience NECTEC's Virtual 3D Mini-Exhibition Hall: A Digital Showcase for Online Visitors (1570998589) <b>Authors :</b> Tulatorn Yongprayoon; Mazhar Ali; Taweesak Sanpechuda; La-or Kovavisaruch; Lanchakorn Wuttisitkulkij; Pisit Vanichchanunt	<b>Title :</b> Design of Circularly Polarized Rounded Corner Square Patch Antenna With Shallow Slot for UHF RFID Reader Applications (1570998074) <b>Authors :</b> Chanwit Pimpison; Kanawat Nuangwongsa
11:00 - 11:15	<b>Title :</b> Low-Cost Sky Camera With Centralized Storage Systems (1570998570) <b>Authors :</b> Suppakorn Boonprasert; Kittiphon Techakittitani; Naebboon Hoonchareon	<b>Title :</b> Development of Lighting From LED Bulbs for Growing Chrysanthemum Flowers (1570983063) <b>Authors :</b> Tatchakorn Thammapanya	<b>Title :</b> Integrating XAI in Metaverse for Operator 5.0: An Analytical Review (1570998612) <b>Authors :</b> Halim Budi Santoso; Dawi Karomati Baroroh; Tran Hong Van Nguyen	<b>Title :</b> Effect of Limited Number of RF Chains and Training Power on Massive MIMO Downlink (1570998566) <b>Authors :</b> Sunita Khichar; Wirosnak Santipach; Lanchakorn Wuttisitkulkij
11:15 - 11:30	<b>Title :</b> Enhanced Monte Carlo Simulation for PV Hosting Capacity Evaluation in Low Voltage Distribution (1570998578) <b>Authors :</b> Nathapap Rapeeprakit; Naebboon Hoonchareon	<b>Title :</b> Water Pumping System Using DC Motor Pump With Full Bridge Converter (1570984439) <b>Authors :</b> Phleam Jansuya		<b>Title :</b> Civil on Uncivil: Seeing the Role of User Actors and Providing Comments on Tweets on Twitter (1570999544) <b>Authors :</b> Jyun-Cheng Wang; Gabriel Indra Widi Fannans; Reimil Latifah
11:30 - 11:45	<b>Title (Online) :</b> Strategy to Prevent Overload of Transformer in Distribution System With High Penetration of Electric Vehicle (1570994175) <b>Authors :</b> Chommathat Othman; Fisipol Chirapongsananarak	<b>Title (Online) :</b> Impacts of Electric Vehicle Charging on Residential Feeders (1570991674) <b>Authors :</b> Samran Saleem; Pisitpol Chirapongsananarak		<b>Title :</b> Designing Appropriate Sensor Values for Surface Forest Fire Alarm Systems Using IoT (1570998346) <b>Authors :</b> Siraphop Tooprakai

Technical Sessions (May 28, Afternoon)

13.00 - 14.30 Parallel session				
Room Session	Meeting Room 5 (Board Room) Computer 1 (Hybrid Room)	Meeting Room 2 Energy and Power Electronics 2 (Hybrid Room)	Meeting Room 3 Circuit 2	Meeting Room 1 Computer 2 & Ed. & SS. Adv.Anomaly
Chairs	Asst.Prof. Dr. Wichu Fuengchan (KKU)	Assoc. Prof. Dr. Rongrit Chathaworn (KKU)	Assoc. Prof. Dr. Montree Kungern (KMITL)	Asst.Prof.Dr.Panawit Hanpinitak (KKU)
13.00 - 13.15	<b>Title :</b> SSVEP-BCI in Augmented Reality in Realistic Environment (1570983082) <b>Authors :</b> Bhavit Chaiyari; Setha Pan-ngum; Pasin Israsena; Arpa Suwannarat; Apit Hemakom	<b>Title :</b> WiFi Communications Delayed on Primary-Side Buck Converter Feedback Control for CC-CV Inductive Wireless EV Charging (1570998645) <b>Authors :</b> Pripas Surwan; Tatapong Phondee; Wattika Tammanan; Orathai Laeyoo; Thanet Striprom; Anusorn Yodjaiphet; Uthen Kannam; Ekkachai Chaidee; Anon Namin	<b>Title :</b> Low-Cost Technique for Extracting the Cole-Cole Model Parameters (1570992221) <b>Authors :</b> Jirat Chimnoy; Khunanon Karawanich; Pipat Prommee	<b>Title :</b> Effects of SLEM Recovery Time: Case Study on Security Chain (1570983312) <b>Authors :</b> Wararit Hongkamnerd; Withawat Tangtrongsapaj; Prawat Watanapongse; Surasak Sanguanpong
13.15 - 13.30	<b>Title :</b> System Development for Estimating Geolocation, Direction, and Velocity of Moving Objects in UAV Applications Using Monocular Camera (1570983261) <b>Authors :</b> Mollarah Likivitspong; Supaporn Erjornmanee; Eakarut Suwanagood; Chaiwat Klampol; Paveenath Teerataphong	<b>Title :</b> Internal AC Heating for Enhancing Lithium Battery Performance in Subzero Temperatures Based on Charge Pump Topology (1570985670) <b>Authors :</b> Nirat Phattananat; Pomyapat Areeb; Chanon Khonggrasongrit; Kamon Jiraseecomkui; Pinit Kamthon	<b>Title :</b> 0.5-V Mixed-Mode Universal Active Filter Using Multiple-Input OTAs (1570992279) <b>Authors :</b> Montree Kungern	<b>Title :</b> Study of Machine Learning Algorithms for Detecting Web Bot (157098631) <b>Authors :</b> Nannaphat Siribanyaphat; Thanu Poptiphieng; Waratha Sukpongthai; Onuma Moolwat
13.30 - 13.45	<b>Title :</b> ICI Best Capacity Analysis With Transformer-Based Length of Stay Prediction and Erlang Loss Formula (1570992482) <b>Authors :</b> Wuttipong Kumwilaisak	<b>Title (Online) :</b> A Modified Power Flow Tracing Method for Voltage Impact Mitigation in a Local Energy Market (1570984956) <b>Authors :</b> Pikkamate Angaphiwachawal; Nutdanai Hassakhanpaisal; Arnon Teawnarong; Surachai Chaitusaney	<b>Title :</b> LVDT Read-Out Circuit Based on Modified Wien Bridge Oscillator (1570995217) <b>Authors :</b> Krit Angkeaw; Preecha Thongdit	<b>Title :</b> Classification of Glaucoma Severity Stages Using Deep Learning (1571001990) <b>Authors :</b> Passawat Utaikit; Panawit Hanpinitak; Sukhumal Thanpaisal; Pattaravit Polpinit
13.45 - 14.00	<b>Title :</b> Enhancing Multi-Class Vehicle Counting for Night-Time Scene Videos Using AI-GAN (1570996787) <b>Authors :</b> Posathorn Ploykaew; Kanokphan Lertniphonphan; Punnarai Siricharoen	<b>Title (Online) :</b> A Distribution Use of System Charge Calculation for Solar Photovoltaic Systems in Thailand (1570984958) <b>Authors :</b> Pikkamate Angaphiwachawal; Noraphat Ninpong; Surapad Larbwisathisaroi; Arnon Teawnarong; Surachai Chaitusaney	<b>Title :</b> MO-CCCI High-Order Chebyshev Notch Filter (1570998287) <b>Authors :</b> Natapong Wongprommoon; Nanan Chomnak	<b>Title :</b> Development of an IoT Web-Based Water Temperature Control System for Nano Fish Tanks (1571008947) <b>Authors :</b> Yotaka Tungtragul; Jarwan Wongkham; Sirat Mataruch; Aitiraj Sukkawad; Kulsanapong Puntisri; Piyanch Tangkittipon
14.00 - 14.15	<b>Title (Online) :</b> Empowering Cybersecurity: Unveiling the Art of Identifying and Thwarting Malicious Tactics Within the Sandbox Environment (1570987492) <b>Authors :</b> Sanika K. Wijayasekara; Tharanyawarna Kumaranilagam	<b>Title (Online) :</b> Improved Harmonic Detection Delay for Active Power Filter (1570985531) <b>Authors :</b> Chakrit Panpan; Phonsit Santiprapan; Jeerawan Homjan	<b>Title :</b> Emulation of Novel and Electronically Tunable Universal Mem-Elements Design (1570999437) <b>Authors :</b> Niranjana Raj; Sagar Surendra; Parvatham Deepthi	<b>Title :</b> FusedFiction: Bridging Ideas to Plots With Mobile Apps for Novice Writers (1571007211) <b>Authors :</b> Piyanch Tangkittipon; Kulsanapong Puntisri; Chatdanai Kanpoek; Salisa Namseethan; Arintorn Jedsameelhalajorn; Yotaka Tungtragul
14.15 - 14.30	<b>Title (Online) :</b> Vision-Based Human Movement Matching for Mnay Thai Training Support System (1570987143) <b>Authors :</b> Somkiat Wangsiripitak; Napong Pipatwongmakul; Nawin Wedsuwan; Bhattarabhorn Wattanakeep	<b>Title (Online) :</b> Determination of Regulating Reserve Power in Day-Ahead P2P Energy Market With EV Charging and Discharging for Managing PV System Uncertainty (1570985627) <b>Authors :</b> Pikkamate Angaphiwachawal; Praipred Vangkumrod; Arnon Teawnarong; Surachai Chaitusaney	<b>Title :</b> Electronically Tunable Three-Input Single-Output Fully Differential Universal Filter Employing Commercially Available Ics (1570998527) <b>Authors :</b> Apiwat Tanthong; Sakrapee Paisalan; Rapeean Keaw-on; Winai Jaikla; Phamong Silapan	<b>Title :</b> High Performance Deep Learning GPR Feature Detector Model for Potash Mining (1570983149) <b>Authors :</b> Kaveh Sadeghikhah; Raman Paranjape; Victor C Okonko
14.30 - 14.45	<b>Session Break</b>			
14.45 - 16.15	<b>Parallel session</b>			
Room Session	Meeting Room 5 (Board Room) Circuit 3 & Industry App. 1 (Hybrid Room)	Meeting Room 2 Energy and Power Elec. 3 & Industry App. 2 (Hybrid Room)	Meeting Room 1 Robotics and Automation 2	Meeting Room 3 Computer 3
Chairs	Assoc. Prof. Dr. Nathabhat Phankong (RMUT)	Asst.Prof.Dr.Arak Bunmat (RMUT)	Asst.Prof.Dr.Piyapat Pongsri (PIT)	Prof. Dr. Raman Paranjape
14.45 - 15.00	<b>Title (Online) :</b> VCI-Based Transimpedance-Mode All Pass Filter Using Single Grounded Capacitor (157099230) <b>Authors :</b> Montree Sitprachyanun; Wiset Sakiri; Winai Jaikla	<b>Title :</b> Power Management Control Strategy Based on Fuzzy Logic Algorithm for Parallel Boost High Gain Converter (1570998365) <b>Authors :</b> Thanachai Jinit; Thirawad Suebsaanaawong; Koson Chaiachareonudomrung; Suriyotai Supanyapong; Anusak Bilsalam	<b>Title :</b> Obstacle Risk Assessment for Unmanned Surface Vehicle Using Camera and Lidar (1570983202) <b>Authors :</b> Jarunyawat Boonri; Kitti Thamrongaphichartkul; Supachai Vongbunyong; Weerawut Charubhun; Varunyouy Buddhachan	<b>Title :</b> Plasmodium Vivax in Thin Blood Smear Classification Using Fuzzy Inference System With Automatic Membership Functions and Rules Generation (1570998296) <b>Authors :</b> Satanan Turakit; Sansanee Auephanwiriyakul; Nipon Theera-Umpun
15.00 - 15.15	<b>Title (Online) :</b> A Novel CCCCTA-Based High Frequency Memristor Emulator in 180nm CMOS Technology Process (1571006398) <b>Authors :</b> Rahul Ranjan; Shweta Sonwani; Prashant Kumar; Rajeev Kumar Ranjan	<b>Title :</b> Synthesis of High Step-Up Class E/Push-Pull Resonant Converter With Lower-Recovery Current Circulating (1570998587) <b>Authors :</b> Passapol Prakaivichien; Sokhana Lam; Hattu Sawachan; Worrapong Wongphasak; Anusak Bilsalam	<b>Title :</b> The Prototypes of Classified Products via Digital Image Correlation (1570998533) <b>Authors :</b> Piyapat Pongsri; Krichanan Charoensuk; Thawikan Saneewong Na Ayuthaya; Kanchit Pawananon	<b>Title :</b> Recommendation System for Relational Data Using Relational Hard C-Means (1570998297) <b>Authors :</b> Preecharit Phakonkul; Sansanee Auephanwiriyakul; Nipon Theera-Umpun
15.15 - 15.30	<b>Title (Online) :</b> Open-Source IoT-Integrated SCADA System for Biomass Power Plant Monitoring (1570987442) <b>Authors :</b> Palakorn Yuratseemeechan	<b>Title :</b> From Stress to Growth: Plant Hormonal and Physiological Responses to Microwave Radiation (1570997677) <b>Authors :</b> Zai Nadir; Muhammad Muntaz Khan	<b>Title :</b> Learning-Based Locomotion Controllers for Quadruped Robots in Indoor Stair Climbing via Deep Reinforcement Learning (1570998590) <b>Authors :</b> Tanawit Sinsukdomchai; Chirdpong Deelertpaaboon	<b>Title :</b> Emotion Detection From Electroencephalography Signals Using String Grammar K-Nearest Neighbors (1570998299) <b>Authors :</b> Kampanat Sutjirapan; Sansanee Auephanwiriyakul; Nipon Theera-Umpun
15.30 - 15.45	<b>Title (Online) :</b> Design of 3D-Cooling System of 100 kVA/22 kV Distribution Transformer (1570998591) <b>Authors :</b> Nathabhat Phankong; Kittikom Meesang; Promsak Apiratkul; Monthon Nawong; Sirichai Dangeam; Wuthichai Yuakthong	<b>Title :</b> Experimental Analysis of Aged XLPE Cable Using Return Voltage Measurement (1570987035) <b>Authors :</b> Supriyo Das	<b>Title :</b> Fully Automated Charging System for Electric Vehicles (1570983407) <b>Authors :</b> Stefan Lippitsch Di; Mario Hinz; Thomas Seebacher	<b>Title :</b> On the Use of Image Masking Techniques for Estimation Active Ingredients in Holy Basil Leaves From Hyperspectral Images (1570998319) <b>Authors :</b> Sithakarn Udomwongvattana; Teerasit Kasetsakem; Teera Phatrapornant; Panita Chutinamukul; Masahiro Yamaguchi
15.45 - 16.00	<b>Title (Online) :</b> Investigation and Modeling of Solar PV: A Simulation Method (1570986790) <b>Authors :</b> Mirza Muntasir Nishat and Fahim Faisal	<b>Title :</b> Real Time Distribution Grid Visualization Using Smart Meters (1570985360) <b>Authors :</b> Phurba Tsering Sherpa		<b>Title :</b> A Plant Disease Identification and Localization Approach Without Mask Labeling (1570998322) <b>Authors :</b> Thinnaphat Deedetch; Teerasit Kasetsakem; Teera Phatrapornant
16.00 - 16.15		<b>Title :</b> Study on Effect of Terminal Placement in Low Voltage Li-Ion 18650 Battery Pack (157098517) <b>Authors :</b> Jedsada Tangmongkhonsuk; Nisai Fuengwardasakul; Burin Kerdsup; Manop Masombot		<b>Title :</b> Enhancing THAI Image Captioning Performance Using CNN and Bidirectional LSTM (1570998465) <b>Authors :</b> Witchaphon Tienach; Sopon Phumeechanya

Technical Sessions (May 29, Afternoon)

12.30 - 14.00 Parallel session				
Room Session Chairs	Auditorium Room SS, Adv Control 1 (Hybrid Room) Prof. Dr. Kou Yamada and Asst. Prof. Dr. Sudchai Boonto	Meeting Room 5 (Board Room) SS, Antenna for Smart Cities 1 (Hybrid Room) Assoc. Prof. Dr. Suramate Chalermwisutkul (KMUTNB)	Meeting Room 2 Medicine and Biology 1 Assoc. Prof. Dr. Nopadol Uchaipichat (TU)	Meeting Room 3 Energy and Power Elec. 3 Assoc. Prof. Dr. Razzakul Abshan (SQU)
12.30 - 12.45	Title : Fault Signals Reconstruct for Hand Kinematic Measurement Based on Compressed Sensing (1570987437) Authors : Jirayu Samkunta; Patinya Kethong; Nghia Thi Mai; Kotaro Hashikura; Md Abdu Samad Kamal; Iwanori Murakami; Kou Yamada	Title : Design and Experimentation of CP Sequential-Rotated Patch Antenna for Nanosatellite Technology (1570984368) Authors : Nathapat Supreeyattikul; Kittisak Phuebia; Chuwong Phongcharoenpanich; Jessada Kompang	Title : Apeoa-Hypocnea Detection Using Modified YOLOv3n Model on Non-EEG Signals (1570993654) Authors : Denphum Aphimetetamrong; Phunak Thienwiboon; Soranut Intarwichian; Witaya Sungkarat; Jiraporn Laothamatas	Title : EV Charging Demand Estimation in Residential Areas: Workday Commute Case Studies (1570987016) Authors : Supachai Vorapojpisut; Thanthip Panayasa; Jakkarin Palakawongnaayuttaya
12.45 - 13.00	Title : Identification of Unstable Linear Systems Using Data-Driven Koopman Analysis (1570993012) Authors : Patinya Kethong; Jirayu Samkunta; Nghia Thi Mai; Kotaro Hashikura; Md Abdu Samad Kamal; Iwanori Murakami; Kou Yamada	Title : Impact of Bupropion on Marine Algal Metabolites Investigated Using a Coplanar Microwave Sensing Probe and Machine Learning (157098796) Authors : Mohammad Russel; Yang Bingke; Suramate Chalermwisutkul	Title : EEG-Based Brain-Computer Interface System via Time-Locked Visual Attention for Assistive Device Control (1570994789) Authors : Nattapong Tothitwan; Charoenporn Bouyarn; Theeratt Saichoo; Nannaphat Siribunyaphat; Manorot Borirakawin; Yunyong Pansawad	Title : Monitoring Air Conditioner Malfunctions Using Power Consumption and Temperature (1570987266) Authors : Damrongrak Arnyagool; Komkrit Chooniang; Nutthapong Sonard
13.00 - 13.15	Title : A Sparse Quadratic Programming Approach to Supervisory Control of Multi-Zone HVAC Systems With Consideration of Peak Demand Shaving and Thermal Comfort (1570997997) Authors : Pasitnat Sasananand; David Banjerpongchai	Title (online) : FMCW Radar-Based Enhancing Moving Target Positioning Accuracy in Spectrogram Mapping (1570987416) Authors : Seksan Eiadkaew; Akkarat Boonpoonga; Krit Athikulwongse; Suramate Chalermwisutkul; Nattakarn Shutimarrungson	Title : Development of VOCs Mixture Biomarker Classification System Based on Preconcentrator With Embedded Sensing Control (1570997063) Authors : Pongpawit Sinsakudonchai; Isaya Thaveesangsakulchai; Arporn Teeramongkonrasmee; Chadin Kulsing; Pakpum Somboon	Title : Analyzing Computational Complexity and Footprint: A Comparative Study of State of Charge Estimation Across Various Equivalent Circuit Models for Batteries (1570987669) Authors : Sirabop Vespaboon; Wachalern Pora
13.15 - 13.30	Title (online) : Location Aware and Drift Control Using a Smartphone On-Board an Unmanned Aerial Vehicle (1570998654) Authors : Adi Ferooq	Title (online) : A Surveillance System Utilizing mmWave-FMCW Radar for Restricted Control Area (1570987427) Authors : Seksan Eiadkaew; Akkarat Boonpoonga; Krit Athikulwongse; Suramate Chalermwisutkul; Nattakarn Shutimarrungson	Title : Temporal Analysis of ECG Characteristics for Predicting Defibrillation Success in Ventricular Fibrillation During Resuscitation (1570986309) Authors : Nopadol Uchaipichat; Phasit Phongsri; Pichaporn Musikarn; Nutthaphong Tanthanuch	Title : Robust Flux-Weakening Control Approach for Three-Phase Induction Motor Drives (1570990714) Authors : Panswat Kaewma; Nattapong Pathi; Kreangsak Kraikrit; Chawasak Rakpenhai; Jonglak Pahasa; Abhan Leaby
13.30 - 13.45	Title (online) : Innovative Culinary Robotics: Pattern Dispensing Robots and Web Interface (1570998586) Authors : Nudana Thippophat; Pasin Sukumakhan; Phudit Thaksinawong; Tak Lerdumrongchoke; Napat Saivastpanich	Title (online) : Transparent UHF-RFID Tag Antenna for IoT Applications (1570989035) Authors : Masood Salik; Jawad Ali; Muhammad Uzair; Abram Mathew; Suramate Chalermwisutkul	Title : Development of an Autoscan Motorized Microscope Utilizing the OpenFlexure Architecture (1570987453) Authors : Pasawat Thongtade; Wachalern Pora	Title : Optimal Placement and Sizing of Photovoltaics to Supply Water Pumping Stations (1570998332) Authors : Razzakul Abshan; Alireza Zakariazadeh; Mohammed Al-Abri; Rashid Said Al-Abri
13.45 - 14.00	Title (online) : Tri-Beam UHF-RFID Tag Antenna for Indoor Asset Tracking (1570989670) Authors : Abram Mathew; Jawad Ali; Muhammad Uzair; Masood Salik; Suramate Chalermwisutkul		Title : Development and Evaluation of a Wireless System for Remote Monitoring of Rumens Temperature in Dairy Cows (1570987808) Authors : Siraporn Sakphrom; Sarawuth Chaimool	Title : Analysis of a ZVDS Class-DE Current-Driven Full-Bridge Rectifier for Compensation Network Capacitance Design for WPT System (1570998328) Authors : Sontaphong Feungkeaw; Chairarin Ekkaravanodom; Kamon Jirasreemornkul; Yuttana Kumsuwan
14.00-14.15 Session Break				
14.15 - 15.45 Parallel session				
Room Session Chairs	Auditorium Room Computer 4 (Hybrid Room) Prof. Dr. Wanida Kanarkand (KKU)	Meeting Room 5 (Board Room) SS, Antenna for Smart Cities 2 & Antennas and Magnetics (Hybrid Room) Dr. Nathapat Supreeyattikul (RMUTK)	Meeting Room 1 SS, Adv Control 2 & Control Systems Prof. Dr. Kou Yamada and Asst. Prof. Dr. Sudchai Boonto	Meeting Room 2 Computer 5 Dr. Nawapak Eia-Anan (KKU)
14.15 - 14.30	Title : Performance Assessment of Supervised Machine Learning-Based Approaches for Photovoltaic Diagnosis (1570993492) Authors : Emmanuel Ede Ogar; Surachai Chaitusaney; Watin Benjapoolakul	Title : A Dual Polarization Antenna on Perpendicular Strip Line With Fractal Narrow Slit for GPS, 4G LTE, and 5G Network Applications (1570990552) Authors : Norkamon Wongsin; Ian Jerome Q. Santos; Paitoon Rakheue; Thinnawat Jangjing; Nutyada Nantapanich; Nonchanutt Chudpooi; Charee Mahathanyajitphat; Prayoot Akkarachathin	Title : The Dynamical Modelling of Four Mecanum Wheel Mobile Robot on Typical Unstructured Terrain (1570998311) Authors : Chawanat Chatchumpon; Patinya Kethong; Nghia Thi Mai; Kotaro Hashikura; Md Abdu Samad Kamal; Iwanori Murakami; Kou Yamada	Title : Pioneering Simplicity in Computer Vision: A First-Hand Account of Developing a Low-Cost OpenCV Interface (1570985153) Authors : Pawat Chunhachattachai; Chiyi-Yeu Lin
14.30 - 14.45	Title : A Simple Chaos-Based Compressed Sensing With Encryption Scheme for Wearable IoT Devices (1570995461) Authors : Chatchai Wannaboon; Patinya Kethong	Title : Experimental Results on FMCW Radar Based Human Recognition Using Only Doppler Information (1570998482) Authors : Patipon Petchtone; Denchai Worasawat; Tisat Pongthavomkamol; Kazuhiko Fukawa; Yuyuan Chang	Title : I-Tunable Pendulum Energy Harvester Using Cone Continuously Variable Transmission (1570995872) Authors : Chattrakha Uttachee; Surat Punyakaew; Nghia Thi Mai; Kotaro Hashikura; Md Abdu Samad Kamal; Iwanori Murakami; Kou Yamada	Title : Combination of U-Net & Transformer Concept for Plant Area Extraction of Time-Lapse Images (1570985657) Authors : Hnyot Myet Wunn Shunn Le Maung; Teerasit Kasakaseem; Teera Phattaromant; Tsuyoshi Ishiki
14.45 - 15.00	Title : Deep Learning-Based Mango Fruit Detection and Counting (1570996775) Authors : Apisak Chanda; Parameth Voraseyanont; Punnarai Siricharoen	Title : The Effects of the Grain Sizes and the Heat Spot Geometry on the Transition Jitter in HAMR Technology (1570993203) Authors : Supakki Donchai; Chavakorn Jongjaitan; Arkom Kasravarang	Title : Robust Practical Fixed-Time Control and Application to DC-DC Buck Converter (1570986118) Authors : Napsasool Wongvanich; Varin Chulhan; Worapong Tanjansirat	Title : Eye Landmarks Detection Using RT-DETR With Rules Authors : Charee Boonithititkul; Teetouch (1570986152) Jakkamon; Rathachai Chavathai
15.00 - 15.15	Title (online) : A Graph-Based Data Mining Approach for Template Recognition Using Large Log Datasets in Software Systems (1570989328) Authors : Claudia Crespo Julio; Ahmed Shaharyar Khwaja; Isaac Woungang; Alagan Appalagan	Title (online) : A Planar Non-Destructive Glass Thickness Sensor Based on Capacitance Measurement (1570993372) Authors : Thanan Yantakanok; Apichart Kaewcharoen; Suramate Chalermwisutkul; Thet Pai Oo	Title : A Modified Super-Twisting Sliding-Mode Control for Reducing Robot Arm Dynamic Vibration Authors : Pubatee Bunjing; Bunlung Neammamee; Jirawat Benjanaraut	Title : Development of an Exercise Posture Monitoring System for Air Cadets by Using MediaPipe and OpenCV (1570987413) Authors : Puvadon Boonsit; Phuminnun Ban-ngam; Komchan Jantachai; Wichayabot Boonkwang
15.15 - 15.30	Title (online) : Enhancing Clinical Activity Recognition With Bidirectional RNNs and Accelerometer-ECG Fusion (1570988553) Authors : Sakorn Mekruksavanich; Ponnipa Jantawong; Anuchit Jitpattanakul	Title (online) : A Binary Hexagon Stripe Metamaterial Antenna (1570997440) Authors : Tanaton Tantipriyakul		Title : Missing Data Imputation for Set Index Forecasting Based on ARIMA Model (1570987834) Authors : Niyapan Suwannawach; Kunnika Jakor; Narongrit Teeravech; Chinaprapha Sitikomchayarpong
15.30 - 15.45	Title (online) : Developing a Treatment Method for Dementia and Delirium Patients Using Virtual Reality (1570983485) Authors : Samka K. Wijayaekara; Lenehakorn Wutisittikulki; Muhammad Saadi; Warsha Bandara; Viran Malithiri; Gimhan Dayarathna			

Session Break				
15.45 - 16.00				
16.00 - 17.30				
Room	Parallel session			
Session	Auditorium Room	Meeting Room 5 (Board Room)	Meeting Room 3	Meeting Room 2
Chairs	Computer 6 (Hybrid Room) Asst. Prof. Chatklaw Jareanpon (MSU)	Communication 2 & Medicine (Hybrid Room) Assoc. Prof. Dr. Poompat Saengudomlert (BU)	Signal 1 & Geoscience and Remote Sensing Asst. Prof. Dr. Montri Phothisonothai (KU Srinacha)	Signal 2 & Communication 3 Assoc. Prof. Dr. Suchada Sitjongstaporn (MUT)
16.00 - 16.15	Title : Enhanced - Resolution Epileptogenic Zone Detection in 18F-FDG PET Imaging for Drug-Resistant Epilepsy Using a Siamese Network (1570996789) Authors : Peerawat Wattanacharekul; Wipu Watcharakajorn; Pongsatton Jaruratchataporn; Nattapat Iammelap; Nattakorn Koompanich; Maythinee Chantadisai; Supatporn Tepmongkol; Kitiwat Khamwan; Punnarai Siricharoen	Title : Joint Position and Orientation Estimation for Visible Light Positioning Using Extended Kalman Filters (1570995118) Authors : Poompat Saengudomlert; Pakorn Ubolkosoid	Title : The Compatible Partial Response Maximum Likelihood Detection Schemes for Blu-Ray Discs (1570983223) Authors : Ke Luo; Kezheng Zhang; Yufei Wu; Yanzhe Liao; Hongyu Gao; Wei Li; Yugen Jian; Zaijun Liu; Yujian Zhao; Jincai Chen; Ping Lu; Shaobing Wang	Title : Crowded Scene PPE Detection Using Attention Based YOLOv7 and Alpha Pose (1570985278) Authors : Panyapat Areerob; Tanawat Matangkasombut; Krishalawat Oldie Monnikhor; Wuttipong Kamwilaisak
16.15 - 16.30	Title : Performance Comparison of Convolutional and Transformer Neural Networks in Defect Classification for Industrial Images (1570998006) Authors : Muhammad Syukri Mohd Taib; Muhammad Hafiz Samsuri; Shang Li Yuen; Nur Afiqah Kamarudin; Phooi Yee Lau; Chin Wee Wong; Hock Woon Hon	Title : Coherent Detection Using SMF-Coupled LED With a Polarization-Insensitive Self-Homodyne Receiver (1570987597) Authors : Budsara Boriboon; Ruben S Luis; Benjamin J Putnam; Georg Rademacher; Satoshi Shinada; Hideaki Furukawa	Title : Design and Implementation of Multiphase Digital Oscillator (1570998474) Authors : Thitaphan Jongstaporn; Poona Yospanya; Sorawat Chivapreecha	Title : Set-Membership Orthogonal Gradient Adaptive Algorithm on Least Mean Fourth Criterion (1570993025) Authors : Suchada Sitjongstaporn; Theerayod Wiangrong; Panay Pookaiyaudom
16.30 - 16.45	Title : Fuzzy Support Vector Regression With Grey Wolf Optimization in Stock Market Prediction (1570998295) Authors : Titimakan Somsupap; Sansanee Auephanwiriyakul; Nipon Theera-Umporn	Title : (Online) On Solving Area Coverage for Heterogeneous Directional Sensor Networks (1570981911) Authors : Thaschakorn Sungvorayotin; Mason Thammawichai	Title : Spring Roll's Size Inspection System Using Deep Image Processing (1570998659) Authors : Pakpoom Patompak; Apisit Po-Ngam; Tunyawat Somjaitaweeporn	Title : Absence Seizure Detection Based on Embedded Machine Learning (1570994155) Authors : Pimchanok Chatchavalvong; Apawat Lek-uthai; Krianachai Chomtho; Pakpum Somboon; Sures Purnin
16.45 - 17.00	Title (online) : Comparison of Different Deep Learning Networks to Classify Epilepsy Seizure Based on EEG Signals (1570998555) Authors : Sakorn Mekruksavanich; Ponnipa Jantawong; Amuchit Jitpattanakul	Title (online) : Advancing In-Pipe Robot Communication With High-Speed OWC Transceiver From-End Circuit: Experimental Insights and Prospects (1570998715) Authors : Kamol Boonlorn; Jarun Khonrang; Suppat Rungtraungsilp; Tim Arndson; Ian Robertson; Naitapong Somjit	Title : ECG Signal Analysis Techniques Using Digital Filter With Deep Learning in Unbiased Data (1570997794) Authors : Aekasak Insook; Surachet Kanprachar; Settha Tangkawanit; Jirarat Ieamsaard	Title : Estimation of Suitable Low-Frequency Passbands of MMFs Using Neural Network (1571003752) Authors : Jaruwat Patmanee; Chairat Pinthong; Surachet Kanprachar
17.00 - 17.15	Title (online) : Enhancing On-Device Multiple Face Recognition for Class Attendance Based on Flutter Platform (1570999452) Authors : Patrapee Sunantaput; Jedsada Arunruet; Pitchayapatchaya Snikram	Title (online) : A Robust Approach to COVID-19 CT-Scan Image Denoising With Inception Residual Attention UNET (1570982882) Authors : Milan Tripathi; Toshiaki Kondo	Title : An Advanced Features Extraction Module for Remote Sensing Image Super-Resolution (1570985708) Authors : Naveed Sultan; Amir Hajian; Supavadee Aramvith	Title : Modified ChannelNet for Estimating SISO OFDM Channels (1570998577) Authors : Sunita Khiehar; Wiroomsak Santipach; Sunika K. Wijayasekara; Lunchakorn Wuttisitkulki; Sushank Chaudhary; Imran A. Khoso; Ejaz Ul Haq; Pstt Vanichamunt; Isara Josiah
17.15 - 17.30	Title (online) : A Traffic Monitoring Method Using Accumulative Difference Images (1570987070) Authors : Kornchamok Krajangyao; Toshiaki Kondo; Waree Kongprawechnon; Jessada Kamjana; Atsushi Takahashi	Title : A Low-Complexity and Efficient VR-Based System With Infrared Image Processing for Assessing the Angle of Ocular Misalignment in Strabismus Patients (1570991706) Authors : Salisa Baupong; Worawalun Honglertnapakul; Rath Itthipanichpong; Pakpum Somboon	Title : Clustering of Ionospheric Irregularities Based on Spatiotemporal ROTI Keogram Images (1570994814) Authors : Gleb Mutasov; Lin Min Min Myint; Pornchai Soponhi; Jirapoom Buddho; Napat Tongkasem; Michi Nishioka	

# Keynotes

▶ ECTI-CON 2024  
Khonkaen, Thailand

**THE 21<sup>ST</sup> ECTI-CON 2024**

# KEYNOTE SPEAKERS

▶▶ EARTH SYSTEM SCIENCE AND SYSTEM CONSTRUCTION

◀◀ SUSTAINABILITY IS NOW A BUSINESS IMPERATIVE THAT CHANGES EVERYTHING

▶▶ POWERING ELECTRONICS INNOVATION BY THE SUPERPOWER OF ENGINEERING SIMULATION

◀◀ FUTURE COMMUNICATIONS R&D PROGRAMME IN SINGAPORE

**DR. ABU BAKER**

**PROFESSOR KEIKO TAKAHASHI, PHD**

**KHUN JADSUPA PORANANONT**

**PROFESSOR TONY Q.S. QUEK, PHD**

**MAY 29, 2024**

KKU SCIENCE PARK, KHON KAEN UNIVERSITY KHONKAEN, THAILAND

## EARTH SYSTEM SCIENCE AND SYSTEM CONSTRUCTION

### PROFESSOR KEIKO TAKAHASHI

Waseda University



#### Abstract

The average global temperature in 2023 is certain to be the hottest in recorded observation history. It has been scientifically clarified in the IPCC report that changes in the global environment, typified by global warming, are the result of long-term effects of human activities on the global environment. This suggests that global environmental changes are the accumulation of human activities, each on a small scale, affecting the entire planet. These global environmental changes are linked to many global issues in our society, such as energy, natural disasters, and food. The Earth can be considered a system. The components of the Earth system are huge, and the relations among them are diverse. Furthermore, it exhibits complex system behavior that is both nonlinear and nonequilibrium. We need to consider from the standpoint of systems science what actions we should take to realize a society that maintains balances with nature to build the earth system as a sustainable system. The world's water problems have become more serious in recent years. We focus on water circulation system, which is one of the most important systems of the Earth system. We have been able to perform large-scale/small-scale water circulations to clarify where water comes from, what it carries, how it changes phases, and how it behaves and circulates over time and space scales. Our simulations have explored what kind of actions we can take to create a sustainable water environment. In my presentation, I will introduce the water general circulation model that we have been developed, including an overview of atmospheric general circulation model which can explicitly express the process of cloud formation and disappearance, ocean model, and land surface and groundwater system model, and coupled method that interchanges the physical quantities among those models. Furthermore, we will introduce the method for artificial use of water or artificial environmental changes due to human actions into this water general circulation model. Case studies will be presented to illustrate how states of the environment can be changed by altering anthropogenic actions. Based on these results, I would like to introduce future perspectives on Earth system science.

#### Biography

Keiko Takahashi received Ph.D in engineering from Tokyo Institute of Technology in 1991. She joined Kao Corporation in Tokyo until 1993. She was an invited research scientist in Computer Laboratory of University of Cambridge UK during 1993-1994 and in Tokyo Institute of Technology during 1994-1998. She worked as a scientist and Director-General of Center for Earth Information Science and Technology in Japan Agency for Marine-Earth Science and Technology until 2021. Since April 2021, she has been a research professor of Waseda University. She had been a member of Science Council of Japan during 2014-2020. Her current research interests are climate/weather prediction and understanding response mechanisms to the global climate change with multi-scale multi-physics simulations.

## SUSTAINABILITY IS NOW A BUSINESS IMPERATIVE THAT CHANGES EVERYTHING

### DR. ABU BAKER

Master Technologist, Hewlett-Packard



#### Abstract

The next generation of high-performance chips for AI, big data, self-driving cars and IoT must use low-power technology for the sake of the Earth. We are doing all we can to overcome the limits of technology to perfect our green processes. Therefore, enterprises that want to make a positive impact on the planet need the right combination of strategic partnerships and AI-infused technology to put their sustainability goals into action. In the race to reduce emissions, consumption, and environmental impacts, companies across sectors are looking to transform their business models by prioritizing sustainability in their core operations and to meet the growing demands of key stakeholders and conscientious customers. But organizations can't do it alone. The pursuit of net zero can only truly begin when an organization is able to monitor, track, and report on their carbon footprint, energy transition goals, and environmental, social and governance (ESG) data. My presentation will talk through how the transformation to a sustainable future empowered by AI-driven technology can make an impact in the world.

#### Biography

Abu Baker is a Master Technologist for Commercial Notebooks Personal Systems at Hewlett Packet. He leads key programs involving multiple Firmware functions in EpSC (End Point Security Controller), Biometric devices, and contextual Artificial Intelligence technology. Before joining HP, Abu Baker worked for Microsoft Corporation as a Software Development Architect for the Surface Tablet. He implemented appropriate debug and troubleshooting procedures to quickly determine the best course for problem ownership and resolution.

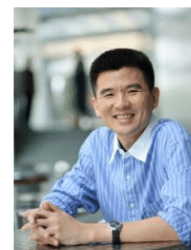
Abu Baker currently serves as an adjunct faculty member at the University of Houston. His research interest is to build a cognitive strategy to bring data sources together and empower computers with their own means of gathering information.

Abu received a PhD in Electrical Engineering and a Master of Science in Electrical Engineering. He has also served as an IEEE technical paper reviewer with several publications in the IEEE Circuits and Systems Society. He has patented ideas on Palm Rejection Algorithms for Human Interface Devices and Biometric devices.

## FUTURE COMMUNICATIONS R&D PROGRAMME IN SINGAPORE

### PROFESSOR TONY Q.S. QUEK, IEEE FELLOW

Fellow of Academy of Engineering Singapore  
 Cheng Tsang Man Chair Professor  
 ST Engineering Distinguished Professor  
 Director, Future Comms R&D Programme  
 Head of ISTD Pillar  
 Singapore University of Technology and Design



#### Abstract

Communications and connectivity have become the critical foundational technology that supports Singapore's economy. Singapore has invested close to S\$70 million through the launch of Singapore's first national Future Communications Research and Development Programme (FCP), to jumpstart cutting-edge communications and connectivity research. This grows local capability, to translate into innovative products, services and companies. The programme is hosted by the Singapore University of Technology and Design. FCP encourages collaboration between industry and research ecosystem. It will provide easy access to testbeds to facilitate development of 5G and future communication technologies. FCP seeks to collaborate with R&D partners both domestically and internationally to explore different opportunities to advance capabilities in future communications.

#### Biography

Tony Q.S. Quek received the B.E. and M.E. degrees in Electrical and Electronics Engineering from Tokyo Institute of Technology, respectively. At Massachusetts Institute of Technology, he earned the Ph.D. in Electrical Engineering and Computer Science. Currently, he is the Cheng Tsang Man Chair Professor with Singapore University of Technology and Design (SUTD) and ST Engineering Distinguished Professor. He also serves as the Head of ISTD Pillar, Director for Future Communications R&D Programme, Sector Lead for SUTD AI Program, and the Deputy Director of SUTD-ZJU IDEA. His current research topics include wireless communications and networking, 6G, network intelligence, non-terrestrial networks, and open radio access network.

Dr. Quek has been actively involved in organizing and chairing sessions and has served as a TPC member in numerous international conferences. He is currently serving as an Area Editor for the IEEE Transactions on Wireless Communications. He was an Executive Editorial Committee Member of the IEEE Transactions on Wireless Communications, an Editor of the IEEE Transactions on Communications, and an Editor of the IEEE Wireless Communications Letters.

Dr. Quek received the 2008 Philip Yeo Prize for Outstanding Achievement in Research, the 2012 IEEE William R. Bennett Prize, the 2016 IEEE Signal Processing Society Young Author Best Paper Award, the 2017 CTTC Early Achievement Award, the 2017 IEEE ComSoc AP Outstanding Paper Award, the 2020 IEEE Communications Society Young Author Best Paper Award, the 2020 IEEE Stephen O. Rice Prize, the 2020 Nokia Visiting Professorship, and the the 2022 IEEE Signal Processing Society Best Paper Award. He is a Fellow of IEEE and a Fellow of the Academy of Engineering Singapore.

# A Schmitt Trigger Independently/Electronically Controllable Upper and Lower Threshold Currents

Arisara Luewisutichat  
 Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering and Industrial  
 Technology Slipakorn University  
 (Sanam Chandra Palace Campus)  
 Nakhonpathom 73000, Thailand  
 luewisutichat\_a@su.ac.th

Pawich Choykhuntod  
 Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering and Industrial  
 Technology Slipakorn University  
 (Sanam Chandra Palace Campus)  
 Nakhonpathom 73000, Thailand  
 ChoyChoykhuntod@gmail.com

Rapeepan Kaewon, Phamorn Silapan  
 Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering and Industrial  
 Technology Slipakorn University  
 (Sanam Chandra Palace Campus)  
 Nakhonpathom 73000, Thailand  
 silapan\_p@su.ac.th

**Abstract**— This article presents a current-mode Schmitt trigger circuit using commercial ICs and NOT gates. This circuit can be electronically controlled and operated independently to adjust the output amplitude and the threshold current in the upper and lower levels. Performance testing of the proposed circuit through PSpice simulations reveals that the output amplitude upper and lower threshold currents can be controlled effectively using external bias currents, corresponding to the theoretical analysis. Additionally, the presented circuit illustrates stability to external variations in temperature.

**Keywords**— Schmitt trigger, Current-mode, Electronically controllable

## I. INTRODUCTION

Schmitt trigger circuits, generally constructed using operational amplifiers (Op-Amps), function as voltage comparator circuits that operate on positive feedback principles. It involves taking a portion of the output signal and feeding it back to the input for comparison with the input signal, creating a difference between the output signals in two states (hysteresis). This circuit can be categorized into the Counterclockwise Schmitt and Clockwise Schmitt triggers. Schmitt triggers are widely used in both digital and analog systems [1], aiding in noise reduction during analog-to-digital conversion and serving various signal processing applications such as triangular and square wave generators [2], pulse width modulation circuits [3], and more.

The design of Schmitt trigger circuits can be categorized into two types: transistor-level design and utilizing Building Blocks. Recently, a design trend has been using MOS transistors, as presented in [4-6]. The literature review found that "An Ultra-Low-Voltage Sub-Threshold Pseudo-Differential CMOS Schmitt trigger," introduced in 2018 [4], employed bulk-driven techniques and sub-threshold operation. This circuit provides low power and voltage. Furthermore, the hysteresis is electronically adjustable. However, there are still issues with hysteresis level and output voltage, which are independent and electronically controllable. In the subsequent years (2021 and 2023), Schmitt trigger circuits utilizing MOS transistors and employing clocked logic style, stacking, and self-bias principles have been designed [5] and [6]. This design approach offers the advantages of low power consumption, high speed, noise

immunity, and tiny size. However, the amplitude and hysteresis cannot be adjusted or controlled electronically.

Another popular design approach uses pre-built devices as building blocks, utilizing the above advantages. From the kinds of literature review, the Building Block has been used to design Schmitt trigger circuits [7-11]. In 2017 and 2018, Schmitt trigger circuits were established from LM324 and AD844 [7] [8]. Both amplitude and hysteresis circuits can be adjusted and electronically controllable. The construction of circuits in references [9-11] involved the utilization of a current differencing transconductance amplifier (CDTA), voltage differencing gain amplifier (VDGA) and an operational transconductance amplifier (OTA), respectively. Those circuits can be electronically, whereas the amplitude and hysteresis cannot be adjusted independently. A limitation arises from the issues as it is impossible to independently adjust both the circuits' size and the high and low hysteresis.

The subject of this research proposes a current-mode Schmitt trigger circuit that allows independent amplitude control, and high/low hysteresis can be adjusted and electronically controllable. The circuit's performance is evaluated through simulation using PSpice software.

## II. COMPONENT DESCRIPTION

### A. LM13700

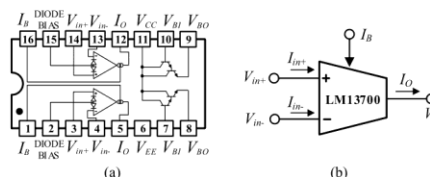


Fig. 1. LM13700, (a) the pin position, (b) the symbol

LM13700 [12] is a commercial integrated circuit produced by Texas Instruments Limited. It has pin position and electrical symbols illustrated in Fig. 1. Internally, The device operates independently and consists of operational transconductance amplifiers (OTAs) and two high-impedance voltage buffers. The structure is designed using bipolar junction transistor (BJT) technology. The

relationship in the linear region between voltage and current in each set of the LM13700 circuit is demonstrated as follows :

$$I_O = g_m (V_{in^+} - V_{in^-}), V_{BI} = V_{BO}, \quad (1)$$

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T}, \quad (2)$$

when  $g_m$  is the transfer conductance can be adjusted by the external bias current ( $I_B$ ), it varies with the thermal voltage ( $V_T$ ) with a value of approximately 26 mV at a temperature of 27 °C. The operating principle in the saturation region of the OTA within the LM13700 device, where the output current in (1) is derived from estimating the first-order term of the Taylor Series in the function of Hyperbolic Tangent, as given by

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in^+} - V_{in^-}}{2V_T}\right), \quad (3)$$

when  $V_{in^+} - V_{in^-} \gg 52\text{mV}$  or  $V_{in^+} - V_{in^-} \ll -52\text{mV}$  at 27°C, from (3), the output current of LM13700 will saturate when the condition described to be

$$I_o = \begin{cases} I_B, & \text{if } V_{in^+} - V_{in^-} \gg 52\text{mV} \\ -I_B, & \text{if } V_{in^+} - V_{in^-} \ll -52\text{mV} \end{cases} \quad (4)$$

### B. AD844

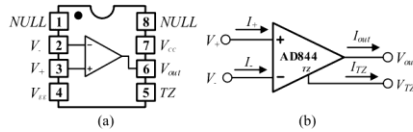


Fig. 2. AD844, (a) the pin position, (b) the symbol.

AD844 [13] is a commercial integrated circuit manufactured by Analog Devices Limited. Internally, it is a Current Feedback Amplifier (CFA) circuit structured with Bipolar Junction Transistors (BJT). It has a broad bandwidth, a high slew rate, a high-frequency response, and low noise. The pin position and electrical symbols are illustrated in Fig. 2. The relationship between the voltage and current of the AD844 is demonstrated as follows :

$$V_+ = V_-, I_- = I_{TZ} \text{ and } V_{TZ} = V_{out}. \quad (5)$$

The operating principle in the saturation region of the AD844, when the TZ and  $V_+$  are floating and grounded, respectively,

When a current is input to the terminal  $V_-$  ( $I_-$ ), it results in the following voltage at the TZ terminal follow :

$$V_{TZ} \approx \begin{cases} V_{CC}, & \text{if } I_- \geq 0 \\ V_{EE}, & \text{if } I_- \leq 0 \end{cases}, \quad (6)$$

where  $V_{CC}$  and  $V_{EE}$  are the positive and negative supply voltages, respectively.

### C. Properties of NOT Gate

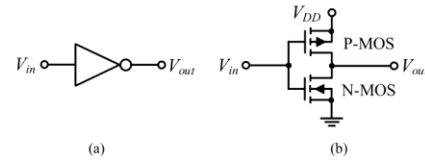


Fig. 3. Not gate (a) electronic symbol (b) schematic

NOT gate [ 14] is an inverter circuit that converts electrical voltage from a high-input logic voltage to a low-logic voltage. Its internal structure consists of P-MOS and uses CMOS 180 nm technology from Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) and N-MOS transistors. The electronic symbol and schematic are illustrated in Fig. 3.

### III. THE PROPOSED SCHMITT TRIGGER

The operation of this Schmitt trigger relies on the principles of the LM13700 and AD844 in both the linear and saturation regions, as detailed in Section 2.

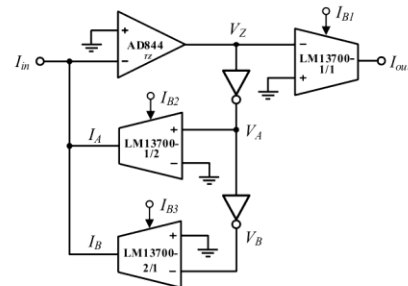


Fig. 4. The proposed Schmitt trigger circuit.

Fig. 4 depicts independently/electronically Controlled adjustments of the upper and lower threshold currents in the Schmitt trigger circuit. The circuit consists of the AD844-1, LM13700-1/1, LM13700-1/2, and LM13700-2/1 ICs, using the operational transconductance amplifier (OTA) within the LM13700. The input impedance is significantly high, resembling a floating connection at the TZ terminal of

AD844-1. Meanwhile, the input of AD844-1 receives feedback currents ( $I_{B1}$ ,  $I_{B2}$ ). Consequently, the voltage at the Z terminal ( $V_Z$ ) is approximately determined.

$$V_Z = \begin{cases} V_{CC} & \text{if } I_{in} > I_A \\ V_{EE} & \text{if } I_{in} < I_B \end{cases} \quad (7)$$

From the property of NOT gate voltage  $V_A$  and  $V_B$ , there are as follows :

$$V_A = \begin{cases} 0 & \text{if } V_Z = V_{CC} \\ 5V & \text{if } V_Z = V_{EE} \end{cases} \text{ and } V_B = \begin{cases} 5V & \text{if } V_Z = V_{CC} \\ 0 & \text{if } V_Z = V_{EE} \end{cases} \quad (8)$$

when the voltages  $V_A$  and  $V_B$  have values as given by (8) and the voltage is at 5 V, this results in the OTA of LM13700 operating in the saturation region, according to the conditions described in (4); therefore,

$$I_A = \begin{cases} 0 & \text{if } V_Z = V_{CC} \\ I_{B2} & \text{if } V_Z = V_{EE} \end{cases} \text{ and } I_B = \begin{cases} -I_{B3} & \text{if } V_Z = V_{CC} \\ 0 & \text{if } V_Z = V_{EE} \end{cases} \quad (9)$$

From (9), the revised form of (7) can be expressed as follows :

$$V_Z = \begin{cases} +V_{CC} & \text{if } I_{in} > I_{B2} \\ -V_{CC} & \text{if } I_{in} < -I_{B3} \end{cases} \quad (10)$$

Similarly,  $I_{out}$  can be calculated.

$$I_{out} = \begin{cases} I_{B1} & \text{if } I_{in} > I_{B2} \\ -I_{B1} & \text{if } I_{in} < -I_{B3} \end{cases} \quad (11)$$

In (11), it can be observed that the amplitude of  $I_{out}$  changes from  $I_{B1}$  to  $-I_{B1}$ , depending on the amplitudes of  $I_{B2}$  and  $I_{B3}$ . Therefore, it can be determined that the Lower Threshold Current and Upper Threshold Current have the following values :

$$I_{TH} = I_{B2} \text{ and } I_{TL} = -I_{B3} \quad (12)$$

Hence, the output current of the proposed Schmitt trigger circuit is defined by the following conditions :

$$I_{out} = \begin{cases} I_{B1} & \text{if } I_{in} > I_{TH} \\ -I_{B1} & \text{if } I_{in} < I_{TL} \end{cases} \quad (13)$$

It is found that (13) demonstrates that the amplitude of the output signal adjusts with  $I_{B1}$ , and the upper and lower threshold currents can be adjusted by tuning  $I_{B2}$  and  $I_{B3}$  according to (12). Significantly, the amplitude of the output

signal and the values of the upper and lower threshold currents are independent and electrically controllable. Additionally, the operation of the proposed Schmitt trigger circuit can be described using the signal waveform relationship shown in Fig.5.

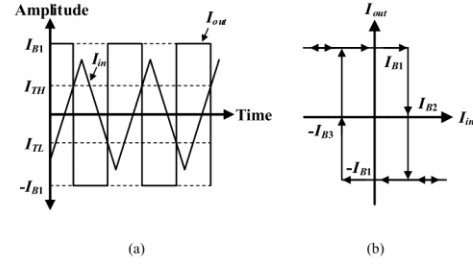


Fig. 5. (a) The relationship between the input and output signal waveforms. (b) The transfer characteristics of the Schmitt trigger circuit

In Fig. 5 (a), it can be observed that the output current ( $I_{out}$ ) will be switched  $I_{B1}$  to  $-I_{B1}$  when the input current ( $I_{in}$ ) is more than  $I_{B2}$ . Similarly,  $I_{out}$  will be switched from  $-I_{B1}$  to  $I_{B1}$  when  $I_{in}$  becomes lower than  $-I_{B3}$ . It is typical of the transfer characteristic, as shown in Fig. 5 (b), representing the clockwise Schmitt trigger characteristics.

#### IV. SIMULATION RESULTS

To prove the performance of the proposed Schmitt Trigger circuit was confirmed by simulation through the PSpice program. The P-MOS and N-MOS employed in the proposed circuits were simulated using a W/L ratio ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ ) 4/0.25. This circuit uses a power supply voltage of  $\pm 9$  V with an input current ( $I_{in}$ ) is 100  $\mu\text{A}$ . The input signal is a triangle waveform with a frequency of 1 kHz.

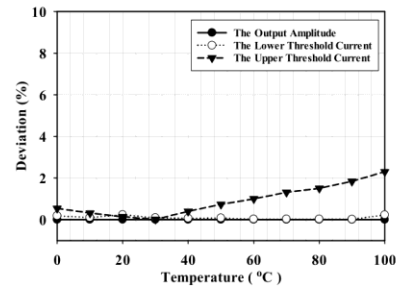


Fig. 6. The deviation rate of the output amplitude, both for upper and lower threshold currents.

Fig. 6 depicts the deviation rate of the output signal amplitude, both for upper and lower threshold currents, when temperature varies from 0 to 100 °C in the proposed Schmitt trigger

circuit, demonstrating when the temperature increases, the amplitude values and the lower threshold current remain relatively stable. The rates at which the upper threshold current changes have increased slightly. As a result, it can be defined in this circuit that temperature has a negligible impact on changes in low threshold current and output signal amplitude.

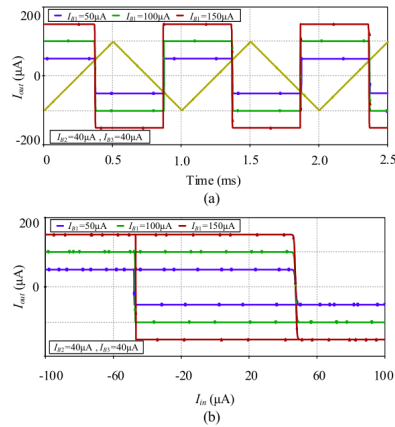


Fig. 7. Adjustable amplitude output waveforms by  $I_{B1}$  (a) The output signal (b) DC Transfer characteristic.

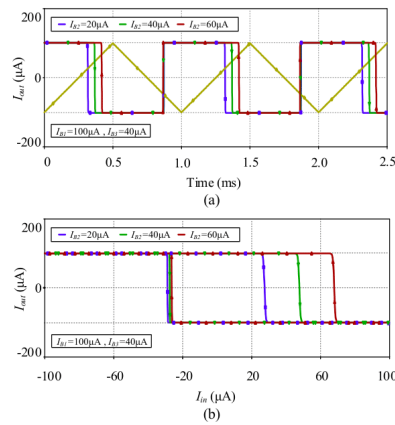


Fig. 8. Adjustable upper threshold current output waveforms by  $I_{B2}$  (a) The output signal (b) Transfer characteristic.

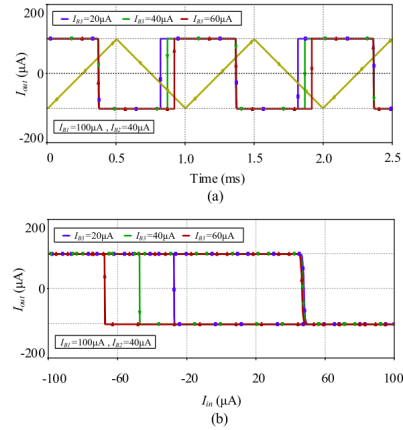


Fig. 9. Adjustable lower threshold current waveforms by  $I_{B3}$  (a) The output signal (b) DC Transfer characteristic.

Fig. 7 shows the output signal and transfer characteristic where the amplitude of  $I_{B1} = 50, 100, 150 \mu A$ , while  $I_{B2}, I_{B3} = 40 \mu A$ . The output signal amplitude can be adjusted by  $I_{B1}$  by the investigation in (13). Fig. 8 shows the output signal and transfer characteristic when  $I_{B2}$  is adjusted when  $I_{B1} = 100 \mu A, I_{B3} = 40 \mu A$ , and  $I_{B2} = 20, 40, 60 \mu A$ , it seems that  $I_{B2}$  the upper threshold current can be controlled, which is appropriate with the given in (12). Fig. 9 also shows the output signal and transfer characteristic when  $I_{B3}$  is adjusted. Using  $I_{B1} = 100 \mu A, I_{B2} = 40 \mu A$ , and  $I_{B3} = 20, 40, 60 \mu A$  demonstrates that  $I_{B3}$  the low threshold current can be adjusted according to (12). This indicates that the proposed Schmitt trigger circuit offers electrical adjustment for amplitude and threshold currents, allowing independence to adjust upper and lower threshold currents by varied  $I_{B1}, I_{B2}$ , and  $I_{B3}$ , respectively.

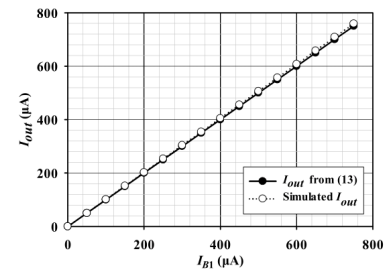


Fig 10 The output amplitude where is  $I_{B1}$  varied.

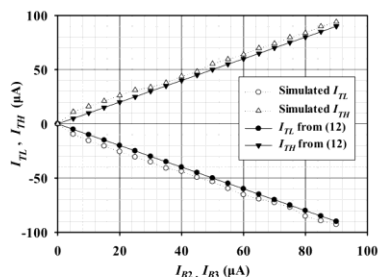


Fig 11 The upper and lower threshold currents where are  $I_{B2}$  and  $I_{B3}$  varied.

Fig. 10, the test results depict the adjustment of the output amplitude compared to the theoretical (13) from  $I_{B1} = 0$  to  $750 \mu\text{A}$ , with  $I_{B2} = 30 \mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 70 \mu\text{A}$ . From the test results, it is observed that the output amplitude increases relative to the  $I_{B1}$ , that was according to the theoretical. The maximum error is 1.28%, and the average is 1.19%. Fig. 11 shows how to adjust the upper and lower threshold currents by comparing simulation results and theoretical. For tuning the upper threshold current, vary  $I_{B2}$  from 0 to  $90 \mu\text{A}$ , with the  $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$  and  $I_{B3} = 70 \mu\text{A}$ . For adjusting the lower threshold current, vary  $I_{B3}$  from 0 to  $90 \mu\text{A}$  with  $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$  and  $I_{B2} = 70 \mu\text{A}$ . The test results indicate a suitable operating range of  $40 \mu\text{A}$  to  $90 \mu\text{A}$ , with  $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$ . This corresponds with (12).

#### V. CONCLUSION

This research introduces a tunable Schmitt trigger circuit capable of adjusting both the output amplitude and the upper and lower threshold currents that can be adjusted electronically and independently. The circuit utilizes ICs LM13700 and AD844 in conjunction with two NOT gates. The research reveals that the proposed circuit operates as a clockwise Schmitt trigger circuit. The output amplitude and the lower and the upper threshold currents can be controlled independently by external bias currents unaffected by temperature variations. The PSpice software simulation results confirm that the output amplitude changes following the bias currents, as established by theory. Adjusting the lower and upper threshold currents follows the theoretical expectations. Furthermore, external temperature variations have no effect on the proposed circuit.

#### REFERENCES

- [1] P. Silapan and M. Siripruchyanun, "Fully and electronically controllable current-mode Schmitt triggers employing only single MO-CCDTA and their application," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol.68(1), 0925-1030, pp.111-128, July 2011.
- [2] P. Silapan, A. Luewisutichat, P. Choykhuntod and R. Kaewon, "Commercially Available ICs Based Dual Ramp Operations Triangular/Square Wave Generator by Electronically Controllable," In Proc. 2022 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 112022, pp. 1-4.
- [3] P. Choykhuntod, R. Kaew-on and P. Silapan, "A Current-mode Phase-shifted Multicarrier PWM based on Commercially Available IC," In Proc. 2021 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 052021, pp. 837-840.
- [4] Y. Bastan, A. Nejati, S. Radfar, P. Amiri, M. Nasrollahpour and S. Hamed-Hagh, "An Ultra-Low-Voltage Sub-Threshold Pseudo-Differential CMOS Schmitt Trigger," In Proc. 2018 31st IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC), 07'2018, pp. 1-5.
- [5] K. Kumawat, D. S. Ajnar and P. K. Jain, "Design and Analysis of Noise Immune High Speed and Leakage-Tolerant Schmitt Trigger using 180nm CMOS Technology," In Proc. 2021 IEEE Madras Section Conference (MASCOS), 08'2021, pp. 1-5.
- [6] S. Singh and S. K. Gupta, "Design of Low Power and High Noise Immunity Schmitt Triggers," In Proc. 2023 5th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES), 01'2023, pp. 1-5.
- [7] T. D. G. Sharath Gowda and D. V. Kamat, "Operational Transconductance Amplifier (OTA) based Schmitt Trigger without passive elements," 2020 IEEE Applied Signal Processing Conference (ASPCON), Kolkata, India, 2020, pp. 139-142, doi: 10.1109/ASPCON49795.2020.9276671.
- [8] T. Sriyashnavi and A. Srinivasulu, "A current mode Schmitt trigger based on Current Differencing Transconductance Amplifier," 2015 3rd International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN), Chennai, India, 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSCN.2015.7219884.
- [9] J. Hirunporm and M. Siripruchyanun, "An Independently/Electronically Controllable Schmitt Trigger Using only Single VDGA," 2020 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Phuket, Thailand, 2020, pp. 118-121.
- [10] A. Ranjan, H. Pamu and H. Tarunkumar, "A novel Schmitt trigger and its application using a single four terminal floating nullor (FTFN)," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 96, pp. 455-467, 2018.
- [11] A. Kaewpoonsuk and A. Rerkkratn, "Op-Amps based Schmitt trigger with controllable threshold voltage and its application to voltage-to-period converter," In Proc. 2017 17th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS), 10'2017, pp. 314-317.
- [12] Texas Instruments, LM13700 : Dual operational transconductance amplifiers with linearizing diodes and buffers, Available online: <https://www.ti.com/product/LM13700?gpn=lm13700>, (revised on November 2015).
- [13] Analog Devices, AD844 : 60 MHz, 2000 V/ $\mu\text{s}$ , Monolithic Op-Amp with Quad Low Noise, Available online: <https://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/data-sheets/AD844.pdf> (revised on May 2017).
- [14] Jaume Segura ; Charles F. Hawkins, "CMOS Basic Gates," in *CMOS Electronics : How It Works, How It Fails*, IEEE, 2004, pp.99-125.





## LT1228

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage .....	$\pm 18\text{V}$
Input Current, Pins 1, 2, 3, 5, 8 (Note 7) .....	$\pm 15\text{mA}$
Output Short Circuit Duration (Note 1) .....	Continuous
Operating Temperature Range	
LT1228C .....	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$
LT1228M .....	$-55^{\circ}\text{C}$ to $125^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range .....	$-65^{\circ}\text{C}$ to $150^{\circ}\text{C}$
Junction Temperature	
Plastic Package .....	$150^{\circ}\text{C}$
Ceramic Package .....	$175^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	$300^{\circ}\text{C}$

## PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>J8 PACKAGE: 8-LEAD CERAMIC DIP  N8 PACKAGE: 8-LEAD PLASTIC DIP  S8 PACKAGE: 8-LEAD PLASTIC SOIC</p> <p><math>T_J \text{ MAX} = 175^{\circ}\text{C}, \theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C/W (J)}</math>  <math>T_J \text{ MAX} = 150^{\circ}\text{C}, \theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C/W (N)}</math>  <math>T_J \text{ MAX} = 150^{\circ}\text{C}, \theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C/W (S)}</math></p>	ORDER PART NUMBER
	LT1228MJ8 LT1228CJ8 LT1228CN8 LT1228CS8
	S8 PART MARKING
	1228

Consult Factory for Industrial grade parts.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8.  $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ ,  $I_{SET} = 0\mu\text{A}$ ,  $V_{CM} = 0\text{V}$  unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	$\pm 3$	$\pm 10$	mV	
	Input Offset Voltage Drift		●	10		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	
$I_{IN}^{+}$	Noninverting Input Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	$\pm 0.3$	$\pm 3$	$\mu\text{A}$	
$I_{IN}^{-}$	Inverting Input Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	$\pm 10$	$\pm 65$	$\mu\text{A}$	
$e_n$	Input Noise Voltage Density	$f = 1\text{kHz}, R_F = 1\text{k}, R_G = 10\Omega, R_S = 0\Omega$		6		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
$i_n$	Input Noise Current Density	$f = 1\text{kHz}, R_F = 1\text{k}, R_G = 10\Omega, R_S = 10\text{k}$		1.4		$\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
$R_{IN}$	Input Resistance	$V_{IN} = \pm 13\text{V}, V_S = \pm 15\text{V}$	●	2	25	$\text{M}\Omega$	
		$V_{IN} = \pm 3\text{V}, V_S = \pm 5\text{V}$	●	2	25	$\text{M}\Omega$	
$C_{IN}$	Input Capacitance (Note 2)	$V_S = \pm 5\text{V}$		6		pF	
		$V_S = \pm 15\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	$\pm 13$	$\pm 13.5$	V	
		$V_S = \pm 5\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	$\pm 3$	$\pm 3.5$	V	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{CM} = \pm 13\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	55	69	dB	
		$V_S = \pm 15\text{V}, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	●	55		dB	
		$V_S = \pm 5\text{V}, V_{CM} = \pm 3\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	55	69	dB	
		$V_S = \pm 5\text{V}, V_{CM} = \pm 2\text{V}$	●	55		dB	
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	60	80	dB	
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●	60		dB	
		Noninverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	10	50	nA/V
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●		50	nA/V	
PSRR	Inverting Input Current Power Supply Rejection	$V_S = \pm 2\text{V}$ to $\pm 15\text{V}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$	●	0.1	5	$\mu\text{A}/\text{V}$	
		$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$	●		5	$\mu\text{A}/\text{V}$	

LT1228

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8.  $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ ,  $I_{SET} = 0\mu A$ ,  $V_{CM} = 0V$  unless otherwise noted.

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

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5.  $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ ,  $I_{SET} = 100\mu A$ ,  $V_{CM} = 0V$  unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{OS}$	Input Offset Voltage	$I_{SET} = 1mA$ , $T_A = 25^\circ C$	●	$\pm 0.5$	$\pm 5$	mV
			●		$\pm 10$	mV
	Input Offset Voltage Drift		●	10		$\mu V/^\circ C$
$I_{OS}$	Input Offset Current	$T_A = 25^\circ C$	●	40	200	nA
			●		500	nA
$I_B$	Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$	●	0.4	1	$\mu A$
			●		5	$\mu A$
$e_n$	Input Noise Voltage Density	$f = 1kHz$		20		nV/ $\sqrt{Hz}$
$R_{IN}$	Input Resistance-Differential Mode	$V_{IN} = \pm 30mV$	●	30	200	k $\Omega$
	Input Resistance-Common Mode	$V_S = \pm 15V$ , $V_{CM} = \pm 12V$ $V_S = \pm 5V$ , $V_{CM} = \pm 2V$	●	50	1000	M $\Omega$
			●	50	1000	M $\Omega$
$C_{IN}$	Input Capacitance			3		pF
	Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$ , $T_A = 25^\circ C$ $V_S = \pm 15V$ $V_S = \pm 5V$ , $T_A = 25^\circ C$ $V_S = \pm 5V$	●	$\pm 13$	$\pm 14$	V
			●	$\pm 12$		V
			●	$\pm 3$	$\pm 4$	V
●	$\pm 2$		V			

## LT1228

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5.  $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 15V$ ,  $I_{SET} = 100\mu A$ ,  $V_{CM} = 0V$  unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 15V$ , $V_{CM} = \pm 13V$ , $T_A = 25^\circ C$	●	60	100		dB
		$V_S = \pm 15V$ , $V_{CM} = \pm 12V$	●	60	100		dB
		$V_S = \pm 5V$ , $V_{CM} = \pm 3V$ , $T_A = 25^\circ C$	●	60	100		dB
		$V_S = \pm 5V$ , $V_{CM} = \pm 2V$	●	60	100		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2V$ to $\pm 15V$ , $T_A = 25^\circ C$	●	60	100		dB
		$V_S = \pm 3V$ to $\pm 15V$	●	60	100		dB
$g_m$	Transconductance	$I_{SET} = 100\mu A$ , $I_{OUT} = \pm 30\mu A$ , $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.00	1.25	$\mu A/mV$
	Transconductance Drift		●	-0.33			$\%/^\circ C$
$I_{OUT}$	Maximum Output Current	$I_{SET} = 100\mu A$	●	70	100	130	$\mu A$
$I_{OL}$	Output Leakage Current	$I_{SET} = 0\mu A$ ( $+I_{IN}$ of CFA), $T_A = 25^\circ C$	●		0.3	3	$\mu A$
$V_{OUT}$	Maximum Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$ , $R_1 = \infty$	●	$\pm 13$	$\pm 14$		V
		$V_S = \pm 5V$ , $R_1 = \infty$	●	$\pm 3$	$\pm 4$		V
$R_O$	Output Resistance	$V_S = \pm 15V$ , $V_{OUT} = \pm 13V$	●	2	8		$M\Omega$
		$V_S = \pm 5V$ , $V_{OUT} = \pm 3V$	●	2	8		$M\Omega$
	Output Capacitance (Note 2)	$V_S = \pm 5V$			6		pF
$I_S$	Supply Current, Both Amps	$I_{SET} = 1mA$	●	9	15		mA
THD	Total Harmonic Distortion	$V_{IN} = 30mV_{RMS}$ at 1kHz, $R_1 = 100k$			0.2		%
BW	Small-Signal Bandwidth	$R_1 = 50\Omega$ , $I_{SET} = 500\mu A$			80		MHz
$t_r$	Small-Signal Rise Time	$R_1 = 50\Omega$ , $I_{SET} = 500\mu A$ , 10% to 90%			5		ns
	Propagation Delay	$R_1 = 50\Omega$ , $I_{SET} = 500\mu A$ , 50% to 50%			5		ns

The ● denotes specifications which apply over the operating temperature range.

**Note 1:** A heat sink may be required depending on the power supply voltage.

**Note 2:** This is the total capacitance at pin 1. It includes the input capacitance of the current feedback amplifier and the output capacitance of the transconductance amplifier.

**Note 3:** Slew rate is measured at  $\pm 5V$  on a  $\pm 10V$  output signal while operating on  $\pm 15V$  supplies with  $R_F = 1k$ ,  $R_G = 110\Omega$  and  $R_L = 400\Omega$ . The slew rate is much higher when the input is overdriven, see the applications section.

**Note 4:** Rise time is measured from 10% to 90% on a  $\pm 500mV$  output signal while operating on  $\pm 15V$  supplies with  $R_F = 1k$ ,  $R_G = 110\Omega$  and  $R_L = 100\Omega$ . This condition is not the fastest possible, however, it does guarantee the internal capacitances are correct and it makes automatic testing practical.

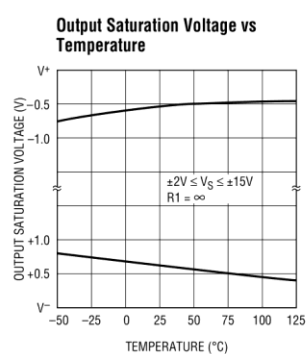
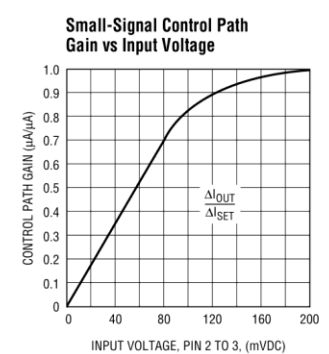
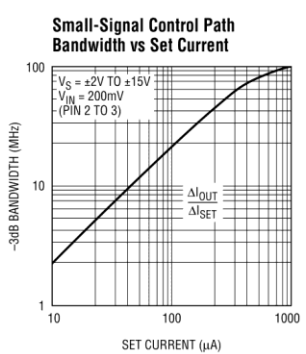
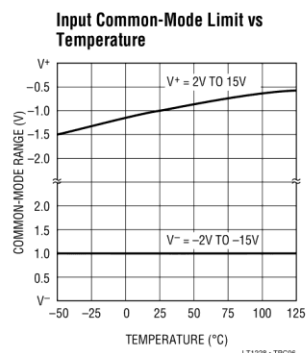
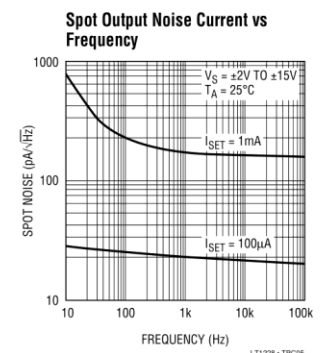
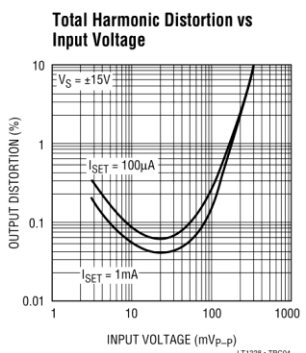
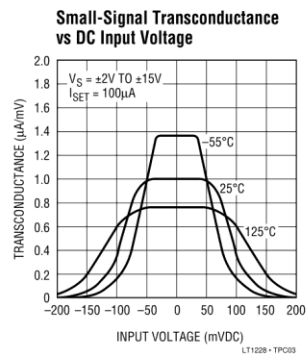
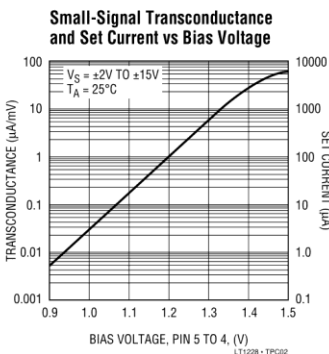
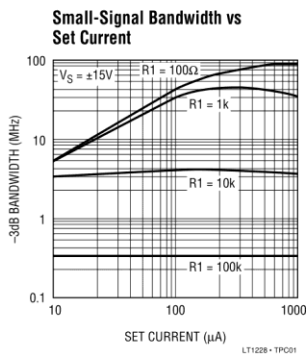
**Note 5:** AC parameters are 100% tested on the ceramic and plastic DIP packaged parts (J and N suffix) and are sample tested on every lot of the SO packaged parts (S suffix).

**Note 6:** NTSC composite video with an output level of 2V.

**Note 7:** Back to back 6V Zener diodes are connected between pins 2 and 3 for ESD protection.

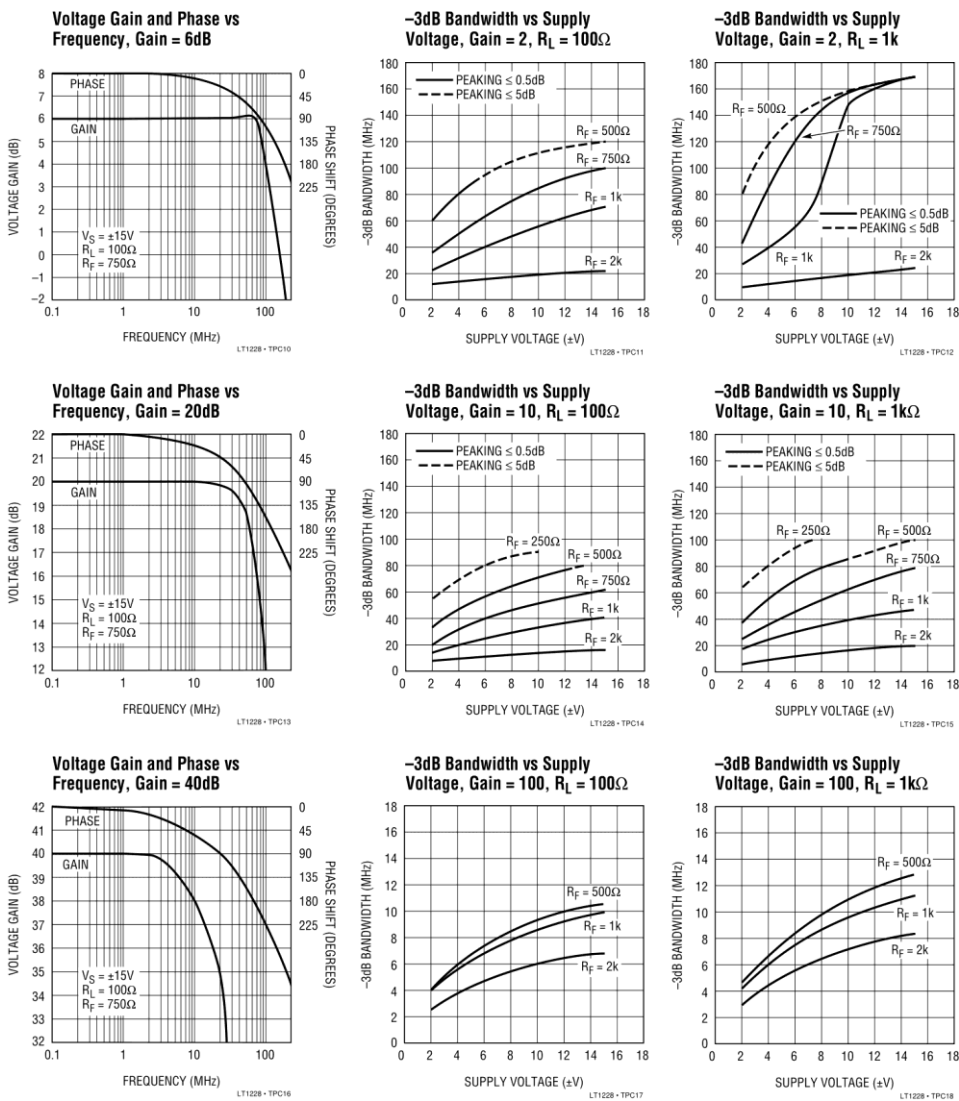
LT1228

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS** Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3 & 5

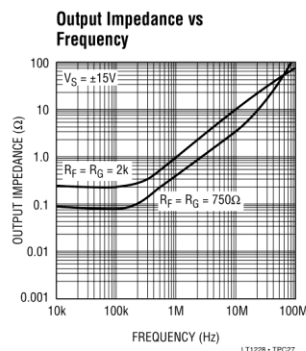
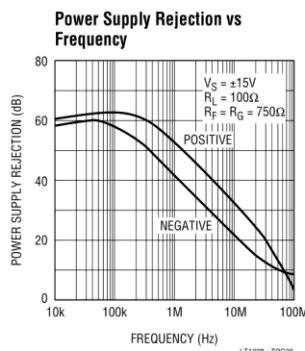
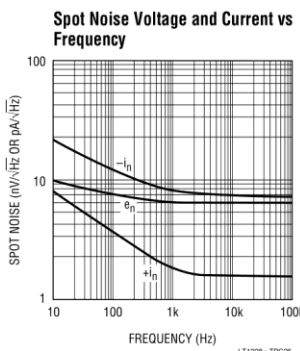
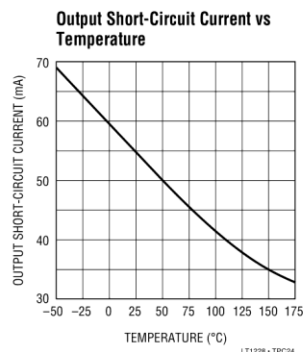
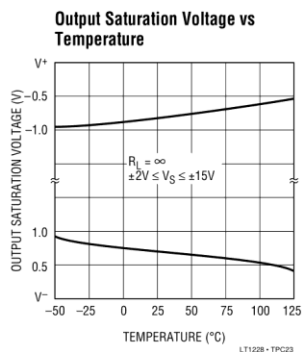
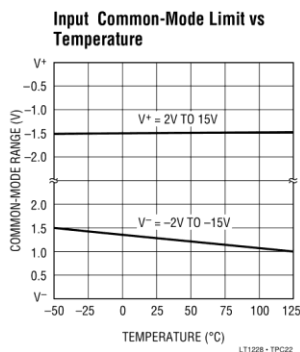
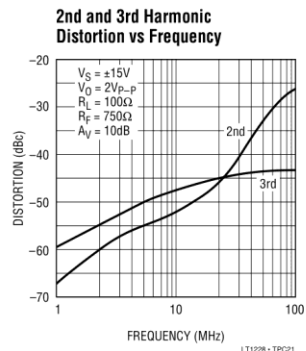
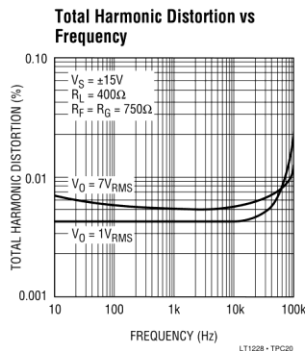
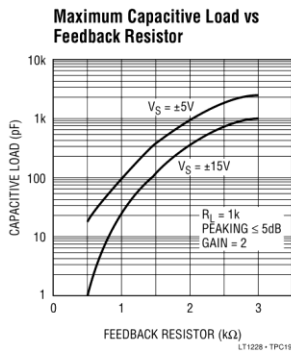


LT1228

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS** Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8

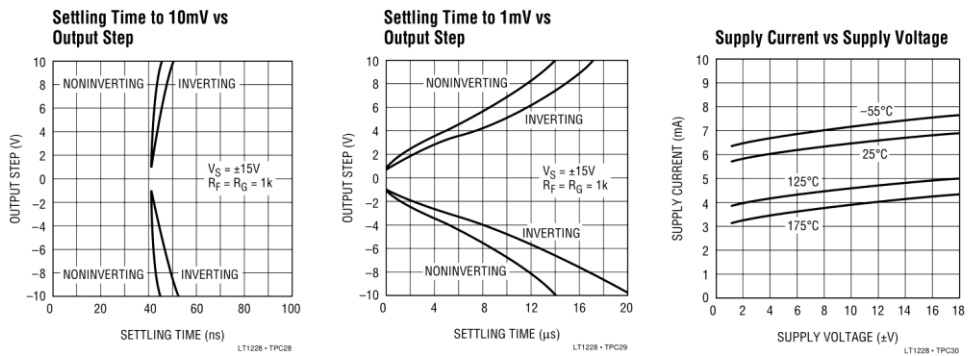


**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS** Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8

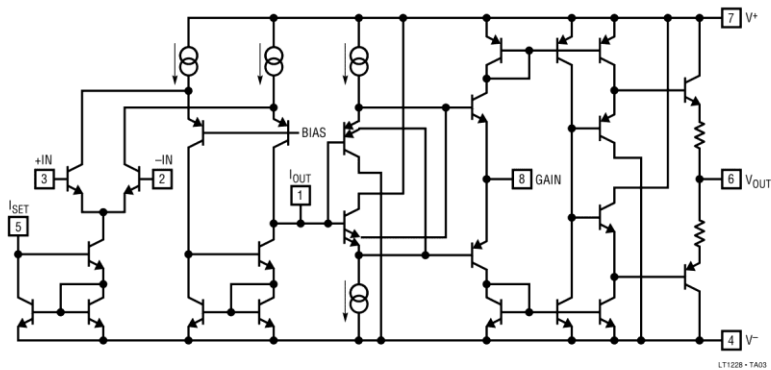


LT1228

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS** Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6 & 8



**SIMPLIFIED SCHEMATIC**



## APPLICATIONS INFORMATION

The LT1228 contains two amplifiers, a transconductance amplifier (voltage-to-current) and a current feedback amplifier (voltage-to-voltage). The gain of the transconductance amplifier is proportional to the current that is externally programmed into pin 5. Both amplifiers are designed to operate on almost any available supply voltage from 4V ( $\pm 2V$ ) to 30V ( $\pm 15V$ ). The output of the transconductance amplifier is connected to the noninverting input of the current feedback amplifier so that both fit into an eight pin package.

### TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

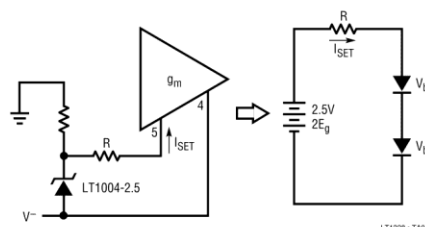
The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input (pins 2 and 3) and a current source output (pin 1) with wide output voltage compliance. The voltage to current gain or transconductance ( $g_m$ ) is set by the current that flows into pin 5,  $I_{SET}$ . The voltage at pin 5 is two forward biased diode drops above the negative supply, pin 4. Therefore the voltage at pin 5 (with respect to  $V^-$ ) is about 1.2V and changes with the log of the set current (120mV/decade), see the characteristic curves. The temperature coefficient of this voltage is about  $-4mV/^\circ C$  ( $-3300ppm/^\circ C$ ) and the temperature coefficient of the logging characteristic is 3300ppm/ $^\circ C$ . It is important that the current into pin 5 be limited to less than 15mA. THE LT1228 WILL BE DESTROYED IF PIN 5 IS SHORTED TO GROUND OR TO THE POSITIVE SUPPLY. A limiting resistor (2k or so) should be used to prevent more than 15mA from flowing into pin 5.

The small-signal transconductance ( $g_m$ ) is equal to ten times the value of  $I_{SET}$  (in mA/mV) and this relationship holds over many decades of set current (see the characteristic curves). The transconductance is inversely proportional to absolute temperature ( $-3300ppm/^\circ C$ ). The input stage of the transconductance amplifier has been designed to operate with much larger signals than is possible with an ordinary diff-amp. The transconductance of the input stage varies much less than 1% for differential input signals over a  $\pm 30$  mV range (see the characteristic curve Small-Signal Transconductance vs DC Input Voltage).

### Resistance Controlled Gain

If the set current is to be set or varied with a resistor or potentiometer it is possible to use the negative temperature coefficient at pin 5 (with respect to pin 4) to compensate for the negative temperature coefficient of the transconductance. The easiest way is to use an LT1004-2.5, a 2.5V reference diode, as shown below:

#### Temperature Compensation of $g_m$ with a 2.5V Reference



The current flowing into pin 5 has a positive temperature coefficient that cancels the negative coefficient of the transconductance. The following derivation shows why a 2.5V reference results in zero gain change with temperature:

$$\text{Since } g_m = \frac{q}{kT} \times \frac{I_{SET}}{3.87} = 10 \times I_{SET}$$

$$\text{and } V_{be} = E_g - \frac{akT}{q} \text{ where } a = \ln\left(\frac{cT^n}{I_c}\right) \approx 19.4 \text{ at } 27^\circ C$$

$$(c = 0.001, n = 3, I_c = 100\mu A)$$

$E_g$  is about 1.25V so the 2.5V reference is  $2E_g$ . Solving

the loop for the set current gives:

$$I_{SET} = \frac{2E_g - 2\left(E_g - \frac{akT}{q}\right)}{R} \text{ or } I_{SET} = \frac{2akT}{Rq}$$

## LT1228

### APPLICATIONS INFORMATION

Substituting into the equation for transconductance gives:

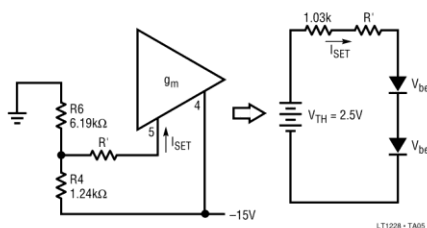
$$g_m = \frac{a}{1.94R} = \frac{10}{R}$$

The temperature variation in the term “a” can be ignored since it is much less than that of the term “T” in the equation for  $V_{be}$ . Using a 2.5V source this way will maintain the gain constant within 1% over the full temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . If the 2.5V source is off by 10%, the gain will vary only about  $\pm 6\%$  over the same temperature range.

We can also temperature compensate the transconductance without using a 2.5V reference if the negative power supply is regulated. A Thevenin equivalent of 2.5V is generated from two resistors to replace the reference. The two resistors also determine the maximum set current, approximately  $1.1\text{V}/R_{TH}$ . By rearranging the Thevenin equations to solve for R4 and R6 we get the following equations in terms of  $R_{TH}$  and the negative supply,  $V_{EE}$ .

$$R4 = \frac{R_{TH}}{\left(1 - \frac{2.5\text{V}}{V_{EE}}\right)} \text{ and } R6 = \frac{R_{TH}V_{EE}}{2.5\text{V}}$$

#### Temperature Compensation of $g_m$ with a Thevenin Voltage

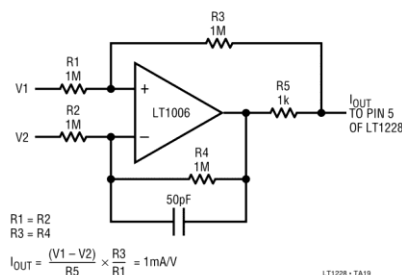


#### Voltage Controlled Gain

To use a voltage to control the gain of the transconductance amplifier requires converting the voltage into a current that flows into pin 5. Because the voltage at pin 5

is two diode drops above the negative supply, a single resistor from the control voltage source to pin 5 will suffice in many applications. The control voltage is referenced to the negative supply and has an offset of about 900mV. The conversion will be monotonic, but the linearity is determined by the change in the voltage at pin 5 (120mV per decade of current). The characteristic is very repeatable since the voltage at pin 5 will vary less than  $\pm 5\%$  from part to part. The voltage at pin 5 also has a negative temperature coefficient as described in the previous section. When the gain of several LT1228s are to be varied together, the current can be split equally by using equal value resistors to each pin 5.

For more accurate (and linear) control, a voltage-to-current converter circuit using one op amp can be used. The following circuit has several advantages. The input no longer has to be referenced to the negative supply and the input can be either polarity (or differential). This circuit works on both single and split supplies since the input voltage and the pin 5 voltage are independent of each other. The temperature coefficient of the output current is set by R5.



$$I_{OUT} = \frac{(V1 - V2)}{R5} \times \frac{R3}{R1} = 1\text{mA/V}$$

Digital control of the transconductance amplifier gain is done by converting the output of a DAC to a current flowing into pin 5. Unfortunately most current output DACs sink rather than source current and do not have output

## APPLICATIONS INFORMATION

compliance compatible with pin 5 of the LT1228. Therefore, the easiest way to digitally control the set current is to use a voltage output DAC and a voltage-to-current circuit. The previous voltage-to-current converter will take the output of any voltage output DAC and drive pin 5 with a proportional current. The R, 2R CMOS multiplying DACs operating in the voltage switching mode work well on both single and split supplies with the above circuit.

Logarithmic control is often easier to use than linear control. A simple circuit that doubles the set current for each additional volt of input is shown in the voltage controlled state variable filter application near the end of this data sheet.

### Transconductance Amplifier Frequency Response

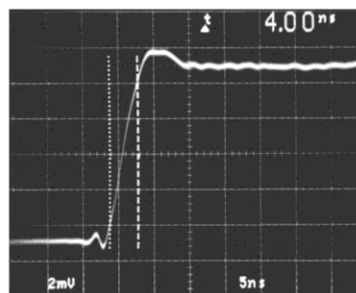
The bandwidth of the transconductance amplifier is a function of the set current as shown in the characteristic curves. At set currents below  $100\mu\text{A}$ , the bandwidth is approximately:

$$-3\text{dB bandwidth} = 3 \times 10^{11} I_{\text{SET}}$$

The peak bandwidth is about 80MHz at  $500\mu\text{A}$ . When a resistor is used to convert the output current to a voltage, the capacitance at the output forms a pole with the resistor. The best case output capacitance is about 5pF with  $\pm 15\text{V}$  supplies and 6pF with  $\pm 5\text{V}$  supplies. You must add any PC board or socket capacitance to these values to get the total output capacitance. When using a 1k resistor at the output of the transconductance amp, the output capacitance limits the bandwidth to about 25MHz.

The output slew rate of the transconductance amplifier is the set current divided by the output capacitance, which is 6pF plus board and socket capacitance. For example with the set current at 1mA, the slew rate would be over  $100\text{V}/\mu\text{s}$ .

Transconductance Amp Small-Signal Response  
 $I_{\text{SET}} = 500\mu\text{A}$ ,  $R_1 = 50\Omega$



### CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER

The LT1228 current feedback amplifier has very high noninverting input impedance and is therefore an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The noninverting input is at pin 1, the inverting input at pin 8 and the output at pin 6. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth for almost all voltage gains making it easy to interface the output levels of the transconductance amplifier to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads such as cables with excellent linearity at high frequencies.

### Feedback Resistor Selection

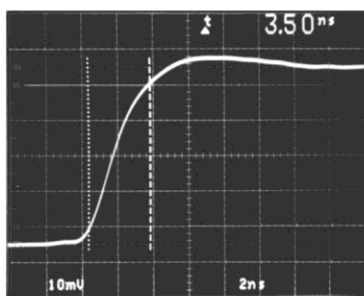
The small-signal bandwidth of the LT1228 current feedback amplifier is set by the external feedback resistors and the internal junction capacitors. As a result, the bandwidth is a function of the supply voltage, the value of the feedback resistor, the closed-loop gain and load resistor. The characteristic curves of bandwidth versus supply voltage are done with a heavy load ( $100\Omega$ ) and a light load ( $1\text{k}$ ) to show the effect of loading. These graphs also show

LT1228

**APPLICATIONS INFORMATION**

the family of curves that result from various values of the feedback resistor. These curves use a solid line when the response has less than 0.5dB of peaking and a dashed line for the response with 0.5dB to 5dB of peaking. The curves stop where the response has more than 5dB of peaking.

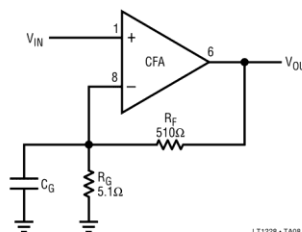
**Current Feedback Amp Small-Signal Response**  
 $V_S = \pm 15V, R_F = R_G = 750\Omega, R_L = 100\Omega$



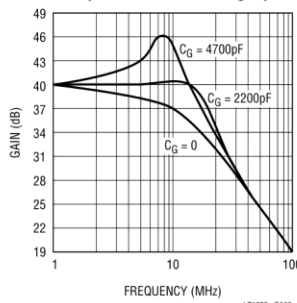
At a gain of two, on  $\pm 15V$  supplies with a  $750\Omega$  feedback resistor, the bandwidth into a light load is over 160MHz without peaking, but into a heavy load the bandwidth reduces to 100MHz. The loading has so much effect because there is a mild resonance in the output stage that enhances the bandwidth at light loads but has its Q reduced by the heavy load. This enhancement is only useful at low gain settings, at a gain of ten it does not boost the bandwidth. At unity gain, the enhancement is so effective the value of the feedback resistor has very little effect on the bandwidth. At very high closed-loop gains, the bandwidth is limited by the gain-bandwidth product of about 1GHz. The curves show that the bandwidth at a closed-loop gain of 100 is 10MHz, only one tenth what it is at a gain of two.

**Capacitance on the Inverting Input**

Current feedback amplifiers want resistive feedback from the output to the inverting input for stable operation. Take care to minimize the stray capacitance between the output and the inverting input. Capacitance on the inverting input to ground will cause peaking in the frequency response (and overshoot in the transient response), but it does not degrade the stability of the amplifier. The amount of capacitance that is necessary to cause peaking is a function of the closed-loop gain taken. The higher the gain, the more capacitance is required to cause peaking. For example, in a gain of 100 application, the bandwidth can be increased from 10MHz to 17MHz by adding a 2200pF capacitor, as shown below.  $C_G$  must have very low series resistance, such as silver mica.



**Boosting Bandwidth of High Gain Amplifier with Capacitance On Inverting Input**



## APPLICATIONS INFORMATION

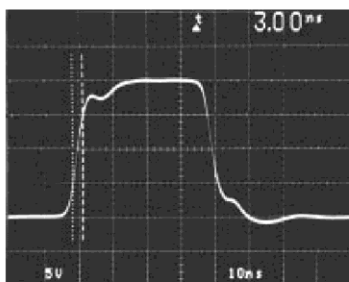
### Capacitive Loads

The LT1228 current feedback amplifier can drive capacitive loads directly when the proper value of feedback resistor is used. The graph of Maximum Capacitive Load vs Feedback Resistor should be used to select the appropriate value. The value shown is for 5dB peaking when driving a 1k load, at a gain of 2. This is a worst case condition, the amplifier is more stable at higher gains, and driving heavier loads. Alternatively, a small resistor (10Ω to 20Ω) can be put in series with the output to isolate the capacitive load from the amplifier output. This has the advantage that the amplifier bandwidth is only reduced when the capacitive load is present and the disadvantage that the gain is a function of the load resistance.

### Slew Rate

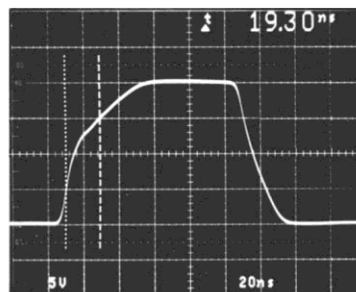
The slew rate of the current feedback amplifier is not independent of the amplifier gain configuration the way it is in a traditional op amp. This is because the input stage and the output stage both have slew rate limitations. The input stage of the LT1228 current feedback amplifier slews at about 100V/μs before it becomes nonlinear. Faster input signals will turn on the normally reverse biased emitters on the input transistors and enhance the slew rate significantly. This enhanced slew rate can be as much as 3500V/μs!

**Current Feedback Amp Large-Signal Response**  
 $V_S = \pm 15V$ ,  $R_F = R_G = 750\Omega$  Slew Rate Enhanced



The output slew rate is set by the value of the feedback resistors and the internal capacitance. At a gain of ten with a 1k feedback resistor and ±15V supplies, the output slew rate is typically 500V/μs and -850V/μs. There is no input stage enhancement because of the high gain. Larger feedback resistors will reduce the slew rate as will lower supply voltages, similar to the way the bandwidth is reduced.

**Current Feedback Amp Large-Signal Response**  
 $V_S = \pm 15V$ ,  $R_F = 1k$ ,  $R_G = 110\Omega$ ,  $R_L = 400\Omega$



### Settling Time

The characteristic curves show that the LT1228 current feedback amplifier settles to within 10mV of final value in 40ns to 55ns for any output step less than 10V. The curve of settling to 1mV of final value shows that there is a slower thermal contribution up to 20μs. The thermal settling component comes from the output and the input stage. The output contributes just under 1mV/V of output change and the input contributes 300μV/V of input change. Fortunately the input thermal tends to cancel the output thermal. For this reason the noninverting gain of two configuration settles faster than the inverting gain of one.

## LT1228

### APPLICATIONS INFORMATION

#### Power Supplies

The LT1228 amplifiers will operate from single or split supplies from  $\pm 2V$  (4V total) to  $\pm 18V$  (36V total). It is not necessary to use equal value split supplies, however the offset voltage and inverting input bias current of the current feedback amplifier will degrade. The offset voltage changes about  $350\mu V/V$  of supply mismatch, the inverting bias current changes about  $2.5\mu A/V$  of supply mismatch.

#### Power Dissipation

The worst case amplifier power dissipation is the total of the quiescent current times the total power supply voltage plus the power in the IC due to the load. The quiescent supply current of the LT1228 transconductance amplifier is equal to 3.5 times the set current at all temperatures. The quiescent supply current of the LT1228 current feedback amplifier has a strong negative temperature coefficient and at  $150^\circ C$  is less than 7mA, typically only 4.5mA. The power in the IC due to the load is a function of the output voltage, the supply voltage and load resistance. The worst case occurs when the output voltage is at half supply, if it can go that far, or its maximum value if it cannot reach half supply.

For example, let's calculate the worst case power dissipation in a variable gain video cable driver operating on  $\pm 12V$  supplies that delivers a maximum of 2V into  $150\Omega$ . The maximum set current is 1mA.

$$P_D = 2V_S (I_{S\text{MAX}} + 3.5I_{\text{SET}}) + (V_S - V_{O\text{MAX}}) \frac{V_{O\text{MAX}}}{R_L}$$

$$P_D = 2 \times 12V \times [7\text{mA} + (3.5 \times 1\text{mA})] + (12V - 2V) \frac{2V}{150\Omega}$$

$$= 0.252 + 0.133 = 0.385W$$

The total power dissipation times the thermal resistance of the package gives the temperature rise of the die above ambient. The above example in SO-8 surface mount package (thermal resistance is  $150^\circ C/W$ ) gives:

$$\text{Temperature Rise} = P_D \theta_{JA} = 0.385W \times 150^\circ C/W$$

$$= 57.75^\circ C$$

Therefore the maximum junction temperature is  $70^\circ C + 57.75^\circ C$  or  $127.75^\circ C$ , well under the absolute maximum junction temperature for plastic packages of  $150^\circ C$ .

### TYPICAL APPLICATIONS

#### Basic Gain Control

The basic gain controlled amplifier is shown on the front page of the data sheet. The gain is directly proportional to the set current. The signal passes through three stages from the input to the output.

First the input signal is attenuated to match the dynamic range of the transconductance amplifier. The attenuator should reduce the signal down to less than 100mV peak. The characteristic curves can be used to estimate how much distortion there will be at maximum input signal. For single ended inputs eliminate R2A or R3A.

The signal is then amplified by the transconductance amplifier ( $g_m$ ) and referred to ground. The voltage gain of the transconductance amplifier is:

$$g_m \times R1 = 10 \times I_{\text{SET}} \times R1$$

Lastly the signal is buffered and amplified by the current feedback amplifier (CFA). The voltage gain of the current feedback amplifier is:

$$1 + \frac{R_F}{R_G}$$

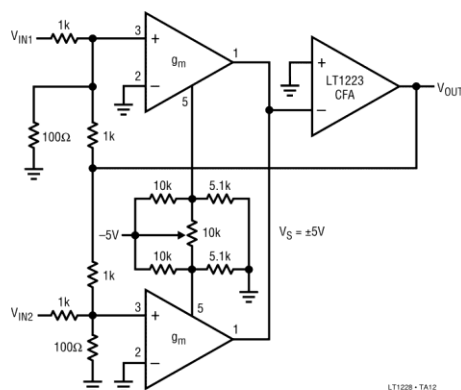
The overall gain of the gain controlled amplifier is the product of all three stages:

$$A_V = \left( \frac{R3}{R3 + R3A} \right) \times 10 \times I_{\text{SET}} \times R1 \times \left( 1 + \frac{R_F}{R_G} \right)$$

More than one output can be summed into R1 because the output of the transconductance amplifier is a current. This is the simplest way to make a video mixer.

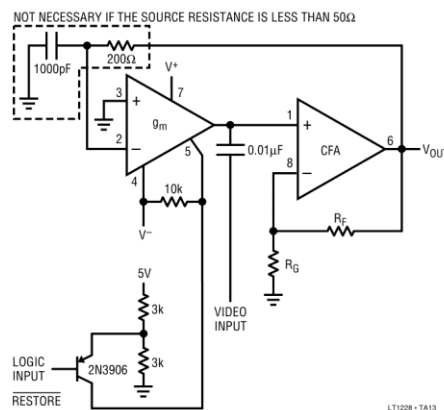
## TYPICAL APPLICATIONS

### Video Fader



The video fader uses the transconductance amplifiers from two LT1228s in the feedback loop of another current feedback amplifier, the LT1223. The amount of signal from each input at the output is set by the ratio of the set currents of the two LT1228s, not by their absolute value. The bandwidth of the current feedback amplifier is inversely proportional to the set current in this configuration. Therefore, the set currents remain high over most of the pot's range, keeping the bandwidth over 15MHz even when the signal is attenuated 20dB. The pot is set up to completely turn off one LT1228 at each end of the rotation.

### Video DC Restore (Clamp) Circuit



The video restore (clamp) circuit restores the black level of the composite video to zero volts at the beginning of every line. This is necessary because AC coupled video changes DC level as a function of the average brightness of the picture. DC restoration also rejects low frequency noise such as hum.

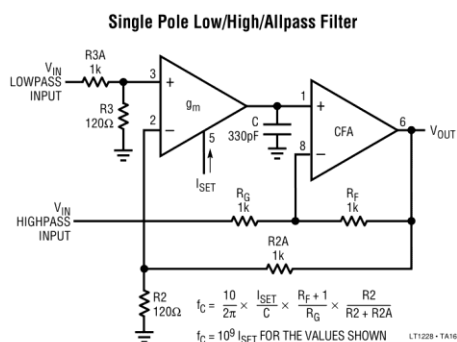
The circuit has two inputs: composite video and a logic signal. The logic signal is high except during the back porch time right after the horizontal sync pulse. While the logic is high, the PNP is off and  $I_{SET}$  is zero. With  $I_{SET}$  equal to zero the feedback to pin 2 has no effect. The video input drives the noninverting input of the current feedback amplifier whose gain is set by  $R_F$  and  $R_G$ . When the logic signal is low, the PNP turns on and  $I_{SET}$  goes to about 1mA. Then the transconductance amplifier charges the capacitor to force the output to match the voltage at pin 3, in this case zero volts.

This circuit can be modified so that the video is DC coupled by operating the amplifier in an inverting configuration. Just ground the video input shown and connect  $R_G$  to the video input instead of to ground.

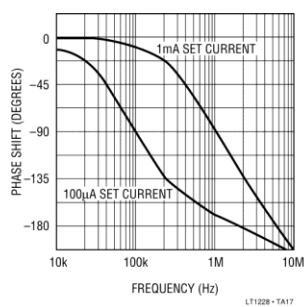


## TYPICAL APPLICATIONS

### Filters



### Allpass Filter Phase Response



Using the variable transconductance of the LT1228 to make variable filters is easy and predictable. The most straight forward way is to make an integrator by putting a capacitor at the output of the transconductance amp and buffering it with the current feedback amplifier. Because the input bias current of the current feedback amplifier must be supplied by the transconductance amplifier, the set current should not be operated below 10µA. This limits the filters to about a 100:1 tuning range.

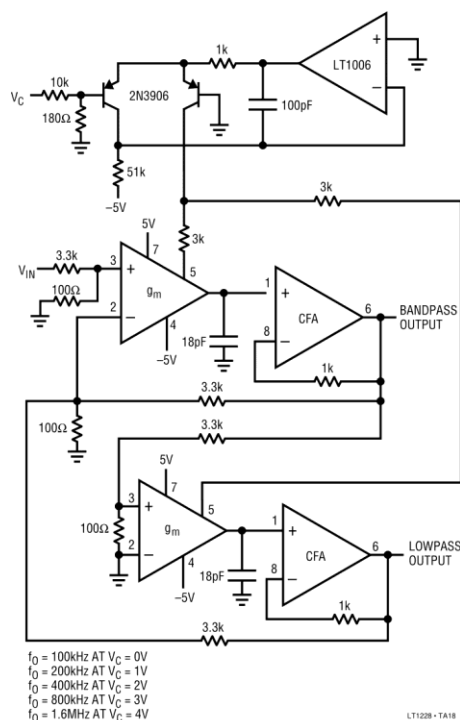
The Single Pole circuit realizes a single pole filter with a corner frequency ( $f_c$ ) proportional to the set current. The

values shown give a 100kHz corner frequency for 100µA set current. The circuit has two inputs, a lowpass filter input and a highpass filter input. To make a lowpass filter, ground the highpass input and drive the lowpass input. Conversely for a highpass filter, ground the lowpass input and drive the highpass input. If both inputs are driven, the result is an allpass filter or phase shifter. The allpass has flat amplitude response and 0° phase shift at low frequencies, going to -180° at high frequencies. The allpass filter has -90° phase shift at the corner frequency.

## LT1228

## TYPICAL APPLICATIONS

## Voltage Controlled State Variable Filter



The state variable filter has both lowpass and bandpass outputs. Each LT1228 is configured as a variable integrator whose frequency is set by the attenuators, the capacitors and the set current. Because the integrators have both positive and negative inputs, the additional op amp normally required is not needed. The input attenuators set the circuit up to handle 3V<sub>p-p</sub> signals.

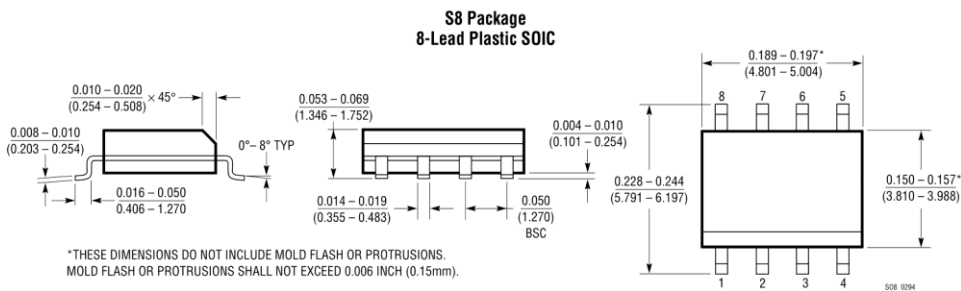
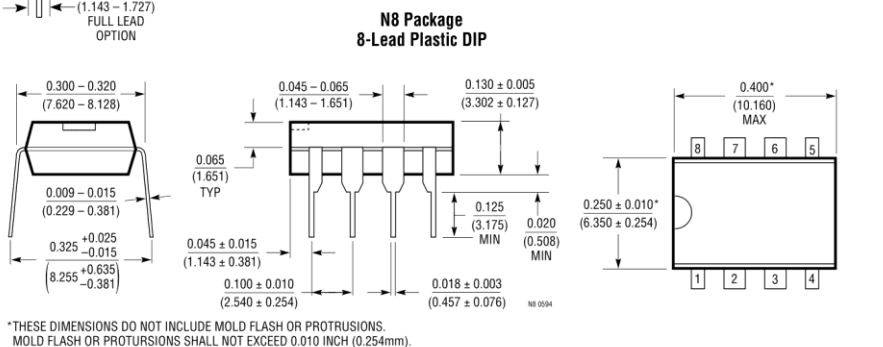
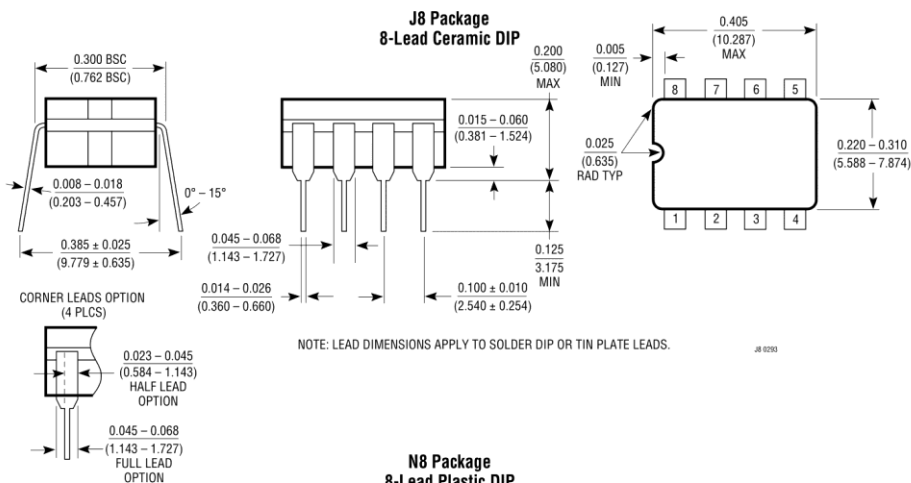
The set current is generated with a simple circuit that gives logarithmic voltage to current control. The two PNP transistors should be a matched pair in the same package for

best accuracy. If discrete transistors are used, the 51k resistor should be trimmed to give proper frequency response with  $V_C$  equal zero. The circuit generates 100 $\mu\text{A}$  for  $V_C$  equal zero volts and doubles the current for every additional volt. The two 3k resistors divide the current between the two LT1228s. Therefore the set current of each amplifier goes from 50 $\mu\text{A}$  to 800 $\mu\text{A}$  for a control voltage of 0V to 4V. The resulting filter is at 100kHz for  $V_C$  equal zero, and changes it one octave/V of control input.



LT1228

**PACKAGE DESCRIPTION** Dimensions in inches (millimeters) unless otherwise noted.







# 60 MHz, 2000 V/ $\mu$ s, Monolithic Op Amp with Quad Low Noise

Data Sheet

**AD844****FEATURES**

**Wide bandwidth**  
 60 MHz at gain of  $-1$   
 33 MHz at gain of  $-10$   
**Slew rate:** 2000 V/ $\mu$ s  
**20 MHz full power bandwidth, 20 V p-p,  $R_L = 500 \Omega$**   
**Fast settling:** 100 ns to 0.1% (10 V step)  
**Differential gain error:** 0.03% at 4.4 MHz  
**Differential phase error:** 0.16° at 4.4 MHz  
**Low offset voltage:** 150  $\mu$ V maximum (B Grade)  
**Low quiescent current:** 6.5 mA  
**Available in tape and reel in accordance with EIA-481-A standard**

**APPLICATIONS**

Flash ADC input amplifiers  
 High speed current DAC interfaces  
 Video buffers and cable drivers  
 Pulse amplifiers

**GENERAL DESCRIPTION**

The AD844 is a high speed monolithic operational amplifier fabricated using the Analog Devices, Inc., junction isolated complementary bipolar (CB) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current-to-voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many noninverting applications.

The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity, and an exceptionally clean pulse response.

This type of op amp provides a closed-loop bandwidth that is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/ $\mu$ s for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1%, and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50  $\Omega$  loads to  $\pm 2.5$  V with low distortion and is short-circuit protected to 80 mA.

The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-lead SOIC (RW) package, the AD844J is specified for the commercial temperature range of 0°C to 70°C.

Rev. G

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

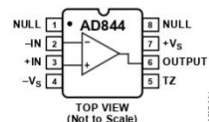
**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS**

Figure 1. 8-Lead PDIP (N) and 8-Lead CERDIP (Q) Packages

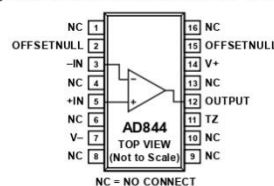


Figure 2. 16-Lead SOIC (R) Package

The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  and are available in the CERDIP (Q) package. The AD844A is also available in an 8-lead PDIP (N). The AD844S is specified over the military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ . It is available in the 8-lead CERDIP (Q) package. A and S grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, Rev. C are also available.

**PRODUCT HIGHLIGHTS**

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from  $\pm 4.5$  V to  $\pm 18$  V power supplies and is capable of driving loads down to 50  $\Omega$ , as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors;  $V_{OS}$  drift is typically 1  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  and bias current drift is typically 9 nA/ $^{\circ}\text{C}$ .
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise, and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash analog-to-digital converters (ADCs).

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781.329.4700 ©1989-2017 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
 Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)

**AD844****Data Sheet****TABLE OF CONTENTS**

Features .....	1	Response as an Inverting Amplifier .....	12
Applications .....	1	Response as an I-V Converter .....	13
Functional Block Diagrams .....	1	Circuit Description of the AD844 .....	13
General Description .....	1	Response as a Noninverting Amplifier .....	14
Product Highlights .....	1	Noninverting Gain of 100 .....	14
Revision History .....	2	Using the AD844 .....	15
Specifications .....	3	Board Layout .....	15
Absolute Maximum Ratings .....	5	Input Impedance .....	15
Metallization Photograph .....	5	Driving Large Capacitive Loads .....	15
ESD Caution .....	5	Settling Time .....	15
Typical Performance Characteristics .....	6	DC Error Calculation .....	16
Inverting Gain-of-1 AC Characteristics .....	8	Noise .....	16
Inverting Gain-of-10 AC Characteristics .....	9	Video Cable Driver Using $\pm 5$ V Supplies .....	16
Inverting Gain-of-10 Pulse Response .....	10	High Speed DAC Buffer .....	17
Noninverting Gain-of-10 AC Characteristics .....	11	20 MHz Variable Gain Amplifier .....	17
Understanding the AD844 .....	12	Outline Dimensions .....	19
Open-Loop Behavior .....	12	Ordering Guide .....	20

**REVISION HISTORY**

<b>5/2017—Rev. F to Rev. G</b>		<b>1/2003—Rev. D to Rev. E</b>	
Change to Figure 32 .....	14	Updated Features .....	1
<b>2/2009—Rev. E to Rev F</b>		Edit to TPC 18 .....	7
Updated Format .....	Universal	Edits to Figure 13 and Figure 14 .....	13
Changes to Features Section .....	1	Updated Outline Dimensions .....	15
Changes to Differential Phase Error Parameter, Table 1 .....	3	<b>11/2001—Rev. C to Rev. D</b>	
Changes to Figure 13 .....	8	Edits to Specifications .....	2
Changes to Figure 18 .....	9	Edits to Absolute Maximum Ratings .....	3
Changes to Figure 23 and Figure 24 .....	11	Edits to Ordering Guide .....	3
Changes to Figure 42 and High Speed DAC Buffer Section .....	17		
Updated Outline Dimensions .....	19		
Changes to Ordering Guide .....	20		

## SPECIFICATIONS

$T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_S = \pm 15\text{ V}$  dc, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Conditions	AD844J/AD844A			AD844B			AD844S			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE <sup>1</sup>											
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			50	300		50	150		50	300	$\mu\text{V}$
vs. Temperature			75	500		75	200		125	500	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs. Supply	5 V to 18 V		1			1	5		1	5	$\mu\text{V}/\text{V}$
Initial			4	20		4	10		4	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			4			4	10		4	20	$\mu\text{V}/\text{V}$
vs. Common Mode	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$										
Initial			10	35		10	20		10	35	$\mu\text{V}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			10			10	20		10	35	$\mu\text{V}/\text{V}$
INPUT BIAS CURRENT											
Negative Input Bias Current <sup>1</sup>			200	450		150	250		200	450	nA
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			800	1500		750	1100		1900	2500	nA
vs. Temperature			9			9	15		20	30	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
vs. Supply	5 V to 18 V										
Initial			175	250		175	200		175	250	$\text{nA}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			220			220	240		220	300	$\text{nA}/\text{V}$
vs. Common Mode	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$										
Initial			90	160		90	110		90	160	$\text{nA}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			110			110	150		120	200	$\text{nA}/\text{V}$
Positive Input Bias Current <sup>1</sup>			150	400		100	200		100	400	nA
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			350	700		300	500		800	1300	nA
vs. Temperature			3			3	7		7	15	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
vs. Supply	5 V to 18 V										
Initial			80	150		80	100		80	150	$\text{nA}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			100			100	120		120	200	$\text{nA}/\text{V}$
vs. Common Mode	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$										
Initial			90	150		90	120		90	150	$\text{nA}/\text{V}$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			130			130	190		140	200	$\text{nA}/\text{V}$
INPUT CHARACTERISTICS											
Input Resistance											$\Omega$
Negative Input			7	50	65		7	50	65		$\text{M}\Omega$
Positive Input											
Input Capacitance											$\text{pF}$
Negative Input				2			2		2		$\text{pF}$
Positive Input				2			2		2		$\text{pF}$
Input Common-Mode Voltage Range			$\pm 10$				$\pm 10$		$\pm 10$		V
INPUT VOLTAGE NOISE	$f \geq 1\text{ kHz}$		2				2		2		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT CURRENT NOISE											
Negative Input	$f \geq 1\text{ kHz}$		10				10		10		$\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Positive Input	$f \geq 1\text{ kHz}$		12				12		12		$\text{pV}/\sqrt{\text{Hz}}$
OPEN-LOOP TRANSRESISTANCE	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$ $R_L = 500\ \Omega$		2.2	3.0		2.8	3.0		2.2	3.0	$\text{M}\Omega$
$T_{\text{MIN}}$ to $T_{\text{MAX}}$			1.3	2.0		1.6	2.0		1.3	1.6	$\text{M}\Omega$
Transcapacitance				4.5			4.5			4.5	$\text{pF}$
DIFFERENTIAL GAIN ERROR <sup>2</sup>	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.03				0.03		0.03		%
DIFFERENTIAL PHASE ERROR <sup>2</sup>	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.16				0.16		0.16		Degree

<b>AD844</b>	<b>Data Sheet</b>
--------------	-------------------

Parameter	Conditions	AD844J/AD844A			AD844B			AD844S			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
FREQUENCY RESPONSE											
Small Signal Bandwidth <sup>3,4</sup>											
Gain = -1			60			60			60		MHz
Gain = -10			33			33			33		MHz
TOTAL HARMONIC DISTORTION	f = 100 kHz, 2 V rms <sup>5</sup>		0.005			0.005			0.005		%
SETTLING TIME											
10 V Output Step	±15 V supplies										
Gain = -1, to 0.1% <sup>5</sup>			100			100			100		ns
Gain = -10, to 0.1% <sup>6</sup>			100			100			100		ns
2 V Output Step	±5 V supplies										
Gain = -1, to 0.1% <sup>5</sup>			110			110			110		ns
Gain = -10, to 0.1% <sup>6</sup>			100			100			100		ns
OUTPUT SLEW RATE	Overdriven input	1200	2000		1200	2000		1200	2000		V/μs
FULL POWER BANDWIDTH	THD = 3%										
V <sub>OUT</sub> = 20 V p-p <sup>5</sup>	V <sub>S</sub> = ±15 V		20			20			20		MHz
V <sub>OUT</sub> = 2 V p-p <sup>5</sup>	V <sub>S</sub> = ±5 V		20			20			20		MHz
OUTPUT CHARACTERISTICS											
Voltage	R <sub>L</sub> = 500 Ω	±10	±11		±10	±11		±10	±11		V
Short-Circuit Current			80			80			80		mA
T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>			60			60			60		mA
Output Resistance	Open loop		15			15			15		Ω
POWER SUPPLY											
Operating Range		±4.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	V
Quiescent Current			6.5	7.5		6.5	7.5		6.5	7.5	mA
T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>			7.5	8.5		7.5	8.5		7.5	8.5	mA

<sup>1</sup> Rated performance after a 5 minute warm-up at T<sub>A</sub> = 25°C.

<sup>2</sup> Input signal 285 mV p-p carrier (40 IRE) riding on 0 mV to 642 mV (90 IRE) ramp. R<sub>L</sub> = 100 Ω; R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> = 300 Ω.

<sup>3</sup> For gain = -1, input signal = 0 dBm, C<sub>L</sub> = 10 pF, R<sub>L</sub> = 500 Ω, R<sub>1</sub> = 500 Ω, and R<sub>2</sub> = 500 Ω in Figure 29.

<sup>4</sup> For gain = -10, input signal = 0 dBm, C<sub>L</sub> = 10 pF, R<sub>L</sub> = 500 Ω, R<sub>1</sub> = 500 Ω, and R<sub>2</sub> = 50 Ω in Figure 29.

<sup>5</sup> C<sub>L</sub> = 10 pF, R<sub>L</sub> = 500 Ω, R<sub>1</sub> = 1 kΩ, R<sub>2</sub> = 1 kΩ in Figure 29.

<sup>6</sup> C<sub>L</sub> = 10 pF, R<sub>L</sub> = 500 Ω, R<sub>1</sub> = 500 Ω, R<sub>2</sub> = 50 Ω in Figure 29.

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	Ratings
Supply Voltage	$\pm 18$ V
Power Dissipation <sup>1</sup>	1.1 W
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Input Common-Mode Voltage	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	6 V
Inverting Input Current	
Continuous	5 mA
Transient	10 mA
Storage Temperature Range (Q)	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range (N, RW)	$-65^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	$300^\circ\text{C}$
ESD Rating	1000 V

<sup>1</sup> 28-lead PDIP package:  $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C}/\text{W}$ .  
 8-lead CERDIP package:  $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C}/\text{W}$ .  
 16-lead SOIC package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C}/\text{W}$ .

Stresses at or above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the product. This is a stress rating only; functional operation of the product at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Operation beyond the maximum operating conditions for extended periods may affect product reliability.

## METALLIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.

Dimensions shown in inches and (millimeters).

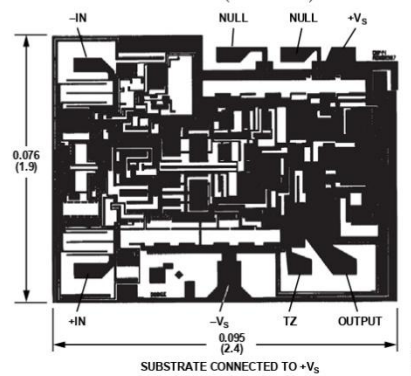


Figure 3. Die Photograph

## ESD CAUTION



**ESD (electrostatic discharge) sensitive device.** Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

**TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS**

$T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_S = \pm 15\text{ V}$ , unless otherwise noted.

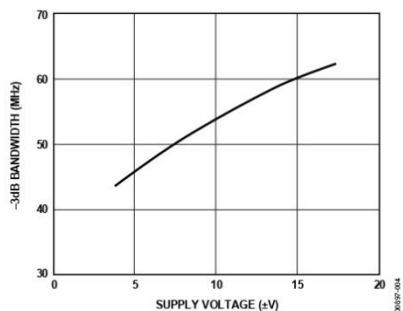


Figure 4. -3 dB Bandwidth vs. Supply Voltage,  $R_1 = R_2 = 500\ \Omega$

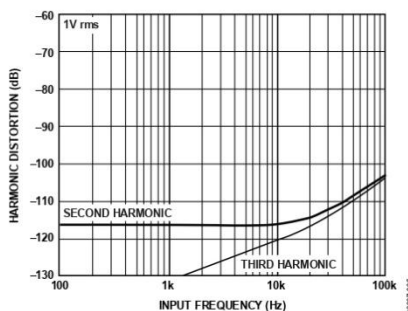


Figure 5. Harmonic Distortion vs. Input Frequency,  $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

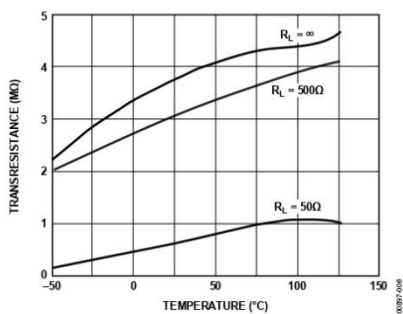


Figure 6. Transresistance vs. Temperature

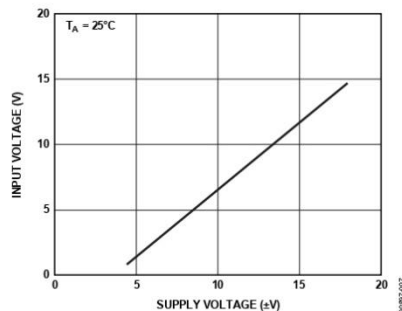


Figure 7. Noninverting Input Voltage Swing vs. Supply Voltage

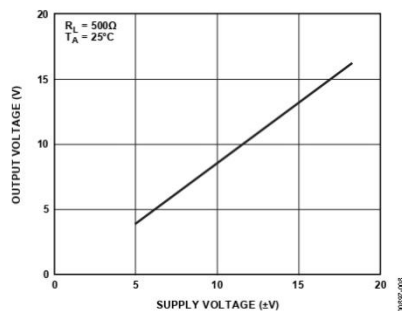


Figure 8. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

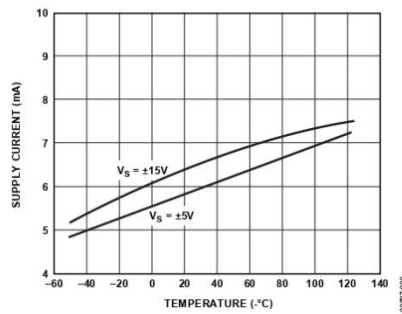


Figure 9. Quiescent Supply Current vs. Temperature and Supply Voltage

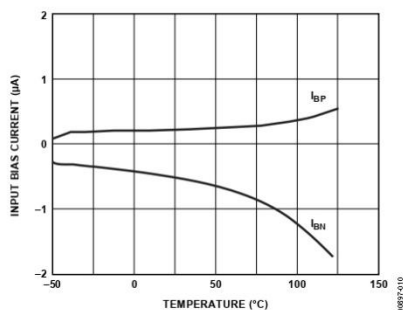


Figure 10. Inverting Input Bias Current ( $I_{BN}$ ) and Noninverting Input Bias Current ( $I_{BP}$ ) vs. Temperature

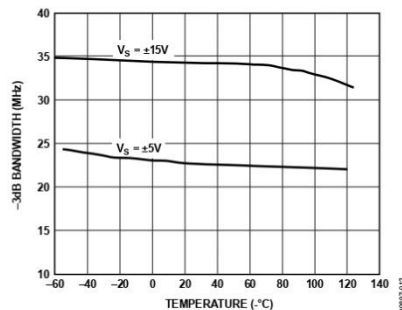


Figure 12. -3 dB Bandwidth vs. Temperature, Gain = -1,  $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$

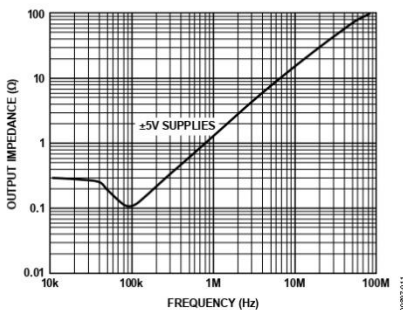


Figure 11. Output Impedance vs. Frequency, Gain = -1,  $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$

INVERTING GAIN-OF-1 AC CHARACTERISTICS

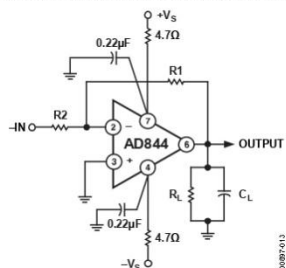


Figure 13. Inverting Amplifier, Gain of -1 ( $R1 = R2$ )

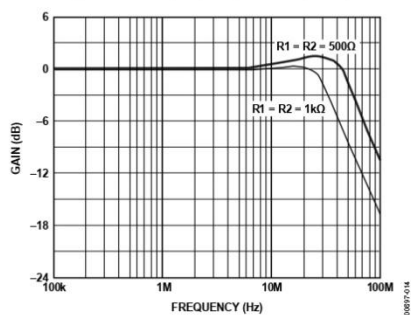


Figure 14. Gain vs. Frequency for Gain = -1,  $R_i = 500 \Omega$ ,  $C_i = 0 \text{ pF}$

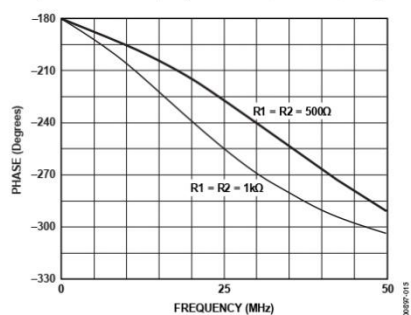


Figure 15. Phase vs. Frequency for Gain = -1,  $R_i = 500 \Omega$ ,  $C_i = 0 \text{ pF}$

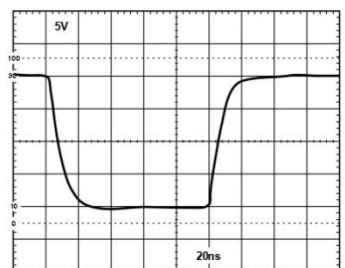


Figure 16. Large Signal Pulse Response, Gain = -1,  $R1 = R2 = 1 \text{ k}\Omega$

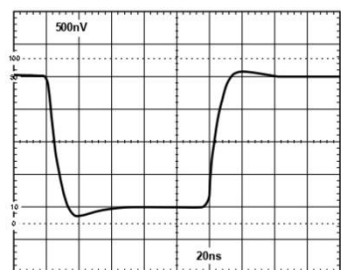


Figure 17. Small Signal Pulse Response, Gain = -1,  $R1 = R2 = 1 \text{ k}\Omega$

**INVERTING GAIN-OF-10 AC CHARACTERISTICS**

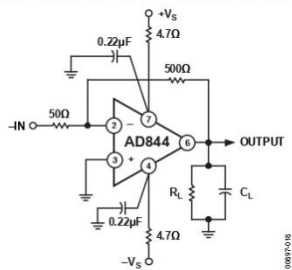


Figure 18. Gain of -10 Amplifier

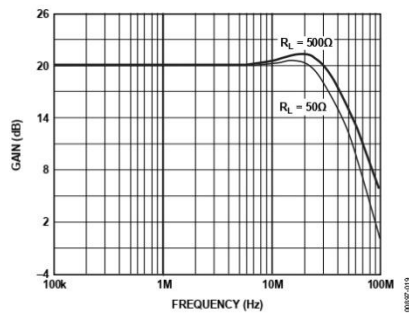


Figure 19. Gain vs. Frequency, Gain = -10

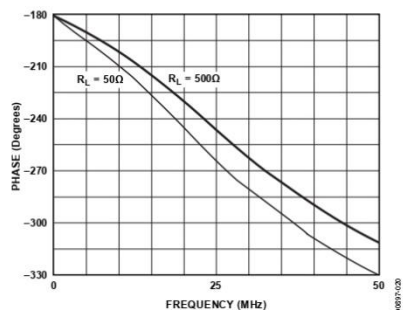
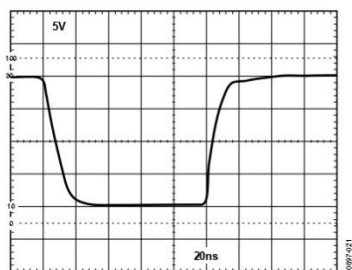
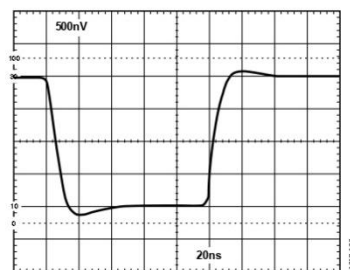


Figure 20. Phase vs. Frequency, Gain = -10

AD844

Data Sheet

## INVERTING GAIN-OF-10 PULSE RESPONSE

Figure 21. Large Signal Pulse Response, Gain = -10,  $R_i = 500 \Omega$ Figure 22. Small Signal Pulse Response, Gain = -10,  $R_i = 500 \Omega$

NONINVERTING GAIN-OF-10 AC CHARACTERISTICS

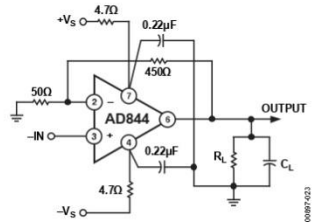


Figure 23. Noninverting Gain of +10 Amplifier

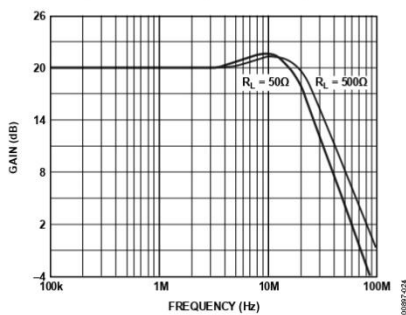


Figure 24. Gain vs. Frequency, Gain = +10

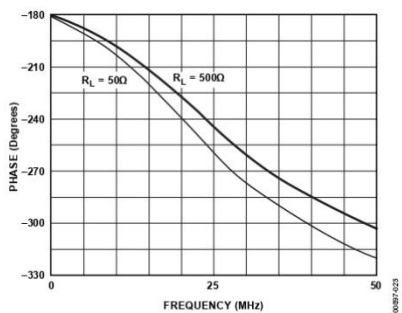


Figure 25. Phase vs. Frequency, Gain = +10

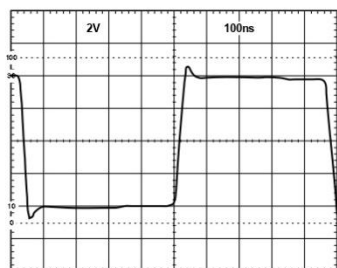


Figure 26. Noninverting Amplifier Large Signal Pulse Response, Gain = +10,  $R_L = 500\ \Omega$

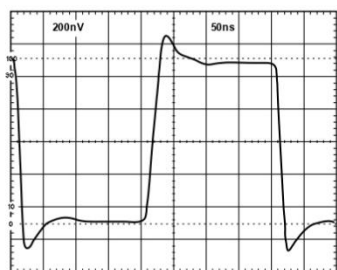


Figure 27. Small Signal Pulse Response, Gain = +10,  $R_L = 500\ \Omega$

## UNDERSTANDING THE AD844

The AD844 can be used in ways similar to a conventional op amp while providing performance advantages in wideband applications. However, there are important differences in the internal structure that need to be understood to optimize the performance of the AD844 op amp.

### OPEN-LOOP BEHAVIOR

Figure 28 shows a current feedback amplifier reduced to essentials. Sources of fixed dc errors, such as the inverting node bias current and the offset voltage, are excluded from this model. The most important parameter limiting the dc gain is the transresistance,  $R_t$ , which is ideally infinite. A finite value of  $R_t$  is analogous to the finite open-loop voltage gain in a conventional op amp.

The current applied to the inverting input node is replicated by the current conveyor to flow in Resistor  $R_t$ . The voltage developed across  $R_t$  is buffered by the unity gain voltage follower. Voltage gain is the ratio  $R_t/R_{IN}$ . With typical values of  $R_t = 3 \text{ M}\Omega$  and  $R_{IN} = 50 \Omega$ , the voltage gain is about 60,000. The open-loop current gain, another measure of gain that is determined by the beta product of the transistors in the voltage follower stage (see Figure 31), is typically 40,000.

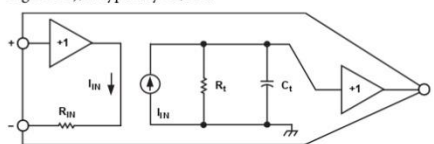


Figure 28. Equivalent Schematic

The important parameters defining ac behavior are the transcapacitance,  $C_t$ , and the external feedback resistor (not shown). The time constant formed by these components is analogous to the dominant pole of a conventional op amp and thus cannot be reduced below a critical value if the closed-loop system is to be stable. In practice,  $C_t$  is held to as low a value as possible (typically 4.5 pF) so that the feedback resistor can be maximized while maintaining a fast response. The finite  $R_{IN}$  also affects the closed-loop response in some applications.

The open-loop ac gain is also best understood in terms of the transimpedance rather than as an open-loop voltage gain. The open-loop pole is formed by  $R_t$  in parallel with  $C_t$ . Because  $C_t$  is typically 4.5 pF, the open-loop corner frequency occurs at about 12 kHz. However, this parameter is of little value in determining the closed-loop response.

### RESPONSE AS AN INVERTING AMPLIFIER

Figure 29 shows the connections for an inverting amplifier. Unlike a conventional amplifier, the transient response and the small signal bandwidth are determined primarily by the value of the external feedback resistor,  $R_1$ , rather than by the ratio of  $R_1/R_2$  as is customarily the case in an op amp application. This is a direct result of the low impedance at the inverting input. As with conventional op amps, the closed-loop gain is  $-R_1/R_2$ .

The closed-loop transresistance is the parallel sum of  $R_1$  and  $R_t$ . Because  $R_1$  is generally in the range of 500  $\Omega$  to 2 k $\Omega$  and  $R_t$  is about 3 M $\Omega$ , the closed-loop transresistance is only 0.02% to 0.07% lower than  $R_1$ . This small error is often less than the resistor tolerance.

When  $R_1$  is fairly large (above 5 k $\Omega$ ) but still much less than  $R_t$ , the closed-loop HF response is dominated by the time constant  $R_1 C_t$ . Under such conditions, the AD844 is overdamped and provides only a fraction of its bandwidth potential. Because of the absence of slew rate limitations under these conditions, the circuit exhibits a simple single-pole response even under large signal conditions.

In Figure 29,  $R_3$  is used to properly terminate the input if desired.  $R_3$  in parallel with  $R_2$  gives the terminated resistance. As  $R_1$  is lowered, the signal bandwidth increases, but the time constant  $R_1 C_t$  becomes comparable to higher order poles in the closed-loop response. Therefore, the closed-loop response becomes complex, and the pulse response shows overshoot. When  $R_2$  is much larger than the input resistance,  $R_{IN}$ , at Pin 2, most of the feedback current in  $R_1$  is delivered to this input, but as  $R_2$  becomes comparable to  $R_{IN}$ , less of the feedback is absorbed at Pin 2, resulting in a more heavily damped response. Consequently, for low values of  $R_2$ , it is possible to lower  $R_1$  without causing instability in the closed-loop response. Table 3 lists combinations of  $R_1$  and  $R_2$  and the resulting frequency response for the circuit of Figure 29. Figure 16 shows the very clean and fast  $\pm 10 \text{ V}$  pulse response of the AD844.

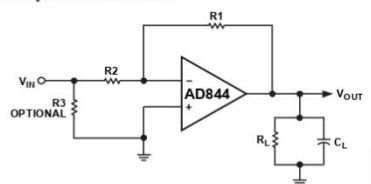


Figure 29. Inverting Amplifier

## Data Sheet

AD844

Table 3. Gain vs. Bandwidth

Gain	R1	R2	BW (MHz)	GBW (MHz)
-1	1 kΩ	1 kΩ	35	35
-1	500 Ω	500 Ω	60	60
-2	2 kΩ	1 kΩ	15	30
-2	1 kΩ	500 Ω	30	60
-5	5 kΩ	1 kΩ	5.2	26
-5	500 Ω	100 Ω	49	245
-10	1 kΩ	100 Ω	23	230
-10	500 Ω	50 Ω	33	330
-20	1 kΩ	50 Ω	21	420
-100	5 kΩ	50 Ω	3.2	320

## RESPONSE AS AN I-V CONVERTER

The AD844 works well as the active element in an operational current-to-voltage converter, used in conjunction with an external scaling resistor,  $R_1$ , in Figure 30. This analysis includes the stray capacitance,  $C_s$ , of the current source, which may be a high speed DAC. Using a conventional op amp, this capacitance forms a nuisance pole with  $R_1$  that destabilizes the closed-loop response of the system. Most op amps are internally compensated for the fastest response at unity gain, so the pole due to  $R_1$  and  $C_s$  reduces the already narrow phase margin of the system. For example, if  $R_1$  is 2.5 kΩ, a  $C_s$  of 15 pF places this pole at a frequency of about 4 MHz, well within the response range of even a medium speed operational amplifier. In a current feedback amp, this nuisance pole is no longer determined by  $R_1$  but by the input resistance,  $R_{IN}$ . Because this is about 50 Ω for the AD844, the same 15 pF forms a pole at 212 MHz and causes little trouble. It can be shown that the response of this system is:

$$V_{OUT} = I_{sig} \frac{KR_1}{(1+s_{Td})(1+s_{Tn})}$$

where:

$K$  is a factor very close to unity and represents the finite dc gain of the amplifier.

$Td$  is the dominant pole.

$Tn$  is the nuisance pole.

$$K = \frac{R_t}{R_t + R_1}$$

$$Td = KR_1C_s$$

$$Tn = R_{IN}C_s \text{ (assuming } R_{IN} \ll R_1 \text{)}$$

Using typical values of  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  and  $R_t = 3 \text{ M}\Omega$ ,  $K = 0.9997$ ; in other words, the gain error is only 0.03%. This is much less than the scaling error of virtually all DACs and can be absorbed, if necessary, by the trim needed in a precise system.

In the AD844,  $R_t$  is fairly stable with temperature and supply voltages, and consequently the effect of finite gain is negligible unless high value feedback resistors are used. Because that results in slower response times than are possible, the relatively low value of  $R_t$  in the AD844 is rarely a significant source of error.

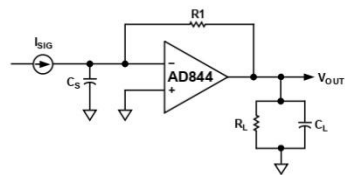


Figure 30. Current-to-Voltage Converter

## CIRCUIT DESCRIPTION OF THE AD844

A simplified schematic is shown in Figure 31. The AD844 differs from a conventional op amp in that the signal inputs have radically different impedance. The noninverting input (Pin 3) presents the usual high impedance. The voltage on this input is transferred to the inverting input (Pin 2) with a low offset voltage, ensured by the close matching of like polarity transistors operating under essentially identical bias conditions. Laser trimming nulls the residual offset voltage, down to a few tens of microvolts. The inverting input is the common emitter node of a complementary pair of grounded base stages and behaves as a current summing node. In an ideal current feedback op amp, the input resistance is zero. In the AD844, it is about 50 Ω.

A current applied to the inverting input is transferred to a complementary pair of unity-gain current mirrors that deliver the same current to an internal node (Pin 5) at which the full output voltage is generated. The unity-gain complementary voltage follower then buffers this voltage and provides the load driving power. This buffer is designed to drive low impedance loads, such as terminated cables, and can deliver  $\pm 50 \text{ mA}$  into a 50 Ω load while maintaining low distortion, even when operating at supply voltages of only  $\pm 6 \text{ V}$ . Current limiting (not shown) ensures safe operation under short-circuited conditions.

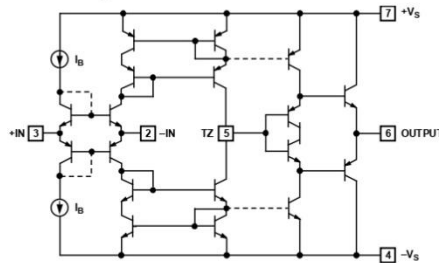


Figure 31. Simplified Schematic

## AD844

## Data Sheet

It is important to understand that the low input impedance at the inverting input is locally generated and does not depend on feedback. This is very different from the virtual ground of a conventional operational amplifier used in the current summing mode, which is essentially an open circuit until the loop settles. In the AD844, transient current at the input does not cause voltage spikes at the summing node while the amplifier is settling. Furthermore, all of the transient current is delivered to the slewing (TZ) node (Pin 5) via a short signal path (the grounded base stages and the wideband current mirrors).

The current available to charge the capacitance (about 4.5 pF) at the TZ node is always proportional to the input error current, and the slew rate limitations associated with the large signal response of the op amps do not occur. For this reason, the rise and fall times are almost independent of signal level. In practice, the input current eventually causes the mirrors to saturate. When using  $\pm 15$  V supplies, this occurs at about 10 mA (or  $\pm 2200$  V/ $\mu$ s). Because signal currents are rarely this large, classical slew rate limitations are absent.

This inherent advantage is lost if the voltage follower used to buffer the output has slew rate limitations. The AD844 is designed to avoid this problem, and as a result, the output buffer exhibits a clean large signal transient response, free from anomalous effects arising from internal saturation.

#### RESPONSE AS A NONINVERTING AMPLIFIER

Because current feedback amplifiers are asymmetrical with regard to their two inputs, performance differs markedly in noninverting and inverting modes. In noninverting modes, the large signal high speed behavior of the AD844 deteriorates at low gains because the biasing circuitry for the input system (not shown in Figure 31) is not designed to provide high input voltage slew rates.

However, good results can be obtained with some care. The noninverting input does not tolerate a large transient input; it must be kept below  $\pm 1$  V for best results. Consequently, this mode is better suited to high gain applications (greater than  $\times 10$ ). Figure 23 shows a noninverting amplifier with a gain of 10 and a bandwidth of 30 MHz. The transient response is shown in Figure 26 and Figure 27. To increase the bandwidth at higher gains, a capacitor can be added across R2 whose value is approximately  $(R1/R2) \times C_c$ .

#### NONINVERTING GAIN OF 100

The AD844 provides very clean pulse response at high noninverting gains. Figure 32 shows a typical configuration providing a gain of 100 with high input resistance. The feedback resistor is kept as low as practicable to maximize bandwidth, and a peaking capacitor ( $C_{PK}$ ) can optionally be added to further extend the bandwidth. Figure 33 shows the small signal response with  $C_{PK} = 3$  nF,  $R_L = 500 \Omega$ , and supply voltages of either  $\pm 5$  V or  $\pm 15$  V. Gain bandwidth products of up to 900 MHz can be achieved in this way.

The offset voltage of the AD844 is laser trimmed to the  $50 \mu$ V level and exhibits very low drift. In practice, there is an additional offset term due to the bias current at the inverting input ( $I_{BI}$ ), which flows in the feedback resistor (R1). This can optionally be nulled by the trimming potentiometer shown in Figure 32.

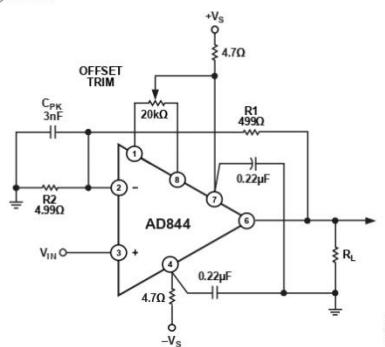


Figure 32. Noninverting Amplifier Gain = 100, Optional Offset Trim Is Shown

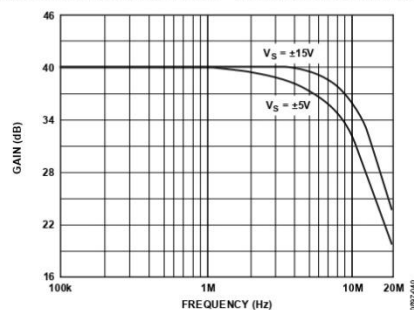


Figure 33. AC Response for Gain = 100, Configuration Shown in Figure 32

## USING THE AD844

### BOARD LAYOUT

As with all high frequency circuits considerable care must be used in the layout of the components surrounding the AD844. A ground plane, to which the power supply decoupling capacitors are connected by the shortest possible leads, is essential to achieving clean pulse response. Even a continuous ground plane exhibits finite voltage drops between points on the plane, and this must be kept in mind when selecting the grounding points. In general, decoupling capacitors should be taken to a point close to the load (or output connector) because the load currents flow in these capacitors at high frequencies. The +IN and -IN circuits (for example, a termination resistor and Pin 3) must be taken to a common point on the ground plane close to the amplifier package.

Use low impedance 0.22  $\mu\text{F}$  capacitors (AVX SR305C224KAA or equivalent) wherever ac coupling is required. Include either ferrite beads and/or a small series resistance (approximately 4.7  $\Omega$ ) in each supply line.

### INPUT IMPEDANCE

At low frequencies, negative feedback keeps the resistance at the inverting input close to zero. As the frequency increases, the impedance looking into this input increases from near zero to the open-loop input resistance, due to bandwidth limitations, making the input seem inductive. If it is desired to keep the input impedance flatter, a series RC network can be inserted across the input. The resistor is chosen so that the parallel sum of it and R2 equals the desired termination resistance. The capacitance is set so that the pole determined by this RC network is about half the bandwidth of the op amp. This network is not important if the input resistor is much larger than the termination used, or if frequencies are relatively low. In some cases, the small peaking that occurs without the network can be of use in extending the -3 dB bandwidth.

### DRIVING LARGE CAPACITIVE LOADS

Capacitive drive capability is 100 pF without an external network. With the addition of the network shown in Figure 34, the capacitive drive can be extended to over 10,000 pF, limited by internal power dissipation. With capacitive loads, the output speed becomes a function of the overdriven output current limit. Because this is roughly  $\pm 100$  mA, under these conditions, the maximum slew rate into a 1000 pF load is  $\pm 100$  V/ $\mu\text{s}$ . Figure 35 shows the transient response of an inverting amplifier ( $R_1 = R_2 = 1$  k $\Omega$ ) using the feedforward network shown in Figure 34, driving a load of 1000 pF.

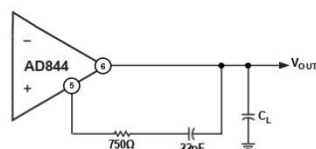


Figure 34. Feedforward Network for Large Capacitive Loads

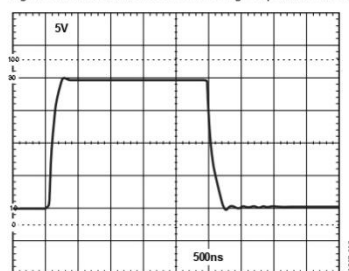
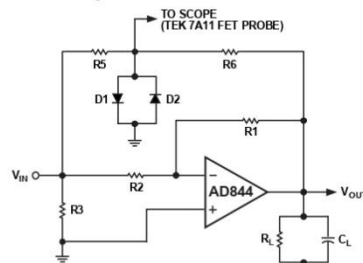


Figure 35. Driving 1000 pF  $C_L$  with Feedforward Network of Figure 34

### SETTLING TIME

Settling time is measured with the circuit of Figure 36. This circuit employs a false summing node, clamped by the two Schottky diodes, to create the error signal and limit the input signal to the oscilloscope. For measuring settling time, the ratio of  $R_6/R_5$  is equal to  $R_1/R_2$ . For unity gain,  $R_6 = R_5 = 1$  k $\Omega$ , and  $R_L = 500$   $\Omega$ . For the gain of -10,  $R_5 = 50$   $\Omega$ ,  $R_6 = 500$   $\Omega$ , and  $R_L$  was not used because the summing network loads the output with approximately 275  $\Omega$ . Using this network in a unity-gain configuration, settling time is 100 ns to 0.1% for a -5 V to +5 V step with  $C_L = 10$  pF.



NOTES  
1. D1, D2 IN6263 OR EQUIVALENT SCHOTTKY DIODE.  
Figure 36. Settling Time Test Fixture

**AD844**

Data Sheet

**DC ERROR CALCULATION**

Figure 37 shows a model of the dc error and noise sources for the AD844. The inverting input bias current,  $I_{BN}$ , flows in the feedback resistor.  $I_{BP}$ , the noninverting input bias current, flows in the resistance at Pin 3 ( $R_P$ ), and the resulting voltage (plus any offset voltage) appears at the inverting input. The total error,  $V_O$ , at the output is:

$$V_O = (I_{BP}R_P + V_{OS} + I_{BN}R_{IN}) \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{BN}R1$$

Because  $I_{BN}$  and  $I_{BP}$  are unrelated both in sign and magnitude, inserting a resistor in series with the noninverting input does not necessarily reduce dc error and may actually increase it.

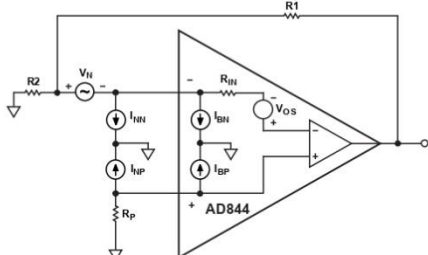


Figure 37. Offset Voltage and Noise Model for the AD844

**NOISE**

Noise sources can be modeled in a manner similar to the dc bias currents, but the noise sources are  $I_{SN}$ ,  $I_{SP}$ ,  $V_{NS}$ , and the amplifier induced noise at the output,  $V_{ON}$ , is:

$$V_{ON} = \sqrt{(I_{NP}R_P)^2 + V_N^2 \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)^2 + (I_{NN}R1)^2}$$

Overall noise can be reduced by keeping all resistor values to a minimum. With typical numbers,  $R1 = R2 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_P = 0 \Omega$ ,  $V_N = 2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $I_{NP} = 10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $I_{SN} = 12 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , and  $V_{ON}$  calculates to  $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . The current noise is dominant in this case, because it is in most low gain applications.

**VIDEO CABLE DRIVER USING  $\pm 5 \text{ V}$  SUPPLIES**

The AD844 can be used to drive low impedance cables. Using  $\pm 5 \text{ V}$  supplies, a  $100 \Omega$  load can be driven to  $\pm 2.5 \text{ V}$  with low distortion. Figure 38 shows an illustrative application that provides a noninverting gain of +2, allowing the cable to be reverse-terminated while delivering an overall gain of +1 to the load. The  $-3 \text{ dB}$  bandwidth of this circuit is typically  $30 \text{ MHz}$ . Figure 39 shows a differential gain and phase test setup. In video applications, differential-phase and differential-gain characteristics are often important. Figure 40 shows the variation in phase as the load voltage varies. Figure 41 shows the gain variation.

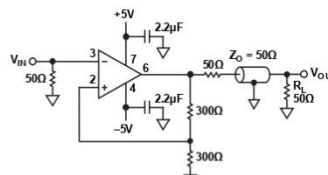


Figure 38. The AD844 as a Cable Driver

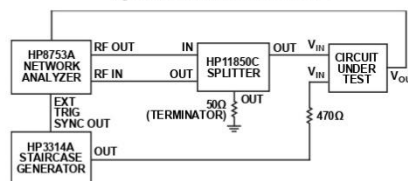


Figure 39. Differential Gain/Phase Test Setup

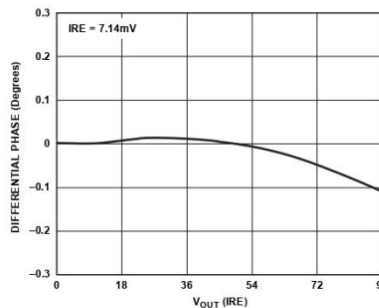


Figure 40. Differential Phase for the Circuit of Figure 38

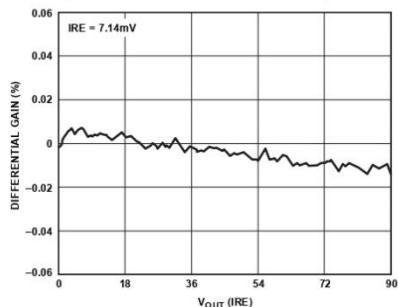


Figure 41. Differential Gain for the Circuit of Figure 38

Data Sheet AD844

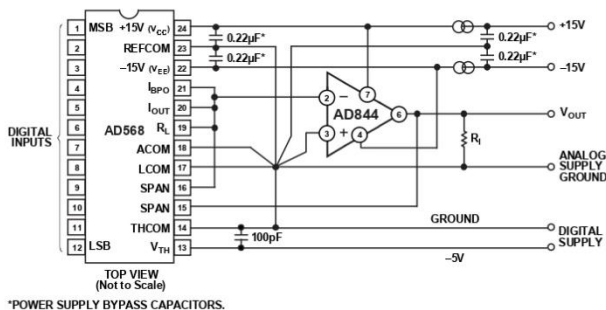


Figure 42. High Speed DAC Amplifier

**HIGH SPEED DAC BUFFER**

The AD844 performs very well in applications requiring current-to-voltage conversion. Figure 42 shows connections for use with the AD568 current output DAC. In this application, the bipolar offset is used so that the full-scale current is  $\pm 5.12$  mA, which generates an output of  $\pm 5.12$  V using the 1 k $\Omega$  application resistor on the AD568. Figure 43 shows the full-scale transient response. Care is needed in power supply decoupling and grounding techniques to achieve the full 12-bit accuracy and realize the fast settling capabilities of the system. The AD568 data sheet should be consulted for more complete details about its use.

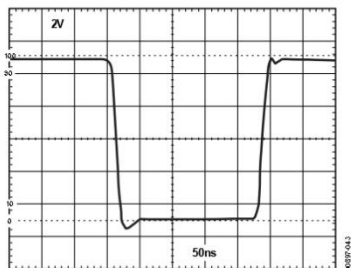


Figure 43. DAC Amplifier Full-Scale Transient Response

**20 MHZ VARIABLE GAIN AMPLIFIER**

The AD844 is an excellent choice as an output amplifier for the AD539 multiplier, in all of its connection modes. (See the AD539 data sheet for full details.) Figure 44 shows a simple multiplier providing the output:

$$V_w = -\frac{V_x V_y}{2V} \tag{1}$$

where  $V_x$  is the gain control input, a positive voltage from 0 V to 3.2 V (maximum), and  $V_y$  is the signal voltage, nominally  $\pm 2$  V full scale but capable of operation up to  $\pm 4.2$  V.

The peak output in this configuration is thus  $\pm 6.7$  V. Using all four of the internal application resistors provided on the AD539 in parallel results in a feedback resistance of 1.5 k $\Omega$ , at which value the bandwidth of the AD844 is about 22 MHz, and is essentially independent of  $V_x$ . The gain at  $V_x = 3.16$  V is 4 dB.

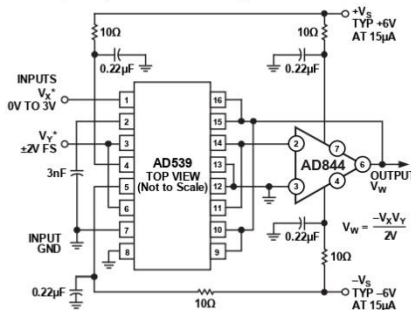


Figure 44. 20 MHz VGA Using the AD539

## AD844

## Data Sheet

Figure 45 shows the small signal response for a 50 dB gain control range ( $V_x = 10 \text{ mV}$  to  $3.16 \text{ V}$ ). At small values of  $V_x$ , capacitive feedthrough on the PC board becomes troublesome and very careful layout techniques are needed to minimize this problem. A ground strip between the pins of the AD539 is helpful in this regard. Figure 46 shows the response to a  $2 \text{ V}$  pulse on  $V_y$  for  $V_x = 1 \text{ V}$ ,  $2 \text{ V}$ , and  $3 \text{ V}$ . For these results, a load resistor of  $500 \Omega$  was used and the supplies were  $\pm 9 \text{ V}$ . The multiplier operates from supplies between  $\pm 4.5 \text{ V}$  and  $\pm 16.5 \text{ V}$ .

Disconnecting Pin 9 and Pin 16 on the AD539 alters the denominator in Equation 1 to  $1 \text{ V}$ , and the bandwidth is approximately  $10 \text{ MHz}$ , with a maximum gain of  $10 \text{ dB}$ . Using only Pin 9 or Pin 16 results in a denominator of  $0.5 \text{ V}$ , a bandwidth of  $5 \text{ MHz}$ , and a maximum gain of  $16 \text{ dB}$ .

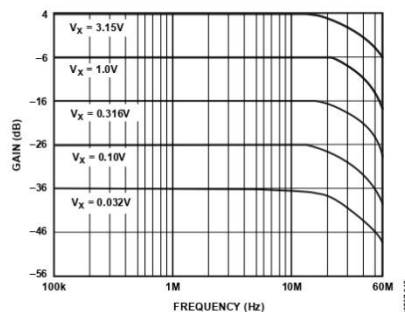
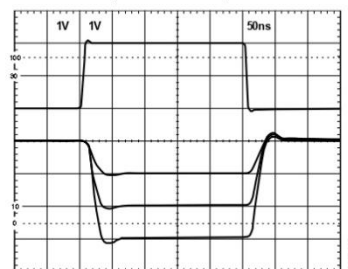
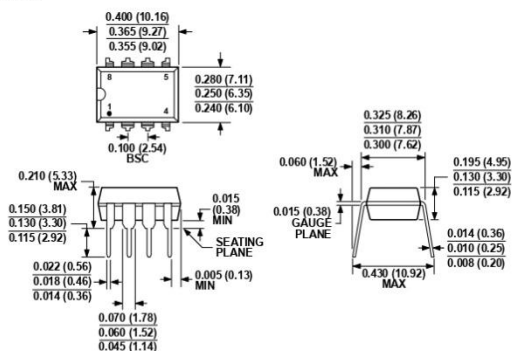


Figure 45. VGA AC Response

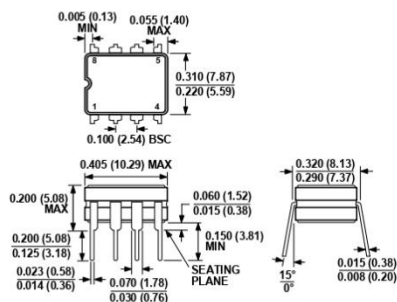
Figure 46. VGA Transient Response with  $V_x = 1 \text{ V}$ ,  $2 \text{ V}$ , and  $3 \text{ V}$

**OUTLINE DIMENSIONS**



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-001  
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN. CORNER LEADS MAY BE CONFIGURED AS WHOLE OR HALF LEADS.

Figure 47. 8-Lead Plastic Dual-in-Line Package (PDIP) (N-8)  
 Dimensions shown in inches and (millimeters)

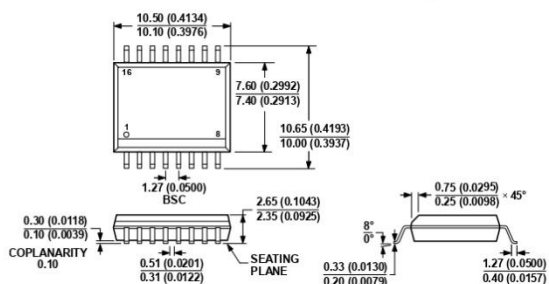


CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN INCHES; MILLIMETER DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF INCH EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 48. 8-Lead Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP) (Q-8)  
 Dimensions shown in inches and (millimeters)

AD844

Data Sheet



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-013-AA  
 CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS  
 (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR  
 REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 49. 16-Lead Standard Small Outline Package [SOIC\_W]  
 Wide Body  
 (RW-16)

Dimensions shown in millimeters and (inches)

### ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD844AN	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
AD844ANZ <sup>1</sup>	-40°C to +85°C	8-Lead Plastic Dual In-Line Package [PDIP]	N-8
AD844ACHIPS	-40°C to +85°C	Die	Die
AD844AQ	-40°C to +85°C	8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP]	Q-8
AD844BQ	-40°C to +85°C	8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP]	Q-8
AD844JRZ-16 <sup>1</sup>	0°C to 70°C	16-Lead Standard Small Outline Package [SOIC_W]	RW-16
AD844JRZ-16-REEL <sup>1</sup>	0°C to 70°C	16-Lead SOIC_W, 7" Tape and Reel	RW-16
AD844SCHIPS	-55°C to +125°C	Die	Die
AD844SQ	-55°C to +125°C	8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP]	Q-8
AD844SQ/883B	-55°C to +125°C	8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP]	Q-8
5962-8964401PA <sup>2</sup>	-55°C to +125°C	8-Lead Ceramic Dual In-Line Package [CERDIP]	Q-8

<sup>1</sup> Z = RoHS Compliant Part.

<sup>2</sup> Refer to the DESC drawing for tested specifications.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล

อริสรา ลือวิสุทธิชาติ

วุฒิการศึกษา

ปีการศึกษา 2553 สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนอนุบาลสมุทรสาคร

ปีการศึกษา 2559 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนศึกษานารี

ปีการศึกษา 2563 สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) วิศวกรรมกระบวนการชีวภาพ คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2567 สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร

ผลงานตีพิมพ์

1. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, เกลิมพันธุ์ แซ่มซ้อย, ธนัท หงษ์เหิรสถิตย์, ธิดิวดี เรือนทอง, ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล, อภิวัฒน์ ต้นทอง, ปวิช ช้อยขุนทด และภมร สีลาพันธ์, “แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงระดับนาโนแอมป์ควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์,” การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 11 (ETCI-CART 2022), จังหวัดลพบุรี, หน้าที่ 14-21, สิงหาคม 2565

2. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และภมร สีลาพันธ์, “วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นพลังงานต่ำโหมดกระแสสามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้การทำงานในช่วง Weak Inversion ของมอสทรานซิสเตอร์,” การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14 (EENET 2022), จังหวัดภูเก็ต, หน้าที่ 117-120, 25-27 พฤษภาคม 2565

3. Phamorn Silapan, Arisara Luewisutichat, Pawich Choykhuntod and Rapeepan Kaewon, “Commercially Available ICs Based Dual Ramp Operations Triangular/Square Wave Generator by Electronically Controllable,” International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2022), Penang, Malaysia,

November 22-25

4. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน, ศักดิ์ระพีไพศาลนันท์, ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล และภมร ศิลาพันธ์, “วงจรมิตต์ทริกเกอร์โหมดกระแสที่ปราศจากอุปกรณ์พาสซีฟและควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้ไอซีเชิงพาสซีฟ (A Current-mode Schmitt Trigger Without Passive Elements and Electrically Adjustable Using Commercially Variable ICs),” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 46 (EECON 2023), จังหวัดกระบี่, หน้า 1-4, 15-17 พฤศจิกายน 2566

5. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, ทวีศักดิ์ นิตจันทร์, อภิวัฒน์ ต้นทอง และภมร ศิลาพันธ์, “การออกแบบและพัฒนาเครื่องประกอบยาความร่วมมือกับ บริษัท แอ็กมิก เอ็นจิเนียริง จำกัด (Design and Development of an Inhaler Automatic Machine in Collaboration with Acmic Engineering Co., Ltd.),” การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 15 (ETCI-CART 2023), จังหวัดประจวบคีรีขันธ์, หน้า 319-322, 26-28 เมษายน 2566

6. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, บุษกร การสมชิต, สุทธิดา ดวงกุมเรศ, อรพรรณ ประทุมถิ่น และภมร ศิลาพันธ์, “ระบบเตือนภัยภายในบ้านผ่านแอปพลิเคชัน (Home Alarm System Using Application),” การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 16 (ETCI-CART 2024), จังหวัดสุรินทร์, หน้า 230-233, 7-9 พฤษภาคม 2567

7. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และภมร ศิลาพันธ์, “A Schmitt Trigger Independently/Electronically Controllable Upper and Lower Threshold Currents.,” 21st International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2024), Khon Kaen, pages 1-5, 27-30 May 2024