



การสังเคราะห์วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโท

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2564

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

การตั้งเคราะห์ดวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2564

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

THE SYNTHESIS OF CURRENT-MODE AUTOMATIC GAIN CONTROL



By

MR. Natthapanya PICHETPIRIYA

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for Master of Engineering (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Department of ELECTRICAL ENGINEERING

Graduate School, Silpakorn University

Academic Year 2021


Copyright of Silpakorn University

หัวข้อ	การสังเคราะห์วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส
โดย	นายณัฐฐปัญญา พิเชฐพิริยะ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผนก ก แบบ ก 2 ระดับปริญญา มหาบัณฑิต
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก	อาจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์

---

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

	คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร.จุไรรัตน์ นันทานิช)	
พิจารณาเห็นชอบ โดย	
	ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา เจวจินดา)	
	อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก
(อาจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์)	
	ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก
(รองศาสตราจารย์ ดร. วินัย ใจกล้า)	



60407204 : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโท

คำสำคัญ : วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ, มอสทรานซิสเตอร์, ช่วงการทำงาน Subthreshold, โหมดกระแส

นาย ญัฐปัญญา พิเชฐพิริยะ: การสังเคราะห์วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : อาจารย์ ดร. ภมร ศีลาพันธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสได้ถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยใช้โครงสร้างวงจรเป็นเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงการทำงาน Subthreshold วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย 4 วงจรหลัก ดังนี้ วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล โหมดกระแส วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โหมดกระแส และวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย โหมดกระแส 2 วงจร การวิเคราะห์เพื่อหาประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอแบ่งออกเป็นสองกรณีคือ กรณีอุดมคติและกรณีไม่เป็นอุดมคติ นอกจากนี้มีการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรด้วยการจำลองการทำงานผ่าน โปรแกรม PSpice โดยใช้โครงสร้างเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์  $0.18\mu\text{m}$  ของ TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) ขึ้นต้นได้ทดสอบวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล โหมดกระแส ซึ่งการทดสอบพบว่าวงจรดังกล่าวสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรขยายที่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลได้และสอดคล้องกับทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ ถัดมาได้ทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โหมดกระแส วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน โหมดกระแส และวงจรอินทิเกรเตอร์ โหมดกระแส จากผลการทดสอบพบว่าวงจรเหล่านี้สามารถทำงานได้ตรงตามที่ได้คาดการณ์ไว้เป็นอย่างดี ขึ้นสุดท้ายเป็นการทดสอบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโดยการนำวงจรทั้งสี่มาต่อรวมกัน ซึ่งวงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณเอาต์พุตให้มีสภาวะคงที่ได้ ขณะที่สัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงไปจากสภาวะปกติ ยิ่งไปกว่านี้วงจรใช้พลังงานเพียง  $1.27\text{mW}$  ที่แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรง  $\pm 0.9\text{V}$

60407204 : Major (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Keyword : Automatic gain control circuit, MOSFET, Subthreshold region, Current-mode

MR. NATTHAPANYA PICHETPIRIYA : THE SYNTHESIS OF CURRENT-MODE  
AUTOMATIC GAIN CONTROL THESIS ADVISOR : PHAMORN SILAPAN, Ph.D.

The synthesis and design of a current-mode automatic gain control circuit are presented in this thesis. The circuit structure is based on MOSFET technology in the subthreshold region. The proposed circuit consists of 4 main circuits as follows: a current-mode exponential amplifier, a current mode full-wave rectifier, and two current-mode lossless integrator. The analysis of the circuit's efficiency is divided into two cases: The ideal case and the non-ideal case. In addition, the circuit's performance is tested by simulating the operation of the PSpice program using the MOSFET technology structure. The parameters of the MOSFET used  $0.18\mu m$  of TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company). Initially, the current-mode exponential amplifier circuit is tested. The test revealed that the circuit could act as an amplifier circuit with an exponential function and in accordance with the theory analyzed. Next, the current-mode full-wave rectifier circuit, the current mode low pass filter, and the current-mode integrator circuit are simulated. The simulation results show that these circuits are able to perform as expected as well. Finally, it simulated the automatic gain control circuit by connecting all four circuits together, which showed that the proposed circuit can control the amplitude of the output signal to have a stable condition. While the input signal changes from the normal state. Moreover, the circuit has a power consumption of only  $1.27mW$  at a  $\pm 0.9V$  DC power supply.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์ ในด้านต่าง ๆ อย่างดียิ่ง และความเมตตาอย่างสูงจาก อาจารย์ ดร.ภมร ศิลาพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ในด้านให้คำปรึกษา วางแผน แนะนำ ช่วยเหลือในทุก ๆ เรื่อง ตลอดจนปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องในด้านต่าง ๆ ที่มีของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ให้มีความถูกต้องสมบูรณ์แบบมากที่สุด และด้วยความเอาใจใส่เป็นธุระในเรื่องต่าง ๆ ทำให้ผู้วิจัยตระหนักถึงความตั้งใจและความทุ่มเทของอาจารย์ที่ปรึกษา จึงขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ระพีพันธ์ แก้วอ่อน หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ที่คอยอนุเคราะห์ในด้านสถานที่และอุปกรณ์ ที่เอื้ออำนวยต่องานวิจัย และด้านเอกสารคำร้องต่าง ๆ ที่ส่งเสริมต่องานวิจัยหลายต่อหลายครั้ง ทำให้วิทยานิพนธ์สำเร็จลุล่วงด้วยดี และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา เจวจินดา ผู้วางแผนการศึกษาและให้กำลังใจในทุก ๆ ด้านของชีวิต รวมถึงคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิการสอบวิทยานิพนธ์ทุก ๆ ท่าน ที่ให้ความอนุเคราะห์กับการสอบวิทยานิพนธ์ด้วยดี

อนึ่ง ผู้วิจัยหวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงมีประโยชน์ไม่มากนักน้อย ต่อผู้ที่ทำงานวิจัยในแนวทางเดียวกัน จึงขอมอบความดีทั้งหมดนี้ให้แก่เหล่าคณาจารย์ผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาการในด้านต่าง ๆ จนทำให้สำเร็จงานวิจัยในครั้งนี้และเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่เกี่ยวข้อง สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ พระครูโกวิทสุตการ เจ้าอาวาสวัด โศกเขมา รองเจ้าคณะอำเภอ นครชัยศรี ผู้มอบทุนการศึกษา พระปลัดพงษ์พัสกร แสนวัฒนภิญโญ ที่คอยสนับสนุนในทุก ๆ เรื่อง และที่ขาดไม่ได้คือนายปวิช ช้อยขุนทด ผู้ดูแลรูปเล่มตรวจทานเล่มวิทยานิพนธ์ให้ด้วยดี และทุก ๆ ท่านอีกมากมายที่ยังไม่ได้เอ่ยนาม หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย และยินดีรับฟังข้อเสนอแนะจากทุกท่าน ที่เข้ามาศึกษางานวิจัยเรื่องนี้ เพื่อให้เกิดประโยชน์ต่อการพัฒนางานวิจัยต่อไป

นาย ฌัญญูปัญญา พิเชฐพิริยะ

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ .....	3
1.3 กรอบแนวความคิด .....	3
1.4 ขอบเขตงานวิทยานิพนธ์.....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	6
2.1 มอสมิทธานซิสเตอร์.....	6
2.1.1 สัญลักษณ์ของมอสมิทธานซิสเตอร์ .....	7
2.1.1.1 มอสมิทธานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ใหม่ด .....	9
2.1.1.2 มอสมิทธานซิสเตอร์แบบดีพลีชันใหม่ด .....	10
2.1.2 เทคโนโลยีของซิมอส .....	10
2.1.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสมิทธานซิสเตอร์ .....	11
2.1.3.1 ย่านไม่นำกระแส (Cutoff).....	13
2.1.3.2 ย่านความต้านทานหรือย่านเชิงเส้น (Ohmic Region).....	13
2.1.3.3 ย่านนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region).....	15
2.1.4 มอสมิทธานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold .....	18



2.1.5	แบบจำลองของมอสเฟต.....	20
2.2	วงจรถ่ายโอนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ .....	20
2.3	วงจรรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ .....	25
2.4	ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง.....	27
2.4.1	วงจร AGC พลังงานต่ำและอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ CMOS .....	27
2.4.2	วงจร AGC ประเภทแอนะล็อกสำหรับตัวรับสัญญาณแบบ CMOS WLAN .....	27
2.4.3	วงจรรภากรับออปติคัลที่มี AGC สำหรับระบบ Radio-over-fiber .....	28
2.4.4	วงจร AGC แบบย่านกว้างไร้ขดลวดโดยมีอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นใช้ตัวสร้างเอกซ์โพเนนเชียลเชิงลบสาขาเดียวสำหรับแอปพลิเคชันแบบมีสาย .....	29
2.4.5	วงจร AGC โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส $0.18\mu\text{m}$ .....	30
2.4.6	วงจร AGC โหมดกระแสแรงดันต่ำและพลังงานต่ำสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แบตเตอรี่ .....	31
บทที่ 3	การสังเคราะห์และการดำเนินงานวิจัย.....	32
3.1	วงจรรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส .....	32
3.2	วงจรรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส .....	35
3.3	วงจรรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแส .....	36
3.4	ผลกระทบอันเนื่องมาจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	41
บทที่ 4	การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง .....	43
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ .....	49
5.1	สรุป .....	49
5.2	ข้อเสนอแนะ .....	51
	รายการอ้างอิง .....	52
	ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ .....	55
	ภาคผนวก ข พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice.....	84
	ประวัติผู้เขียน .....	88

# บทที่ 1

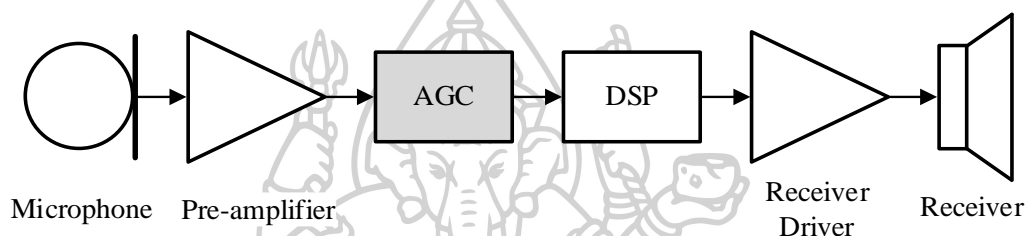
## บทนำ

### 1.1 ที่มาและความสำคัญ

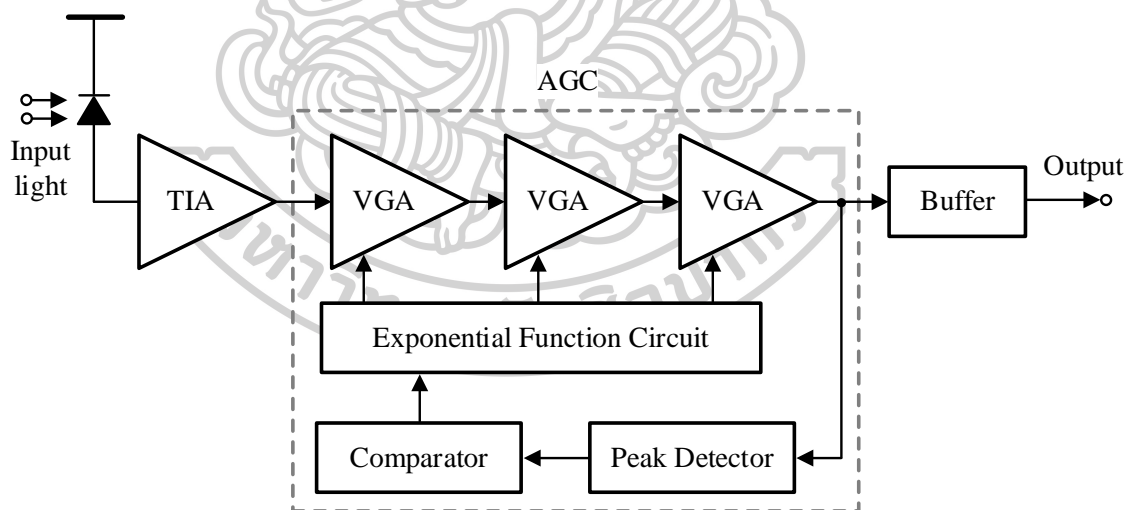
วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC) เป็น วงจรชนิดระบบควบคุมป้อนกลับแบบปิด (Close Loop Feedback Control System) โดยมีวัตถุประสงค์หลักควบคุมขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตให้มีขนาดคงที่ไปตามที่ต้องการ ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณอินพุตก็ตาม ดังนั้นการประยุกต์ใช้ AGC จึงนิยมใช้ในหลากหลายระบบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบสื่อสาร ไร้สายและทางแสง เพราะระบบนี้มีสัญญาณที่แพร่กระจาย ขนาดสัญญาณที่ความแตกต่างกัน ไม่คงที่ ดังนั้น AGC จึงนำมาช่วยปรับขนาดสัญญาณที่รับมามีขนาดคงที่ นอกจากนี้ยังมีเครื่องช่วยฟัง (Hearing Aids) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กที่ติดกับหู ทำหน้าที่การขยายเสียงให้ดังขึ้นให้เหมาะสมกับผู้ที่ปัญหาทางการได้ยิน หรือได้ยินไม่ชัด หรือมีสูญเสียการได้ยินที่น้อยกว่า 90 เดซิเบลลงมาถึง 26 เดซิเบล โดยมีส่วนประกอบที่สำคัญสามส่วนด้วยกันคือลำโพง ไมโครโฟนและวงจรขยายแบบควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ เห็นได้ว่าวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเป็นส่วนสำคัญในเครื่องช่วยฟังอย่างยิ่ง [1-13] ดังแสดงในรูปที่ 1.1-1.3

จากที่กล่าวมาข้างต้นและการศึกษาค้นคว้าพบว่าได้มีการสังเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติเพื่อนำไปใช้งานอย่างกว้างขวาง งานวิจัย [1] และ [4] เป็นวงจร AGC ที่ออกแบบใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย มีจุดเด่นคือสามารถใช้งานได้ย่านความถี่สูงระดับ MHz และมีค่าเวลาคงตัวที่ต่ำในระดับ  $\mu s$  แต่ทั้งสองวงจรมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานค่อนข้างสูงคือ  $7.2mW$  และ  $11.6mW$  ตามลำดับ ใน [12] เป็น AGC ที่ประยุกต์ใช้งานสื่อสารทางแสง วงจรนี้มีจุดเด่นที่ย่านความถี่ที่กว้างถึงระดับ  $3.3GHz$  มีสัญญาณรบกวนที่ต่ำ แต่อย่างไรก็ตามวงจรมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานที่สูงเกิน  $100mW$  ส่วน AGC ที่นำเสนอใน [14] เป็นวงจรที่สามารถใช้งานได้ใ้ย่านความถี่ที่กว้าง แต่วงจรมีข้อด้อยเรื่องการใช้พลังงานสูงถึง  $28mW$  ส่วนงานวิจัยใน [15] เป็น AGC ที่มีจุดเด่นเรื่องใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำเพียง  $1.5V$  แต่ยังใช้พลังงานสูง  $7.12mW$  มีช่วงเวลาคงตัว (Settling Time) สูงถึง  $200ms$  จากที่กล่าวมางานวิจัยที่ [1], [4], [12], [14] และ [15] เป็นวงจร AGC ที่ใช้ช่วงการทำงาน Strong inversion ของมอสทรานซิสเตอร์ในการออกแบบและใช้เทคนิคการประมาณค่าของเอกซ์โพเนนเชียลเทียมหรือซูโดเอกซ์โพเนนเชียล (Pseudo-exponential) จึง

จำเป็นต้องมีวงจรรขยายอย่างน้อยสองตัว เพื่อประมาณค่าเป็นพจน์ของเอกซ์โพเนนเชียล ทำให้วงมีความซับซ้อนและสิ้นเปลืองพลังงานมากขึ้น เนื่องด้วยในงานวิจัยต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมานั้นส่วนใหญ่มีจุดคือยเรื่องอัตราสิ้นเปลืองพลังงานสูง ฉะนั้นจึงไม่เหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์แบบพกพา ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ มีการทำงานในช่วงหนึ่งที่เรียกว่าช่วง Weak inversion หรือ Subthreshold ซึ่งช่วงนี้ได้รับความนิยมไปประยุกต์ใช้เพื่อให้วงจรรใช้ไฟเลี้ยงที่ต่ำ รวมไปถึงลักษณะการทำงานของช่วงนี้คล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



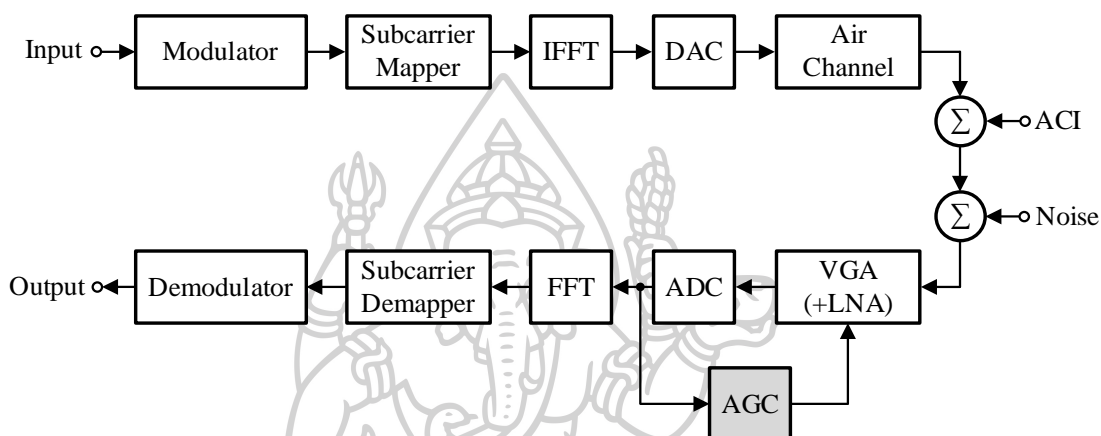
รูปที่ 1.1 การประยุกต์ใช้งาน AGC ในเครื่องช่วยฟัง [11]



รูปที่ 1.2 การประยุกต์ใช้งาน AGC ในระบบสื่อสารทางแสง [12]

ด้วยเหตุผลดังกล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่าน Subthreshold ที่ประกอบด้วยวงจรรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล วงจรรเรียง

กระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียจำนวนสองวงจร โดยมุ่งเน้นให้วงจรมีลักษณะเด่นในเรื่องมีการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าน้อย ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ มีช่วงเวลาคงตัวต่ำ มีด้วยลักษณะเด่นดังกล่าววงจรที่นำเสนอจึงเหมาะสมที่พัฒนาเป็นวงจรรวมที่นำไปใช้ในอุปกรณ์เครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาต่าง ๆ เช่น เครื่องช่วยฟังสมัยใหม่ เครื่องมือวัดแบบพกพาและอุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สาย เป็นต้น



รูปที่ 1.3 การประยุกต์ใช้งาน AGC ในระบบสื่อสารไร้สาย [13]

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1.2.1 ศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์

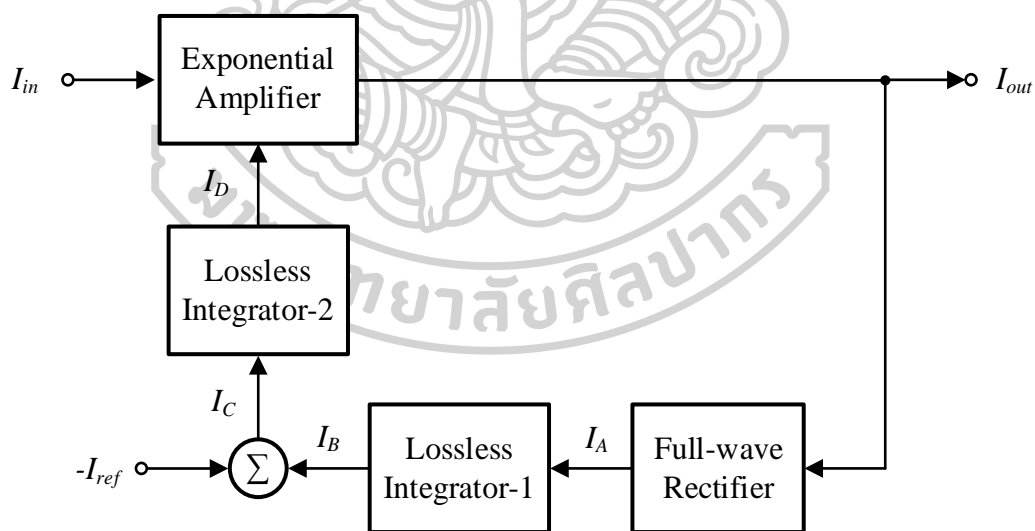
1.2.2 วิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์ขึ้น

1.2.3 ทดลองและอภิปรายประสิทธิภาพของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์ขึ้น

## 1.3 กรอบแนวความคิด

แผนผังของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold ที่แสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส (Current-mode Exponential Amplifier) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส

(Current-mode Full-wave Rectifier) อย่างละหนึ่งวงจร และวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสีย โหมดกระแส (Current-mode Lossless Integrator) อีกสองวงจร หลักการทำงานของวงจรควบคุม อัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสมีรายละเอียดดังนี้ เมื่อมีสัญญาณกระแสอินพุตหรือ  $I_{in}$  ไปที่ วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส ซึ่งวงจรนี้มีหน้าที่ขยายสัญญาณได้ออกมาเป็น สัญญาณเอาต์พุตหรือ  $I_{out}$  จากนั้นเอาต์พุตที่ได้ถูกส่งออกไปสองที่คือ ไปเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติและป้อนกลับไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเรียงกระแสแบบ เต็มคลื่นโหมดกระแส โดยวงจรเรียงกระแสนี้ทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า กระแสตรงหรือ  $I_A$  จากนั้นจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตัวที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่ กรองสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบขึ้นจึงได้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณ  $I_B$  จากนั้นสัญญาณ  $I_B$  ไปหักล้างกับกระแสอ้างอิงที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ( $I_{ref}$ ) จึงเกิดเป็นสัญญาณ  $I_C$  เมื่อสัญญาณ  $I_C$  เข้าสู่วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตัวที่ 2 ในส่วนนี้วงจรทำหน้าที่ห้วงเวลาจนได้เป็น สัญญาณ  $I_D$  เพื่อส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล โดยเป็นตัวกำหนดการเพิ่มหรือลด อัตราขยายสัญญาณ จึงทำให้สามารถควบคุมอัตราขยายทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ได้



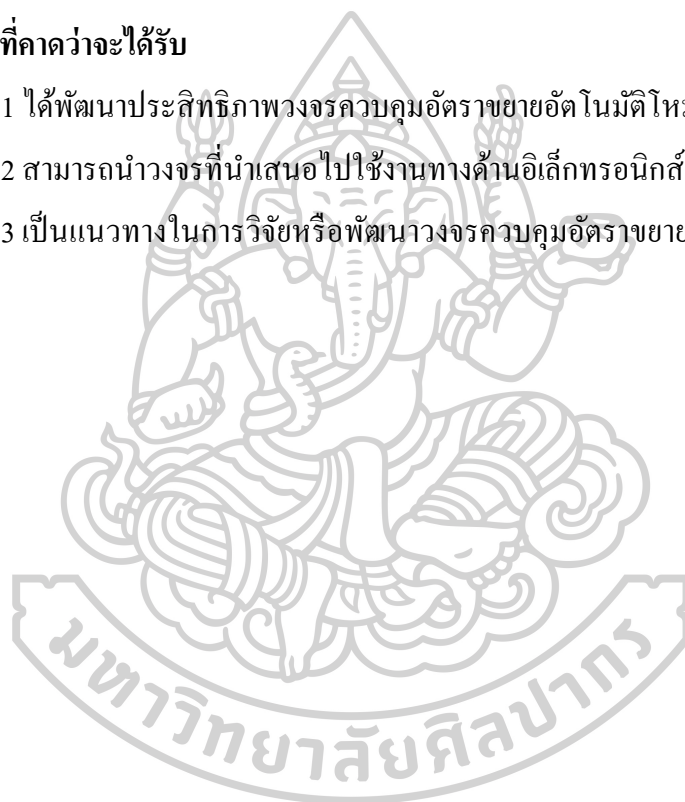
รูปที่ 1.4 แผนผังของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

#### 1.4 ขอบเขตงานวิทยานิพนธ์

- 1.4.1 สังเคราะห์และออกแบบโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์  $0.18\mu m$  เทคโนโลยีของ Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) จำลองผ่านโปรแกรม PSpice
- 1.4.2 วงจรที่สังเคราะห์ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรงไม่เกิน  $\pm 0.9V$
- 1.4.3 วงจรที่สังเคราะห์สามารถรับสัญญาณอินพุตในย่านไม่เกิน  $20\mu A_p$
- 1.4.4 วงจรที่สังเคราะห์สามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ไม่เกิน  $4.8MHz$

#### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้พัฒนาประสิทธิภาพวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส
- 1.5.2 สามารถนำวงจรที่นำเสนอไปใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ที่เกี่ยวข้องด้านอื่นได้
- 1.5.3 เป็นแนวทางในการวิจัยหรือพัฒนาวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสในอนาคตได้



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

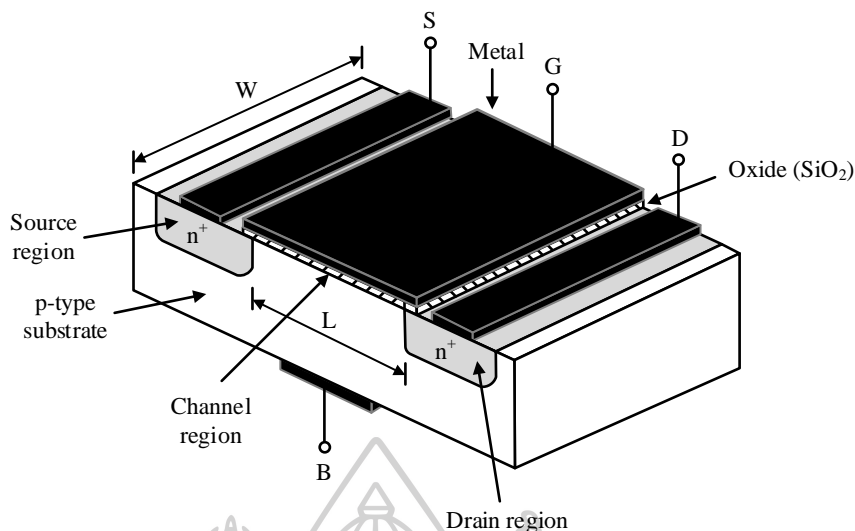
ในบทนี้ทางผู้วิจัยจำเป็นต้องศึกษาหลักการและทฤษฎีของอุปกรณ์ต่าง ๆ รวมถึงการทบทวนวรรณกรรมและบทความในอดีตที่เกี่ยวข้องเพื่อนำมาใช้ในการออกแบบให้เกิดเป็นแนวทางที่ถูกต้องในงานวิจัยนี้ โดยแบ่งออกเป็นหัวข้อต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

- มอสมทรานซิสเตอร์
- วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้อมสมทรานซิสเตอร์
- วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์โดยใช้อมสมทรานซิสเตอร์
- ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 มอสมทรานซิสเตอร์

มอสมทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) หรือเรียกว่า มอสมเฟต (Semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET) [16] เป็นทรานซิสเตอร์ประเภทหนึ่งที่มีลักษณะการทำงานแตกต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor : BJT) กล่าวคือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะการทำงาน คือใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมกระแสเอาต์พุต แต่มอสมเฟตหรือมอสมทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะการทำงาน คือใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมปริมาณของสนามไฟฟ้าระหว่างรอยต่อ มีลักษณะเด่นคือ การสูญเสียพลังงานต่ำ แต่มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงเมื่อเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่น ๆ ที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกัน จึงเป็นที่นิยมในการพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมที่มีจำนวนตัวประกอบ (Component) มาก ๆ เช่น ไอซีระดับ LSI และ VLSI ทั่วไป โดยโครงสร้างของมอสมทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังที่รูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสมทรานซิสเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย ส่วนซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนบอดี้สารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า ซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอร์สและเดรนจะมีแผ่นฟิล์มบางของซิลิกอนไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์ จะมีโพลีซิลิกอนซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate)



รูปที่ 2.1 ลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.1.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

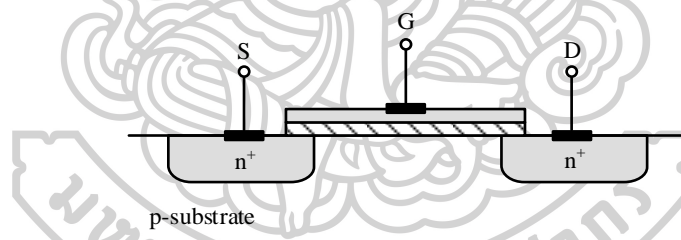
สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์สามารถบอกได้ว่าเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N (NMOS) หรือชนิด P (PMOS) โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอร์ส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกต แสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี (Body) หรือฐานรอง (Substrate) หรือบางที่อาจเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS อีกทั้งสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้ก็อีกว่ามอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดหรือมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.2

	Enhancement	Depletion	Enhancement	Depletion
PMOS				
NMOS				

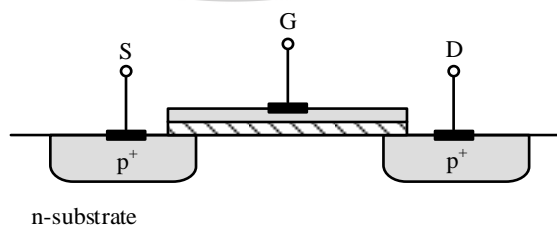
รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดต่าง ๆ



โดยลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่บริเวณเกตประกอบไปด้วย Metal-oxide Semiconductor ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์จึงมีกระแสไหลได้น้อยมากเนื่องจากมีชั้นของฉนวนกันอยู่ ดังนั้นในการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ต้องการเพียงแหล่งจ่ายความต่างศักย์ที่เกตเท่านั้น ไม่ต้องการแหล่งจ่ายกระแส จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์มีการสูญเสียพลังงาน (Power Consumption) ต่ำนั่นเอง สำหรับเดรนและซอร์สนั้น ปกติจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการจึงสามารถใช้สลับกันได้ อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่ง จากรูปที่ 2.2 มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามชนิดของสารกึ่งตัวนำได้ 2 ชนิด คือ เอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel MOS Transistor: NMOS) และพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel MOS Transistor: PMOS) โดยเอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์เป็นการใช้ประจุลบหรืออิเล็กตรอน (Electron) ในการนำกระแสจากเดรนไปยังซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี โดยเดรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น แสดงดังรูปที่ 2.3 พีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์เป็นการใช้ประจุบวกหรือโฮล (Hole) ในการนำกระแสระหว่างเดรนและซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น โดยเดรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 มอสทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS



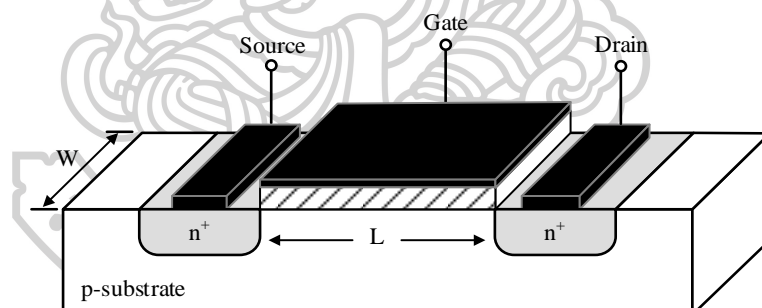
รูปที่ 2.4 มอสทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS

ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งได้โดยสารที่ใช้เป็นช่องลำเลียงอิเล็กตรอนคือเอ็นแชนเนลและพีแชนเนลตามลักษณะโครงสร้างได้เป็น 2 ประเภท คือ มอสทรานซิสเตอร์

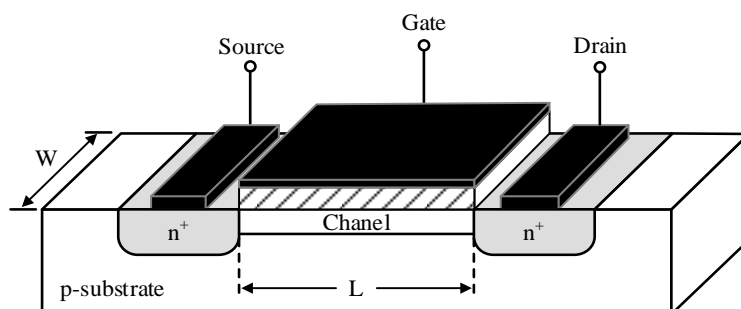
แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และ มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน โหมด (Depletion Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า DMOSFET ซึ่งในแต่ละแบบมีผลต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าในขณะที่ใช้งานต่างกัน ไป

#### 2.1.1.1 มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด

ประกอบด้วยชนิดเอ็นแชนเนลและพีแชนเนล ซึ่งทั้งสองชนิดมีโครงสร้างที่แตกต่างกัน โดยมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดพีแชนเนลจะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นมาสร้างเป็นบอดี แต่มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนลจะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดพีมาสร้างเป็นบอดี ซึ่งมีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-type Substrate) ที่มีอิเล็กโตรดบริเวณเดรนและซอร์สที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ทำการเติมสารเจือชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นสูงเข้าไปที่บอดี แต่บริเวณสารกึ่งตัวนำที่ถูกสารเจือนั้นไม่เชื่อมต่อกันเหมือนในกรณีของดีพลีชันแต่จะเคลือบซิลิกอน ไดออกไซด์ ( $\text{SiO}_2$ ) เป็นฉนวนลงบนบอดีแล้วทำการต่ออิเล็กโตรดที่เป็นโลหะเข้าที่เกต แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนล



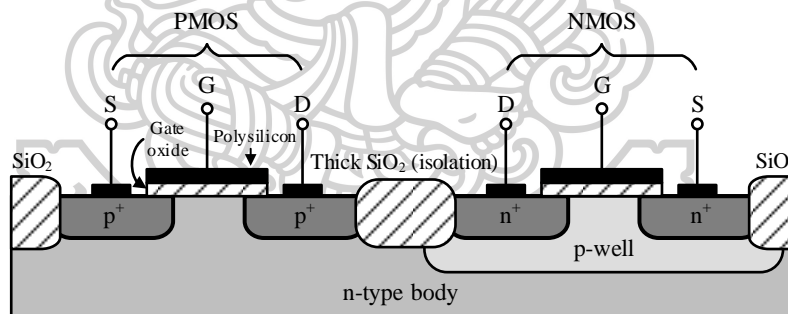
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชัน โหมดชนิดเอ็นแชนเนล

2.1.1.2 มอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชันโหมด

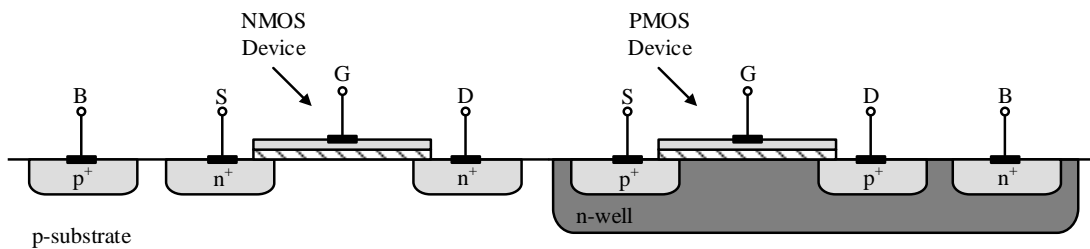
มอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชันโหมด จะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด แตกต่างกันที่ช่องระหว่างซอร์สและเดรนของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชันโหมด จะมีการแพร่สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped N-type Region) เรียกว่าแชนเนล โดยด้านบนแชนเนลนั้นมีฉนวนบาง ๆ ซึ่งทำมาจากซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO<sub>2</sub>) จากนั้นจึงวางอิเล็กโทรดเกตซึ่งเป็นโลหะลงบนซิลิกอนไดออกไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6

2.1.2 เทคโนโลยีของซีมอส

เทคโนโลยีซีมอส (CMOS: Complementary MOS) เป็นการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS) และมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (PMOS) บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน มอสทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่งจะถูกสร้างอยู่ในบ่อบอดี (Well) โดยทั่วไปแล้วนิยมสร้างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีในบ่อบอดีชนิดเอ็น (N-well)



รูปที่ 2.7 วงจรรวมซีมอสสร้างบนบอดีชนิดเอ็น



รูปที่ 2.8 วงจรรวมซีมอสสร้างบนบอดีชนิดพี

จากรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นในส่วนของ การสร้างชิปซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS โดยสังเกตได้ว่าทรานซิสเตอร์ PMOS สร้างได้บนบอดีชนิดเอ็น (7-type Body) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS ต้องสร้างบ่อพี (P-well)

จากรูปที่ 2.8 เป็นการสร้างชิปซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS ที่ล้อมรอบด้วยบ่อเอ็น (N-well) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS อยู่ในบอดีชนิดพี (P-substrate) เมื่อพิจารณา มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาชันเมนต์โทมคทางกายภาพในรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 เห็นได้ว่าวงจรรวมซีมอสประกอบไปด้วยช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นและช่องทางเดินกระแสชนิดพี ซึ่งจำเป็นอย่างมากในการทำให้บอดีชนิดเอ็นและชนิดพีในวงจรรวมซีมอสแยกจากกันทางไฟฟ้าดังเช่นในรูปที่ 2.7 ดังนั้นกระบวนการสร้างบ่อพีแยก (P-well) ถูกใช้เป็นเทคนิคการสร้างวงจรรวมซีมอส โดยเริ่มต้นจากการโคปสารซิลิคอนชนิดเอ็นต่าง ๆ ซึ่งช่องทางเดินกระแสชนิดพีของมอสทรานซิสเตอร์ถูกสร้างขึ้น ต่อมาเป็นกระบวนการสร้างบ่อพีแยกโดยมีช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็นของมอสทรานซิสเตอร์

### 2.1.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์มีหลักการทำงานคือ ใช้แรงดันเกตเพื่อควบคุมประจุพาหะหรือควบคุมแชนเนลระหว่างเกตและซอร์ส ส่วนแรงดันที่ป้อนให้เดรนนั้น จะทำให้รอยต่อพี-เอ็นเป็นไบแอสย้อนกลับ (Reverse Bias) ดังนั้นในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนลแรงดันที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นบวก ในทำนองเดียวกันกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแชนเนลแรงดันที่ขาเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นลบ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส โดยสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์หรือแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสทรานซิสเตอร์แสดงดังสมการที่ (2.1)

$$i_D = k' \frac{W}{L} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (2.1)$$

โดยที่

$k'$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ  $\mu_0 C_{ox}$

$\mu_0$  คือ ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

$C_{ox}$  คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit Area of The Gate Oxide) มีค่าเท่ากับ  $\frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$

$W$  คือ ความกว้างของแชนเนล (Channel Width)

$L$  คือ ความยาวของแชนเนล (Channel Length)

$V_{GS}$  คือ แรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส

$V_{TH}$  คือ แรงดันขีดเริ่มมีค่าเท่ากับ  $V_{TH0} + \gamma(\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|})$

$\gamma$  คือ แรงดันขีดเริ่มของบอดี (Bulk Threshold Voltage) ( $V^{1/2}$ )

$\phi_F$  คือ ศักคาที่พื้นผิวในย่าน Strong inversion มีค่าเท่ากับ  $kT/q \ln(N_{SUB}/n_i)$  (V)

เมื่อ  $\phi_{F(substrate)}$  มีค่าเท่ากับ  $-kT/q \ln(N_{SUB}/n_i)$  กรณี N-channel เมื่อ  $p$  เป็น

บอดี  $\phi_{F(gate)}$  มีค่าเท่ากับ  $-kT/q \ln(N_{GATE}/n_i)$  กรณี N-channel เมื่อ  $n^+$  เป็น

Polysilicon gate

$V_{SB}$  คือ แรงดันระหว่างซอร์สกับบอดี

$V_{DS}$  คือ แรงดันระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส

$n_i$  คือ ความเข้มข้นของพาหะในตัวสารนั้น

$k$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann (Boltzmann's Constant)

$T$  คือ อุณหภูมิจริงขณะนั้น ( $^{\circ}K$ )

$i_D$  คือ กระแสเดรน

$\epsilon_0$  คือ ค่า Permittivity ของ Free space มีค่าเท่ากับ  $8.854 \times 10^{-14} F/cm$

$\epsilon_{Si}$  คือ ค่า Permittivity ของ Silicon มีค่าเท่ากับ  $11.7\epsilon_0 F/cm$

$\epsilon_{OX}$  คือ ค่า Permittivity ของ  $SiO_2$  มีค่าเท่ากับ  $3.9\epsilon_0 F/cm$

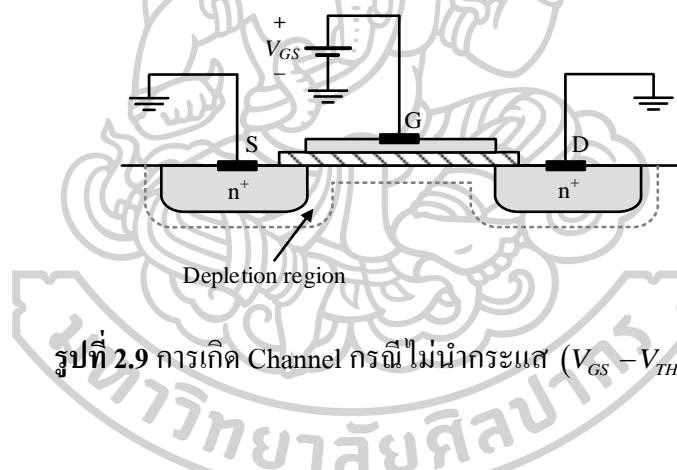
การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หากพิจารณากรณี NMOS ทรานซิสเตอร์เมื่อแรงดันที่ขาเกตสูงถึงค่าหนึ่งจะเรียกว่า “แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage :  $V_{TH}$ )” บอดีที่อยู่ใต้ขาเกตจะเสมือนเป็นการกลับชนิดจาก P-type เป็น N-type (Inversion) เป็นผลให้ N-type ที่เกิดขึ้นใหม่ระหว่างขาซอร์สและเดรนนั้นยอมให้เกิดพาหะเพื่อนำพาอิเล็กตรอนผ่านไปได้ ซึ่งจะเรียกเงื่อนไขนี้ว่า Strong inversion มอสทรานซิสเตอร์ใน Strong

inversion จะแบ่งการทำงานหลัก เป็น 3 ย่าน (Region) โดยคุณสมบัติและการทำงานของ มอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งออกเป็นย่านต่าง ๆ ได้ดังนี้

### 2.1.3.1 ย่านไม่นำกระแส (Cutoff)

เมื่อป้อนแรงดัน  $V_{GS}$  น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{TH}$  : Threshold Voltage) หรือ  $V_{TH} > V_{GS}$  สนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ที่เกิดจากแรงดัน  $V_{GS}$  จะผลักให้โฮลในสารกึ่งตัวนำที่ผิวสัมผัสเคลื่อนที่ห่างออกไป ทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใต้ส่วนเกต ดังรูปที่ 2.9 ดังนั้นในกรณีนี้ แครนและชอร์ส ยังคงถูกแยกจากกันด้วยชั้นของบริเวณปลอดพาหะและเมื่อแรงดันแครนชอร์สเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสแครนเกิดการไหลแต่มีค่าน้อยมากประมาณเป็นศูนย์  $i_D \approx 0$  ในสภาวะนี้ มอสทรานซิสเตอร์ยังคงอยู่ในสภาวะคัทออฟ

$$i_D = 0 ; (V_{GS} - V_{TH}) \leq 0 \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.9 การเกิด Channel กรณีไม่นำกระแส ( $V_{GS} - V_{TH}) < 0$

### 2.1.3.2 ย่านความต้านทานหรือย่านเชิงเส้น (Ohmic Region)

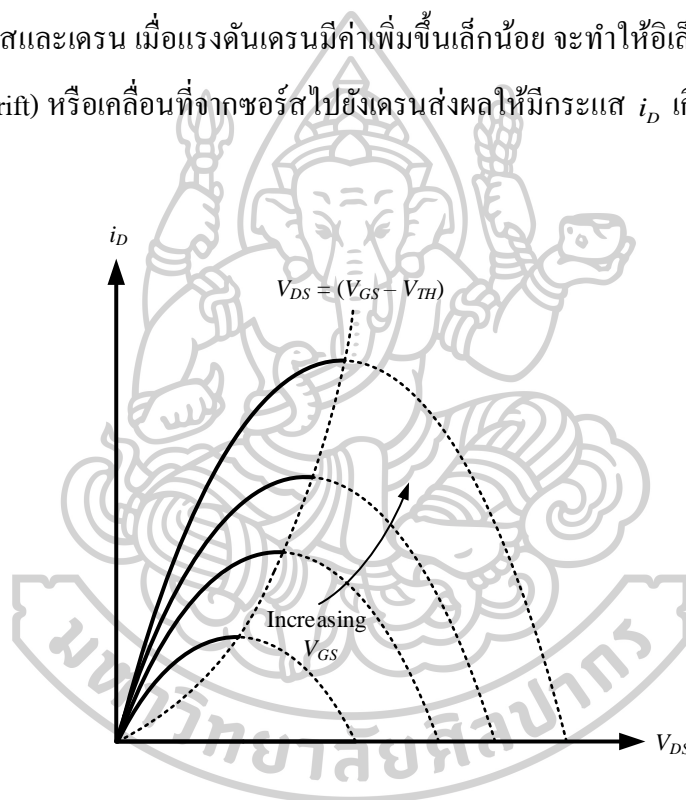
จากสมการที่ (2.1) เมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแครนและแรงดันแครน-ชอร์สจะได้เป็นรูปพาราโบลา ดังรูปที่ 2.10 และจะพบว่าที่ค่าสูงสุดของกราฟเมื่อลากเส้นต่อกันจุดที่ทำให้กราฟ สูงสุดมีค่าเท่ากับแรงดันแครน-ชอร์ส ( $V_{DS}$ ) มีค่าเท่ากับ  $(V_{GS} - V_{TH})$  ซึ่งจุดนี้ก็คือจุดที่มอสทรานซิสเตอร์ จะเริ่มต้นทำงานในย่านอิ่มตัวซึ่งอาจจะเรียกว่าจุด Pinch-off ซึ่งแรงดันแครน-ชอร์ส ที่จุดนี้จะเรียกว่า แรงดันแครน-ชอร์สอิ่มตัว (Saturation) และเป็นเส้นขอบกำหนดย่านการทำงานระหว่างย่านไม่อิ่มตัวกับย่านอิ่มตัว ซึ่งอาจเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(sat)D} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.3)$$

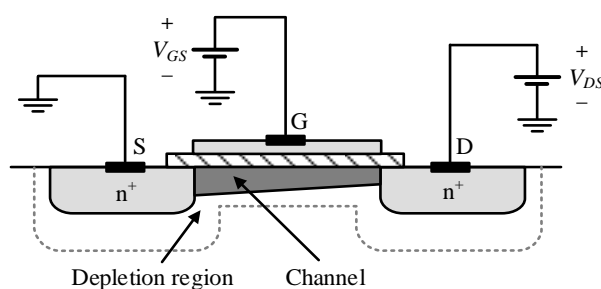
ถ้า  $V_{DS}$  มีค่าน้อยกว่า  $V_{DS(sat)}$  มอสมทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ซึ่งสามารถใช้สมการที่ (2.3) ได้ดังนี้

$$i_D = k' \frac{W}{L} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} ; (V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS} \quad (2.4)$$

ในย่านการทำงานนี้แรงดัน  $V_{GS} - V_{TH}$  ต้องมากกว่าแรงดัน  $V_{DS}$  ทำให้สนามไฟฟ้าในชั้นฉนวนออกไซด์ที่เกิดขึ้น มีค่ามากพอที่จะเหนี่ยวนำให้เกิดแชนเนลในสารกึ่งตัวนำบริเวณใต้ส่วนเกต แชนเนลที่เกิดขึ้นนี้เสมือนเป็นแท่งสารกึ่งตัวนำ ที่มีความยาวเท่ากับ  $L$  โดยมีปลายทั้งสองด้านเป็นส่วนของซอร์สและเดรน เมื่อแรงดันเดรนมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย จะทำให้อิเล็กตรอนในแชนเนลเกิดการครีพท์ (Drift) หรือเคลื่อนที่จากซอร์สไปยังเดรนส่งผลให้มีกระแส  $i_D$  เกิดขึ้น

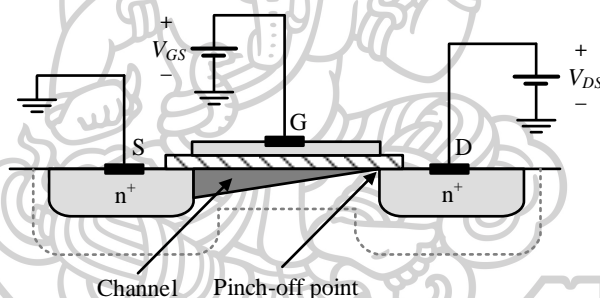


รูปที่ 2.10 กราฟความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสจากสมการของ Sah



รูปที่ 2.11 การเกิด Channel กรณีที่  $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$  ย่านไม่อิ่มตัว

เมื่อสังเกตจากกราฟของมอสทรานซิสเตอร์ย่านไม่อิ่มตัวดังรูปที่ 2.10 (ในด้านเส้นทึบ) กราฟจะเหมือนกับคุณสมบัติของความต้านทานและคอนข้างมีความเป็นเชิงเส้น จึงอาจจะเรียกช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นี้ว่าย่านเชิงเส้น (Linear Region) หรือ Ohmic region หรือ Triode region เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากขึ้นจนทำให้แรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่บริเวณปลายด้านเดรนมีค่าเท่ากับ  $V_{TH}$  ทำให้ขนาดของแชนเนลที่ปลายด้านเดรนมีค่าลดลงเป็นศูนย์ กล่าวคือ แชนเนลขาดออกพอดีที่เดรน ดังรูปที่ 2.12 เรียกสภาวะนี้ว่า สภาวะพิตช์ออฟ (Pinch-off) ค่า  $V_{DS}$  ที่ทำให้เริ่มเกิดสภาวะพิตช์ออฟ เรียกว่า แรงดันเดรน-ซอร์สอิ่มตัว  $V_{DS(sat)}$  หรือเรียกว่าแรงดัน Pinch-off ( $V_{pinch}$ ) ในย่านอิ่มตัวนั้น ความต้านทานของแชนเนลจะแปรผกผันตรงกับ  $V_{DS}$  โดยเมื่อ  $V_{DS}$  เริ่มมีค่าสูงกว่าเงื่อนไข  $V_{DS(sat)}$  คุณสมบัติของกระแสจะชะลอตัวลง ซึ่งนั่นหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนย่านการทำงานไปเป็นย่านอิ่มตัว ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.12 การเกิด Channel กรณีที่  $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$  หรือ  $V_{DS(sat)}$

### 2.1.3.3 ย่านนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region)

เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่ามากกว่า  $V_{GS} - V_{TH}$  หรือ  $V_{DS(sat)}$  กระแสเดรนจะเป็นอิสระจาก  $V_{DS}$  ดังนั้นแทนที่สมการที่ (2.1) ด้วย  $V_{DS(sat)}$  ได้สมการของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัวเท่ากับ

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ (2.4) พบว่ากระแสเดรนจะไม่ขึ้นกับการเพิ่มขึ้นของแรงดัน  $V_{DS}$  แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้อง เพราะเมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นจะพบว่ามิกระแสเดรนเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและมีลักษณะเป็นเชิงเส้นคล้ายกับในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อ  $V_{DS}$  มีค่าเพิ่มขึ้น กล่าวคือ ระยะของแชนเนลหรือช่องนำกระแสมีค่าลดลง ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การมอดูเลตความยาวแชนเนล (Channel Length



Modulation :  $\lambda$ ) ซึ่งโดยทั่วไป  $\lambda$  จะมีค่าน้อยกว่า 1 มาก ๆ และแปรผกผันกับค่า  $L$  โดยสมการกระแสเดรนของมอสย่านอิมิตัวที่สมบูรณ์จะเพิ่มองค์ประกอบ  $(1 + \lambda V_{DS})$  เข้าไป ทำให้สมการที่ (2.4) กลายเป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.6)$$

จากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 3 ย่านดังสมการที่ (2.2), (2.3) และ (2.4) สามารถนำมาพล็อตเป็นกราฟแบบ Normalized ได้ดังรูปที่ 2.13 โดยกำหนดให้  $V_{GSD}$  เป็นค่าของ  $V_{GS}$  ที่ทำให้เกิดค่ากระแสเดรน  $i_{D0}$  ในย่านอิมิตัว ซึ่งเป็นการขยายกราฟรูปที่ 2.10 ไปทางขวาโดยเส้นที่บแสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์กรณี  $\lambda = 0$  ส่วนกรณี  $\lambda \neq 0$  กราฟจะแสดงด้วยเส้นประ เมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นในทางปฏิบัติจุด Pinch-off ทางกายภาพจะมีการเลื่อนไปจากบริเวณขาคาเดรนเล็กน้อย ซึ่งทำให้ค่า  $L$  ในทางปฏิบัติเปลี่ยนไป (สั้นลง) ทำให้เกิดแรงดันระหว่างซอร์สถึงจุด Pinch-off เปลี่ยนแปลงไปจึงทำให้กระแสเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งถ้าเทียบเคียงกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ก็สามารถเขียนในรูปของแรงดัน Early voltage ได้เช่นกันดังสมการที่ (2.7)

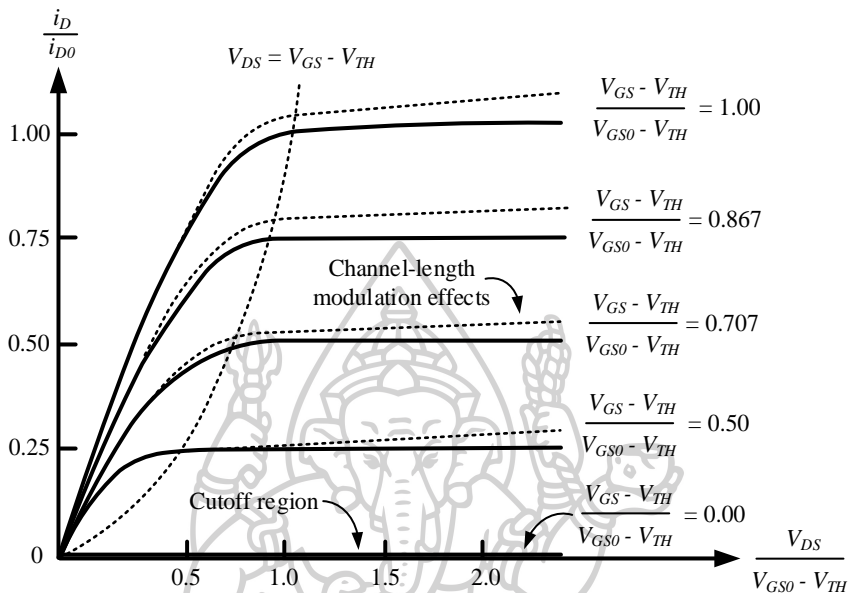
$$\lambda = \frac{1}{V_A} \quad (2.7)$$

ทำให้สมการที่ (2.6) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \left( 1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (2.8)$$

โดยค่า Channel length modulation ( $\lambda$ ) ของมอสทรานซิสเตอร์ก็จะเป็นค่าคงที่เช่นเดียวกับกับ Early voltage ( $V_A$ ) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับขนาดของ  $L$  ตัวอย่างเช่น กรณี  $L = 1\mu\text{m}$ ,  $\lambda \approx 0.04V^{-1}$  (NMOS),  $\lambda \approx 0.05V^{-1}$  (PMOS) และ กรณี  $L = 2\mu\text{m}$ ,  $\lambda \approx 0.01V^{-1}$  (NMOS),  $\lambda \approx 0.01V^{-1}$  (PMOS) ในการออกแบบวงจรด้วยมอสทรานซิสเตอร์เพื่อลดผลกระทบของ Channel length modulation ทำได้โดยกำหนดให้  $L$  มีขนาดใหญ่ ( $> 5\mu\text{m}$ ) เป็นผลให้  $\Delta L \ll L$  ดังนั้นความยาวของแชนเนลจึงมีขนาดสั้นลงจากเดิมน้อยมาก จึงอาจประมาณได้ว่ามีขนาดความยาวเท่าเดิม ดังนั้นแม้ว่า  $V_{DS}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างซอร์สถึงจุด Pinch-off มีค่าคงที่เสมอหรือไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{DS}$  และ เมื่อ  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นสูงกว่า

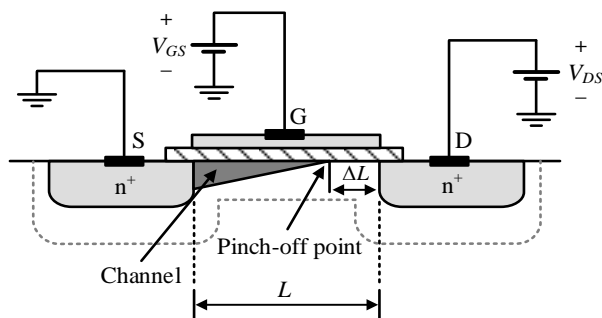
แรงดันแตรน-ซอร์สอิมตัว กระแสดรนจะประมาณได้ว่ามีค่าคงที่เท่ากับกระแสดรนอิมตัว  $i_{D(sat)}$  ซึ่งหาได้จากสมการที่ (2.5)



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ของกระแสดรนและแรงดันที่ขั้วแตรนซอร์ส

ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างมอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์  $0.8\mu m$  Silicon-gate n-well bulk process ใช้ในการคำนวณด้วยมือ

Parameter Symbol	Parameter Description	Typical Parameter Value		Units
$V_{TH0}$	Threshold voltage	$0.7\pm 0.15$	$0.7\pm 0.15$	V
$k'$	Transconductance parameter (in saturation)	$110\pm 10\%$	$50\pm 10\%$	$\mu A/V^2$
$\gamma$	Bulk threshold parameter	0.4	0.57	$V^{1/2}$
$\lambda$	Channel length modulation parameter	0.04 ( $L=1\mu m$ )	0.05 ( $L=1\mu m$ )	$V^{-1}$
$2 \phi_F $	Surface potential at strong inversion	0.7	0.8	V



รูปที่ 2.14 การเกิด Channel กรณีที่  $(V_{GS} - V_{TH}) < V_{DS}$

#### 2.1.4 มอสมทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold

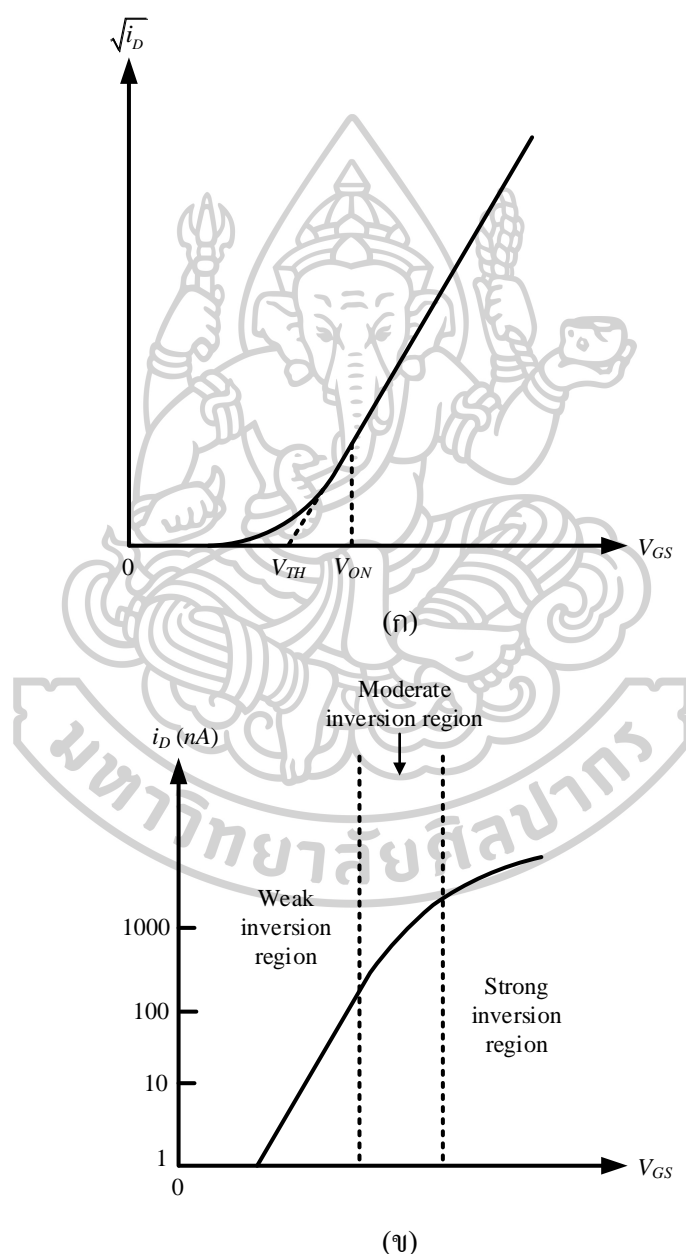
ในหัวข้อก่อนหน้านี้ได้มีการได้กล่าวไว้ว่า จะไม่มีกระแสไหลถ้าแรงดันเกต-ซอร์สมีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้องเสียทีเดียวนัก เนื่องจากเมื่อแรงดัน  $V_{GS}$  เข้าใกล้  $V_{TH}$  คุณสมบัติจะเปลี่ยนจากกฎกำลังสอง (Square-law) ไปเป็นฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียล (Exponential) โดยที่ย่านการทำงานเมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเรียกว่าย่าน Strong inversion และในย่านการทำงานที่ต่ำกว่านั้นเรียกว่าย่าน Subthreshold หรือ Weak inversion โดยที่คุณสมบัติของกระแสแรงดันของมอสมทรานซิสเตอร์ในย่านอ้อมตัวและทำการขยายด้วยการพล็อตในฟังก์ชันรากที่สองของแรงดันเกต-ซอร์ส ในรูป 2.15 (ก) จะพบว่าในช่วงที่แรงดัน  $V_{GS}$  มีค่าสูงกว่า  $V_{TH}$  กราฟจะเป็นเส้นตรง แต่เมื่อ  $V_{GS}$  ต่ำกว่า  $V_{TH}$  กราฟจะเป็นดังรูป 2.15 (ข) จะมีย่านการทำงานที่อยู่ในช่วง Weak inversion อย่างถูกต้องเมื่อ  $i_D$  ต่ำกว่า  $500nA$

การทำงานในย่าน Subthreshold นี้ แรงดัน  $V_{GS}$  จะไม่ถูกจำกัดด้วยแรงดันขีดเริ่มอีกต่อไปจึงเป็นประโยชน์ในการออกแบบและนำไปประยุกต์เป็นวงจรที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ๆ ได้ ซึ่งการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์จะทำงานคล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยสามารถประมาณค่ากระแสเดรนของมอสมทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold ได้ดังนี้

$$i_D \cong \left(\frac{W}{L}\right) i_{D0} \exp\left(\frac{V_{GS}}{nV_T}\right) \quad (2.9)$$

โดยที่  $(W/L)$  คือ ขนาดของมอสมทรานซิสเตอร์  $n$  คือ อัตราความชันของ Subthreshold ( $n = 1 + C_{js}/C_{ox}$ ) เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับเทคโนโลยีที่ใช้ (โดยปกติ  $1 < n < 3$ )  $i_{D0}$  เป็นค่าพารามิเตอร์ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิตและขึ้นอยู่กับแรงดันซอร์ส-บอดี้ ( $V_{SB}$ ) และแรงดันขีด

เริ่ม ( $V_{TH}$ ) ด้วย  $C_{js}$  คือ ค่าความจุที่บริเวณ Depletion region ส่วน  $V_T = kT/q$  คือ ค่าแรงดันอุณหภูมิตั้ง (k คือ ค่าคงที่ Boltzmann, T คือ อุณหภูมิจริงและ q คือ จำนวนประจุ) ซึ่งเป็นที่สังเกตได้จากสมการที่ (2.9) คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ย่าน Subthreshold จะทำงานคล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.15 (ก) คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ย่านอิมิตัว (ข) ย่านการทำงานที่เกิดขึ้นจริง 3 ย่าน

### 2.1.5 แบบจำลองของมอสเฟต

ในปัจจุบันนี้ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป เพื่อวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม PSpice (PC-based Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) และ HSpice เป็น โปรแกรม ซึ่งถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับ โดยโปรแกรม PSpice ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley แห่งรัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม PSpice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตแบ่งออกเป็น 3 ระดับ คือ LEVEL 1, LEVEL 2 และ LEVEL 3

1) LEVEL 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่มีความยาวของแชนเนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah ด้วย

2) LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ที่มีความยาวของแชนเนลน้อยกว่า 10 ไมครอนซึ่งเรียกว่า Short channel effect LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรก คือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนเนล (Effect Channel Length) และ ประการที่สอง คือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region)

3) LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งถูกออกแบบขึ้นโดยอาศัยจากการทดลอง การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสมใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัวและช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

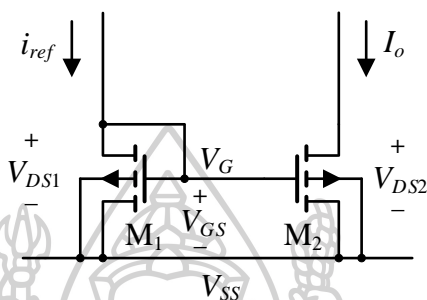
ในปัจจุบัน แบบจำลองของมอสเฟตใน HSPICE ได้มีการพัฒนาขึ้นอีกมากมาย เช่น BSIM (Berkeley Short-channel IGFET Model) หรือ บางครั้งเรียกว่า LEVEL 4 และ HSpice LEVEL 28 เป็นต้น [17]

## 2.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ออสทธานซิสเตอร์

จาก [17] อธิบายว่าวงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรย่อยที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ ความต้านทานทางด้านอินพุตต่ำและมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูง จากคุณสมบัตินี้ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ เป็นอย่างมาก เช่น ภาคขยายกำลังของระบบเซอร์โวมอเตอร์ ภาคขยายกำลังในเครื่องขยายเสียง ภาคขยายสัญญาณส่วนหน้าของเครื่องมือวัดใช้เป็น

ภาระของวงจรถยายสัญญาณขนาดเล็กในวงจรรวม และใช้เป็นวงจรถส่งผ่านกระแส เป็นต้น โดยทั่วไปแล้วสามารถขึ้นมาจากทั้งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสทรานซิสเตอร์

วงจรถสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ อาศัยหลักการที่ว่า หากแรงดันไบแอสที่เกต-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากันแล้วกระแสเดรนจะเท่ากันด้วย



รูปที่ 2.16 วงจรถสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนล

จากรูปที่ 2.16 แสดงวงจรถสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนเนล (N-channel Current Mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่  $i_{ref}$  เป็นกระแสที่ทางเข้าและ  $I_o$  เป็นกระแสที่ทางออกหรือกระแสที่ถูกสะท้อนโดยมอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ที่  $V_{DS1} = V_{GS}$  เมื่อสมมติให้มอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ค่า  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{TH}$  ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  จะทำงานในช่วงอิ่มตัว มีค่ากระแสเดรน คือ

$$i_D = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $k = \mu_n C_{ox} W/L$ ,  $\lambda$  เป็น Channel-length modulation ซึ่งจะได้อัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต  $I_o$  ต่อกระแสที่ทางเข้า  $i_{ref}$  ดังนี้

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \left( \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{TH2}}{V_{GS} - V_{TH1}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left( \frac{\mu_{n2} C_{ox2}}{\mu_{n1} C_{ox1}} \right) \quad (2.11)$$

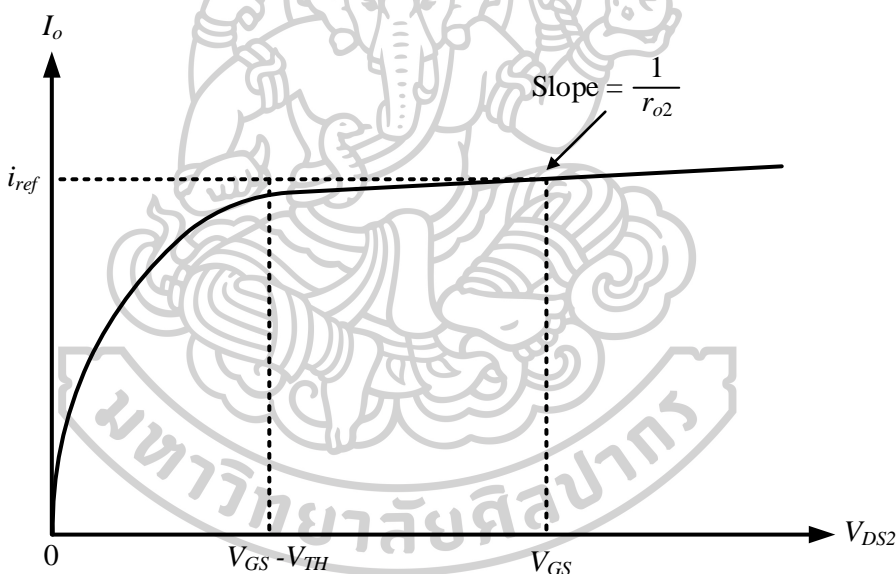
เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิดเดียวกัน โดยทางทฤษฎีแล้วมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจึงมีความสมพงษ์กันทุกประการ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameter) เช่น  $V_{TH}$ ,  $\mu_n$  และ  $C_{ox}$  มีค่าที่เท่ากันด้วย ดังนั้นสมการที่ (2.11) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \left( \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \quad (2.12)$$

ถ้า  $V_{DS2} = V_{DS1}$  และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมพงษ์กันค่า  $\lambda$  ก็จะไม่นำมาพิจารณาทำให้ได้ว่าสมการใหม่ คือ

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.13) จะเห็นว่าอัตราส่วน  $I_o/i_{ref}$  จะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถที่จะกำหนดค่าเหล่านี้ได้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจร หากกำหนดให้  $W_1/L_1 = W_2/L_2$  แล้วจะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสอินพุต โดย  $M_2$  จะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เอาต์พุต



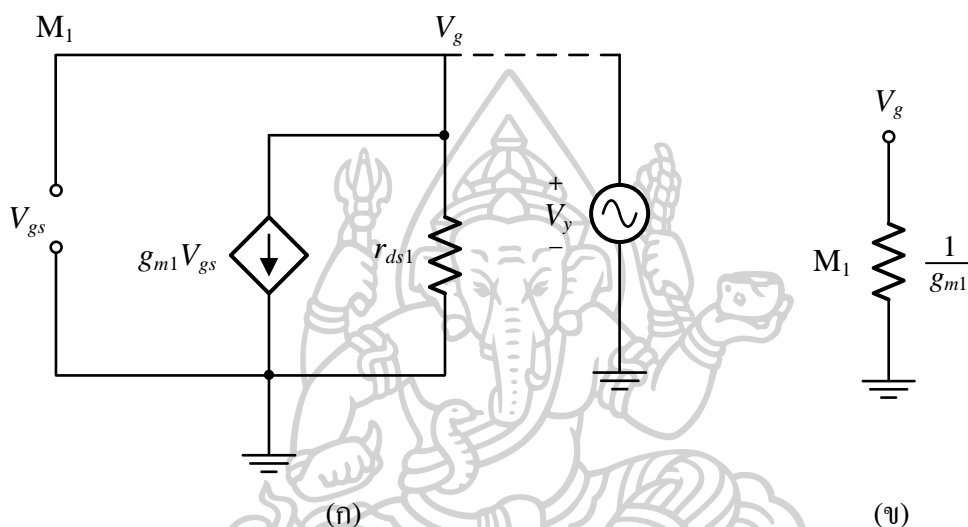
รูปที่ 2.17 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.16 ในกรณี  $M_1$  และ  $M_2$  สมพงษ์กัน

จากการทำงานข้างต้นได้ความสัมพันธ์ว่ามอสทรานซิสเตอร์  $M_2$  ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว จึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.13) ดังนั้นแรงดัน  $V_{DS2}$  ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสม คือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.14)$$

สำหรับในทางปฏิบัติแล้วนั้นจะมีผลของ Channel length modulation เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ แต่หากพิจารณาในกรณีนี้

มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมพงษ์กันแล้ว กระแสเดรนของ  $M_2$  จะเท่ากับกระแสเดรนของ  $M_1$  โดยที่ค่าแรงดันเดรน-ซอร์สของ  $M_2$  เท่ากับแรงดันเดรน-ซอร์สของ  $M_1$  นั่นคือ  $V_{DS2} = V_{GS}$  และเมื่อ  $V_{DS2}$  มีค่าเพิ่มมากขึ้น ค่า  $I_o$  จะเพิ่มขึ้นตามค่าความต้านทานเอาต์พุตของ  $M_2$  ( $r_{o2}$ ) ที่เพิ่มขึ้น สามารถอธิบายได้จากกราฟในรูปที่ 2.17 เมื่อ  $M_2$  ทำงานที่  $V_{GS}$  คงที่ค่าหนึ่งโดยขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{ref}$  ที่ไหลผ่าน  $M_1$



รูปที่ 2.18 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_1$  (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ  $M_1$

จากกราฟในรูปที่ 2.17 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

$$R_o = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_o} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_o} = \frac{1}{\lambda I_o} \tag{2.15}$$

$V_{A2}$  คือ แรงดันจุดเริ่มของ  $M_2$  ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส

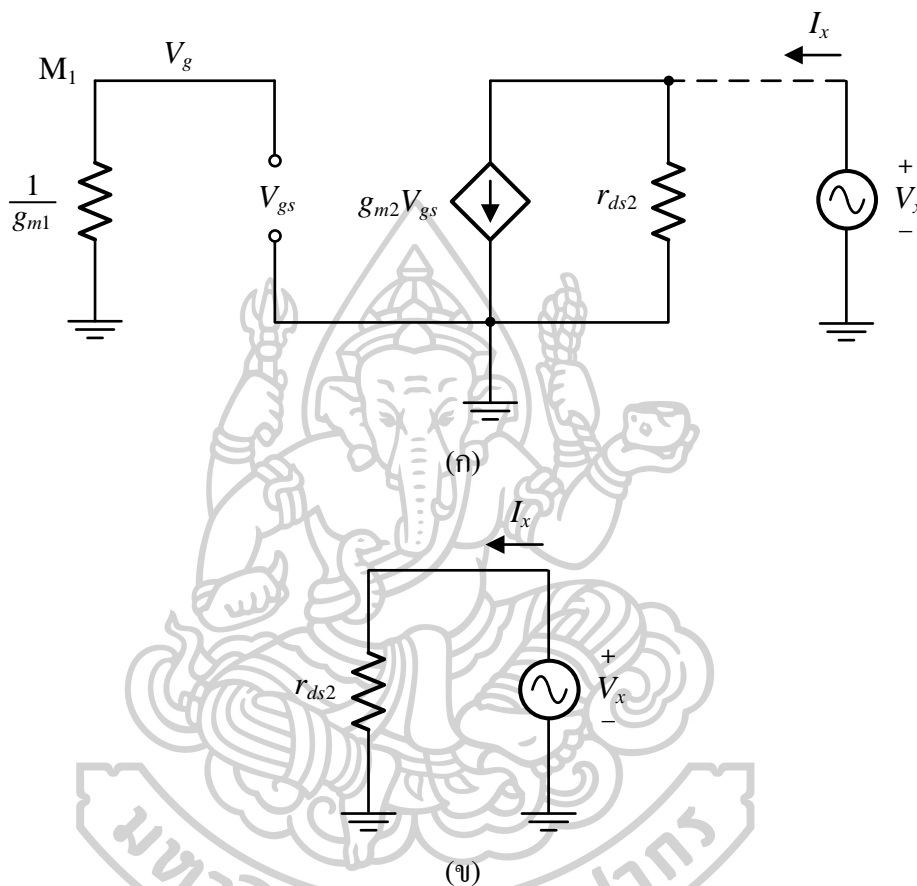
เมื่อพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเฉพาะของ  $M_1$  ในรูปที่ 2.18 (ก) พบว่า  $M_1$  ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอดตัวหนึ่ง  $I_o$  ถูกแทนด้วยวงจรเปิด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ  $M_1$  สามารถหาได้โดยป้อนสัญญาณแรงดันทดสอบ  $V_y$  ที่ขั้วต่อ  $V_g$  ได้สัญญาณกระแส  $I_y$  มีค่าเท่ากับ

$$I_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1} V_{GS} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1} V_y \tag{2.16}$$

และได้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ  $M_1$  เท่ากับ  $1/g_{m1} \parallel r_{ds}$  แต่เนื่องจาก  $r_{ds} \gg 1/g_{m1}$  ดังนั้นค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จึงถูกประมาณว่ามีค่าเท่ากับ  $1/g_{m1}$  ดังรูปที่ 2.18 (ข) จากวงจรสมมูลของ  $M_1$  ในรูปที่



2.19 (ก) เมื่อ  $V_{GS}$  ต่อลงกราวนด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน  $1/g_{m1}$  และ  $g_{m2}V_{GS}$  เท่ากับศูนย์ จึงได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 2.19 (ข) ค่าเอาต์พุต อิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ  $r_{ds2}$



รูปที่ 2.19 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูปที่ 2.19 (ก)

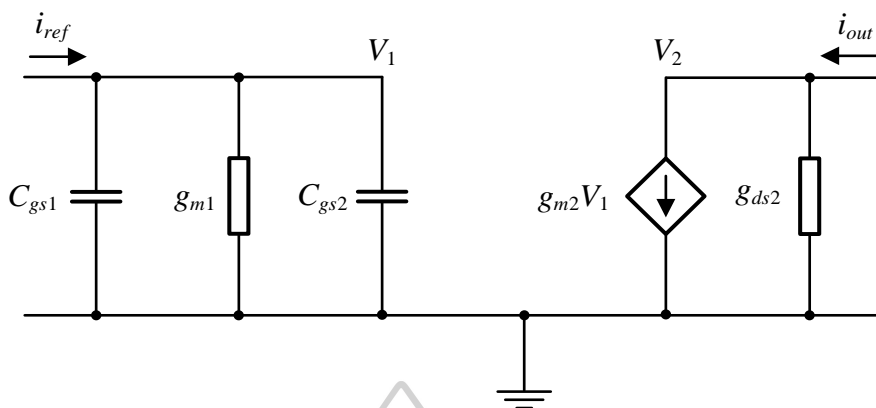
จากรูปที่ 2.20 สามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer Function) ได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดคงที่เท่ากับ  $i_{ref}$  พิจารณาที่โหนด  $V_1$

$$i_{ref}(s) = (sC_{GS1} + g_{m1} + sC_{GS2})V_1 \tag{2.17}$$

$$V_1 = \frac{i_{ref}(s)}{sC_{GS1} + g_{m1} + sC_{GS2}} \tag{2.18}$$

ที่โหนด  $V_2$

$$i_{out}(s) = g_{m2}V_1 \tag{2.19}$$



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 2.16

แทนสมการที่ (2.18) ลงใน (2.19) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{GS1} + C_{GS2})} \tag{2.20}$$

หรือ

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s(C_{GS1} + C_{GS2})}{g_{m1}}} \right] \tag{2.21}$$

กรณีความถี่ต่ำถึงความถี่ปานกลางจะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{ref}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \tag{2.22}$$

### 2.3 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปโดยใช้มอดูเลชันทรานซิสเตอร์

จาก [17] กล่าวว่าวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปเป็นส่วนประกอบด้านอินพุตของวงจรผลต่างกระแสที่มีความต้านทานแฝงที่อินพุตแสดงดังรูปที่ 2.21 เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัวและไม่คำนึงถึงของการแปลงผันความยาวช่องนำกระแส (Channel Length Modulation) โดยกำหนดให้ขนาดของทรานซิสเตอร์  $M_1$ - $M_2$  และ  $M_4$ - $M_5$  จะสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแส  $I_2$  และ  $I_5$  ได้เป็น

$$I_2 = I_{B1} + V_n \sqrt{2\beta_p I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_p V_n^2 \tag{2.23}$$

และ

$$I_5 = I_{B1} - V_n \sqrt{2\beta_p I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_n V_n^2 \quad (2.24)$$

เมื่อ  $\beta_n = \mu_n C_{ox} (W/L)$  และ  $\beta_p = \mu_p C_{ox} (W/L)$  คือ ค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพของ NMOS และ PMOS ตามลำดับ เนื่องจาก

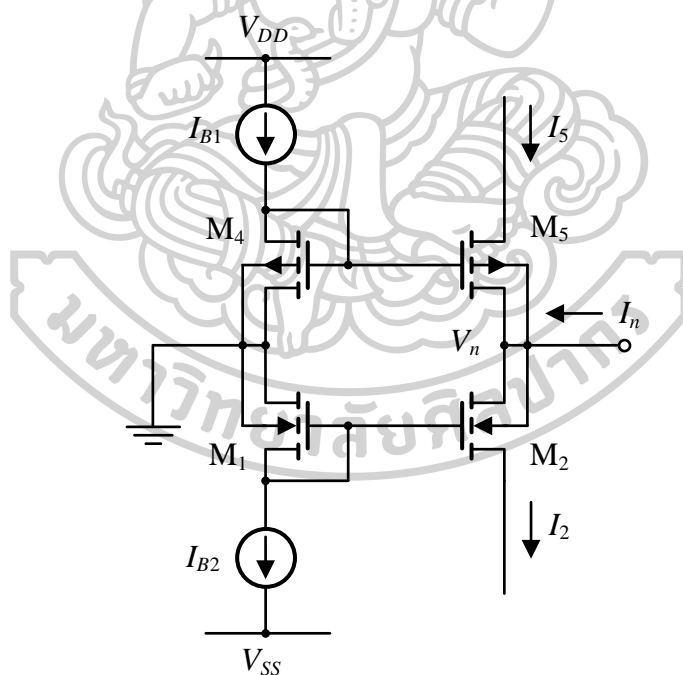
$$I_n = I_2 - I_5 \quad (2.25)$$

แทนสมการที่ (2.23) และ (2.24) ลงในสมการที่ (2.25) จะได้

$$I_n = V_n \sqrt{2I_{B1}} (\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_p}) + \frac{1}{2} V_n^2 (\beta_n - \beta_p) \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) หาก  $\beta_n = \beta_p = \beta$  จะพบว่าค่าความต้านทานแฉงที่ขั้ว p และ n มีค่าเท่ากับ

$$R_n = \frac{V_n}{I_n} = \frac{1}{\sqrt{8\beta I_{B1}}} \quad (2.27)$$

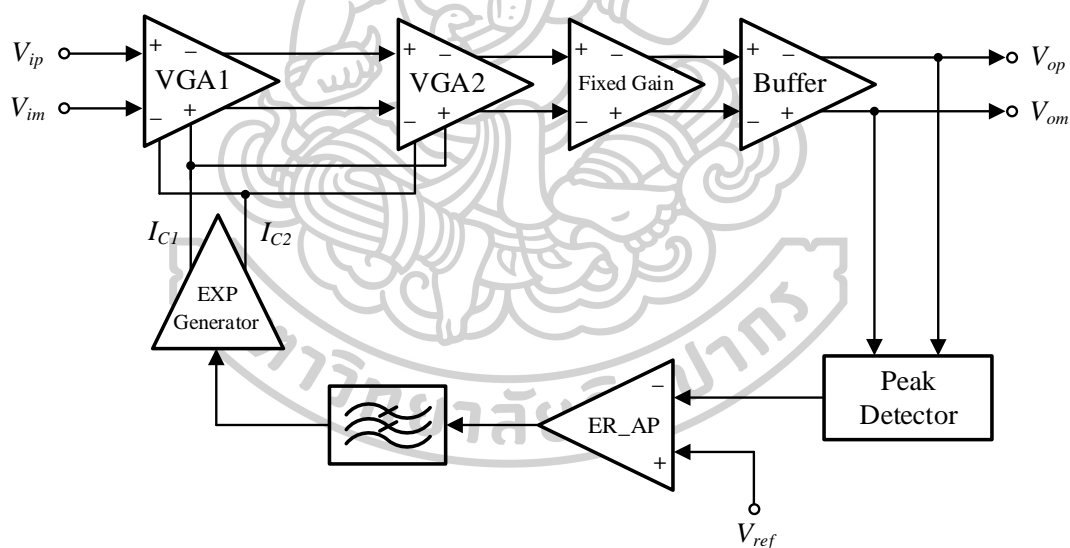


รูปที่ 2.21 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป

## 2.4 ทบทวนวรรณกรรมและบทความที่เกี่ยวข้อง

### 2.4.1 วงจร AGC พลังงานต่ำและอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ CMOS

วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติพลังงานต่ำและอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ CMOS [1] มีแผนผังของวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.22 ประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล วงจรตรวจจับค่ายอดคลื่น วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อย่างละหนึ่งวงจร และวงจรปรับอัตราขยาย โครงสร้างของวงจรนี้มีจุดเด่น คือ วงจรปราศจากตัวต้านทานทำให้สามารถลดการสิ้นเปลืองพลังงานได้ อีกทั้งสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงถึงระดับ MHz และมีค่าเวลาคงตัวเท่ากับ  $5\mu s$  แต่อย่างไรก็ตาม โครงสร้างของวงจรนี้ใช้การออกแบบวงจรด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานย่าน Strong inversion ส่งผลให้ในการสร้างวงจรที่ให้เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล จำเป็นต้องใช้เทคนิคการประมาณค่าเอกซ์โพเนนเชียล รวมถึงวงจรโครงสร้างนี้ยังใช้พลังงานสูงอยู่ที่  $7.2mW$

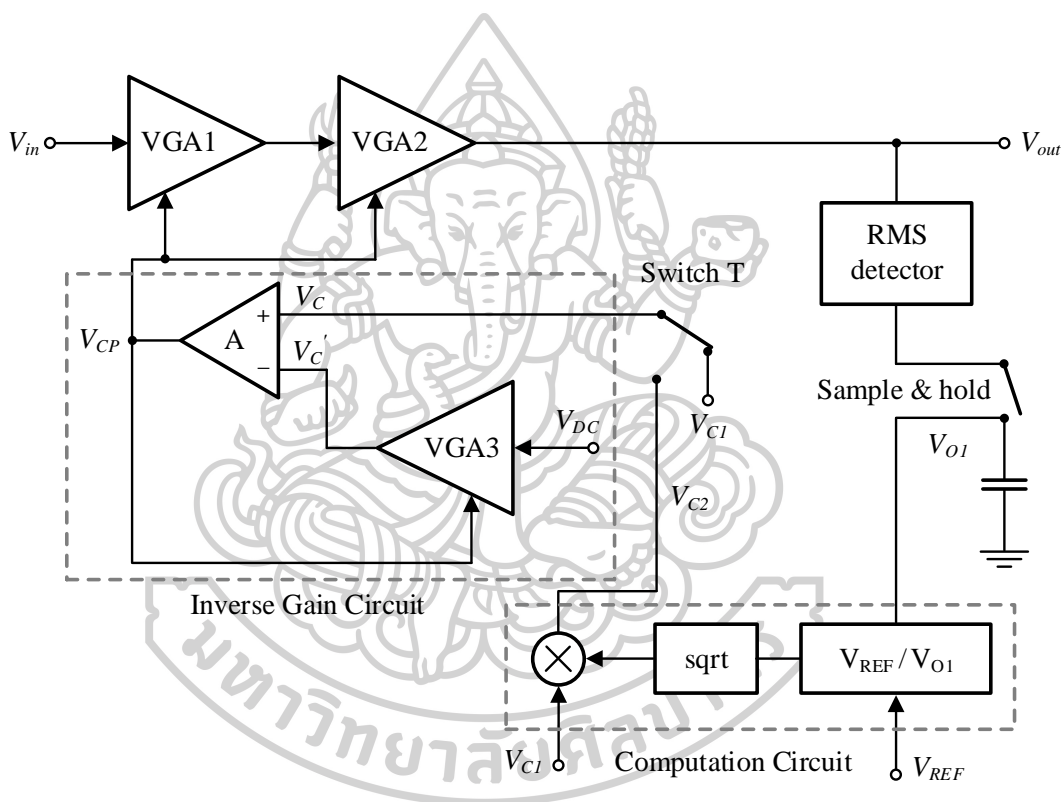


รูปที่ 2.22 แผนผังของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติพลังงานต่ำและอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ CMOS [1]

### 2.4.2 วงจร AGC ประเภทแอนะล็อกสำหรับตัวรับสัญญาณแบบ CMOS WLAN

แผนผังของวงจร AGC แบบแอนะล็อก [4] ที่แสดงในรูปที่ 2.23 สำหรับการประยุกต์ใช้ในตัวรับสัญญาณแบบ CMOS WLAN เป็นวงจรที่มีจุดเด่นในเรื่องของค่าเวลาคงตัว ซึ่ง

มีค่าเพียง  $4.8\mu s$  แต่โครงสร้างวงจรซับซ้อนประกอบด้วยสี่วงจรหลักดังนี้ วงจรปรับอัตราขยายสามวงจร (Variable Gain Amplifier) วงจรตรวจจับ RMS วงจรคำนวณทางคณิตศาสตร์ และวงจรผูกพันอัตราขยายอย่างละหนึ่งวงจร ด้วยโครงสร้างของแต่ละวงจรใช้ตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์และแบบลอยจำนวนมาก รวมไปถึงการใช้เทคนิคการประมาณค่าเอกซ์โพเนนเชียลด้วยวงจรปรับอัตราขยายที่ใช้การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Strong inversion ทำให้มีการสิ้นเปลืองพลังงาน  $11.6mW$  ที่แหล่งจ่ายไฟ  $2V$  ยิ่งไปกว่านั้นการใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ยากเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

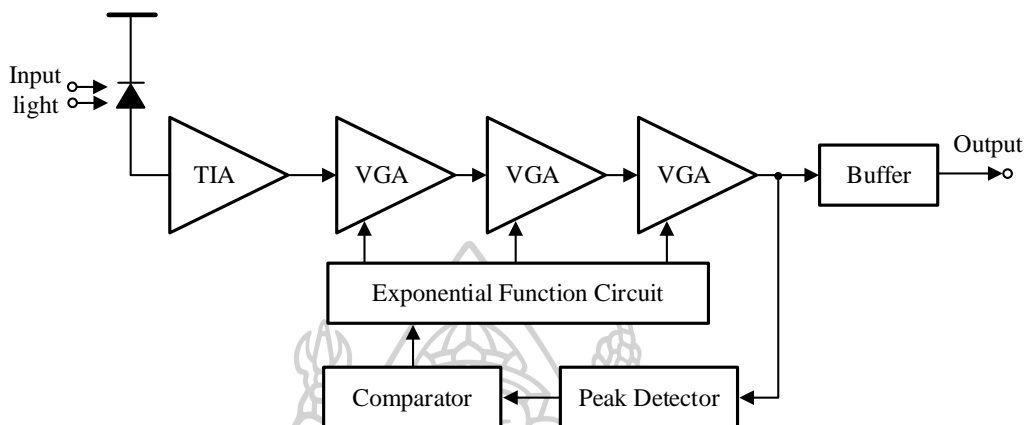


รูปที่ 2.23 วงจร AGC ประเภทแอนะล็อกสำหรับตัวรับสัญญาณแบบ CMOS WLAN

### 2.4.3 วงจรภาครับออพติคัลที่มี AGC สำหรับระบบ Radio-over-fiber

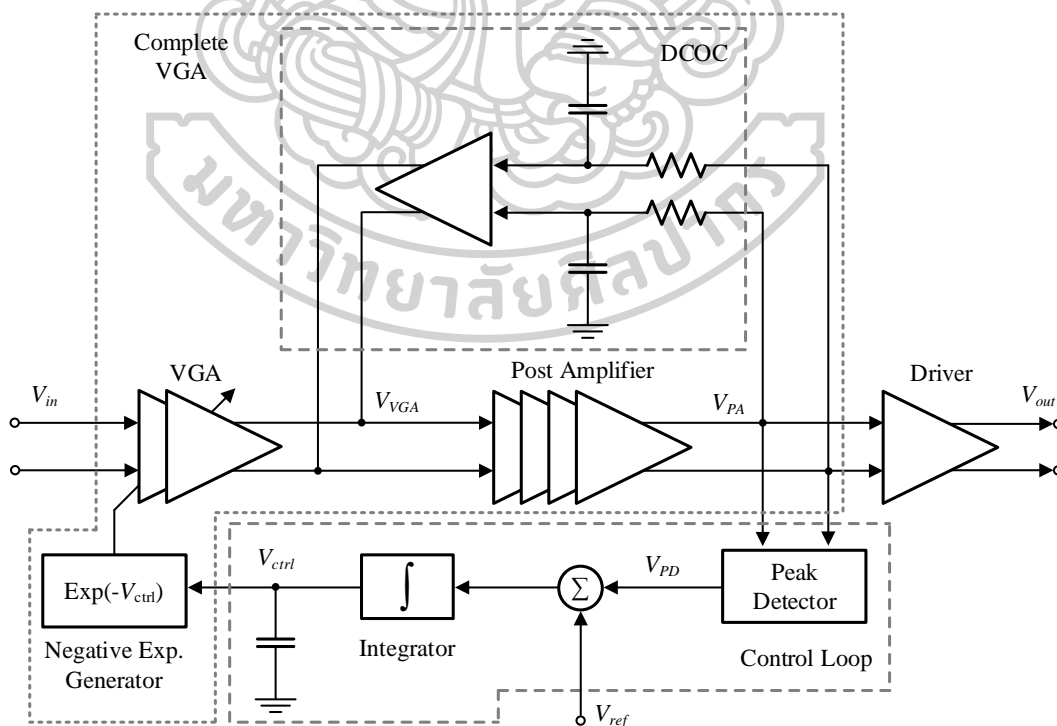
ในรูปที่ 2.24 เป็นแผนผังของวงจรภาครับออพติคัลที่มี AGC สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบ Radio-over-fiber [12] พบว่าโครงสร้างนี้ประกอบด้วยวงจรตรวจจับค่ายอดคลื่น (Peak Detector) วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) วงจรฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล อย่างละหนึ่งวงจร และวงจรปรับอัตราขยายอีกสามวงจร วงจร AGC นี้ใช้การทำงานช่วง Strong inversion ของมอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถทำงานได้ในย่านความถี่สูงระดับ GHz แต่ด้วยโครงสร้างของ

วงจรจำเป็นต้องใช้วงจรปรับอัตราขยายถึงสามตัวในการใช้เทคนิคการประมาณค่าเอกซ์โพเนนเชียล ทำให้ต้องวงจรมีใช้พลังงานสูงถึง  $101mW$  จึงไม่เหมาะกับอุปกรณ์ที่ใช้แบตเตอรี่เป็นพลังงานหลัก



รูปที่ 2.24 แผนผังของวงจรภากรับออปติคัลที่มี AGC สำหรับระบบ Radio-over-fiber [12]

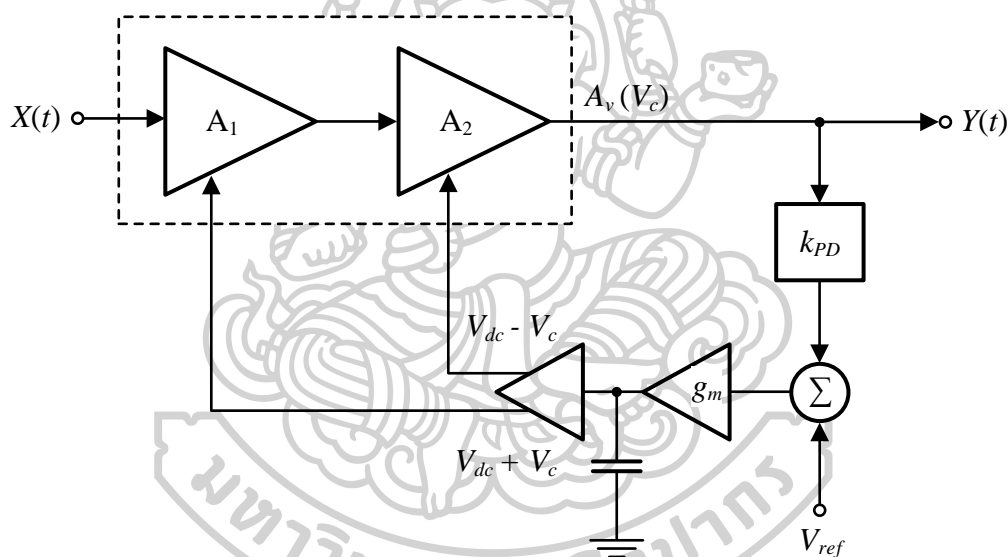
### 2.4.4 วงจร AGC แบบย่านกว้างไร้ขีดจำกัดโดยมีอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นใช้ตัวสร้างเอกซ์โพเนนเชียลเชิงลบสาขาเดียวสำหรับแอปพลิเคชันแบบมีสาย



รูปที่ 2.25 แผนผังของ AGC แบบย่านกว้างไร้ขีดจำกัดโดยมีอัตราขยายที่เป็นเชิงเส้นใช้ตัวสร้างเอกซ์โพเนนเชียลเชิงลบสาขาเดียวสำหรับแอปพลิเคชันแบบมีสาย [14]

โครงสร้างวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.25 เป็นวงจร AGC ที่สังเคราะห์ขึ้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้การสื่อสารแบบมีสาย [14] วงจรนี้มีลักษณะเด่นคือใช้งานได้ในย่านความถี่ที่กว้าง โดยวงจรประกอบด้วยวงจรขยายแรงดันจำนวนสองวงจร วงจรอินทิเกรเตอร์ วงจรตรวจจับค่าออกคลื่น และวงจรกำเนิดสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียลอย่างละหนึ่งวงจร ในทำนองเดียวกันกับวงจรที่ผ่านมาคือวงจรสังเคราะห์ขึ้นด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในย่าน Strong inversion ในการสร้างวงจรสมการเอ็กซ์โพเนนเชียลต้องใช้เทคนิคชูโดเอ็กซ์โพเนนเชียล ดังนั้นต้องใช้วงจรปรับอัตราขยายจำนวนสองวงจร อีกทั้งวงจรถ้าใช้ตัวต้านทานเป็นส่วนประกอบของวงจร ดังนั้นวงจรจึงมีการใช้พลังงานสูงถึง  $28mW$  ที่แหล่งจ่าย  $1.2V$

#### 2.4.5 วงจร AGC โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส $0.18\mu m$

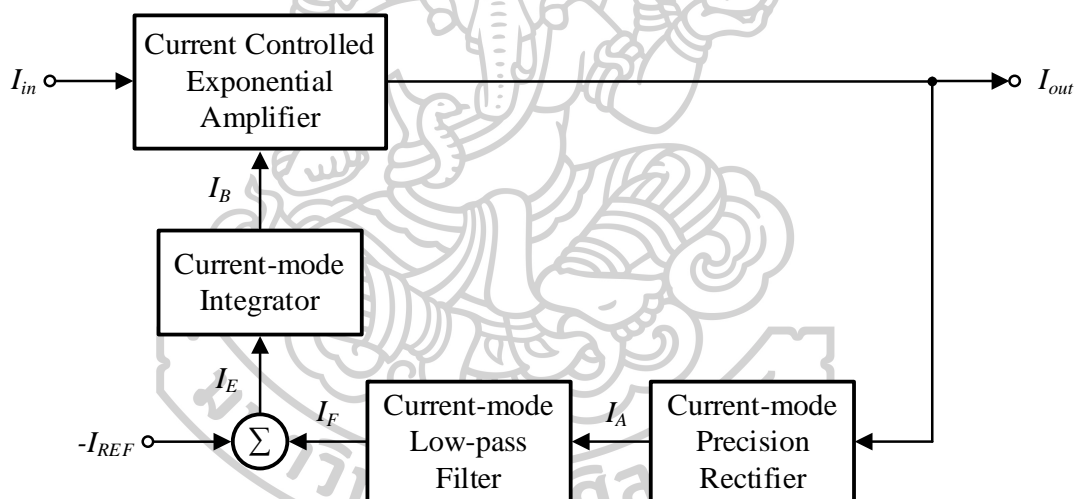


รูปที่ 2.26 แผนผังของ AGC โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส  $0.18\mu m$  [15]

แผนผังของวงจร AGC โดยใช้เทคโนโลยีซีมอส  $0.18\mu m$  [15] ที่แสดงในรูปที่ 2.26 วงจรนี้มีจุดเด่นเรื่องมีช่วงเวลาค่าคงตัวที่น้อยโดยมีค่าเพียง  $1.6\mu s$  แต่อย่างไรก็ตามโดยโครงสร้างประกอบด้วยวงจรขยายเอ็กซ์โพเนนเชียลที่เกิดจากประมาณค่าของเอ็กซ์โพเนนเชียลเทียมหรือชูโดเอ็กซ์โพเนนเชียล ทำให้ต้องใช้วงจรขยายสองตัวที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วง Strong inversion อีกทั้งใช้ตัวต้านทานจำนวนมาก ส่งผลตามมามีการใช้พลังงานสูงถึง  $43.2mW$  จึงไม่เหมาะนำไปประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์แบบพกพา

#### 2.4.6 วงจร AGC โหมดกระแสแรงดันต่ำและพลังงานต่ำสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แบตเตอรี่

จากรูปที่ 2.27 เป็นแผนผังวงจร AGC โหมดกระแสแรงดันต่ำและพลังงานต่ำสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แบตเตอรี่ [18] ที่ประกอบด้วยวงจรขยายเอ็กซ์โพเนนเชียล วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรอินทิเกรเตอร์อย่างละหนึ่งวงจร วงจร AGC นี้มีข้อได้เปรียบคือโครงสร้างของวงจรปราศจากตัวต้านทาน อีกทั้งยังใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ จึงทำให้นำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย แม้มีข้อได้เปรียบดังกล่าว แต่วงจรขยายเอ็กซ์โพเนนเชียลที่ใช้ในโครงสร้างนี้ เป็นวงจรที่เกิดจากการคาสเคด (Cascade) กันของวงจรขยายสองตัวที่ใช้ช่วงการทำงาน Strong inversion ของมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้ประมาณค่าของ  $I_{out}$  ได้ อัตราขยายเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียล ตามเทคนิคซูโคเอ็กซ์โพเนนเชียล ทำให้วงจรใช้พลังงานเพิ่ม โดยวงจรนี้ใช้พลังงานที่  $7.12mW$  อีกทั้งยังมีค่าเวลาคงตัวที่สูงถึง  $200ms$



รูปที่ 2.27 วงจร AGC โหมดกระแสแรงดันต่ำและพลังงานต่ำสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แบตเตอรี่ [18]



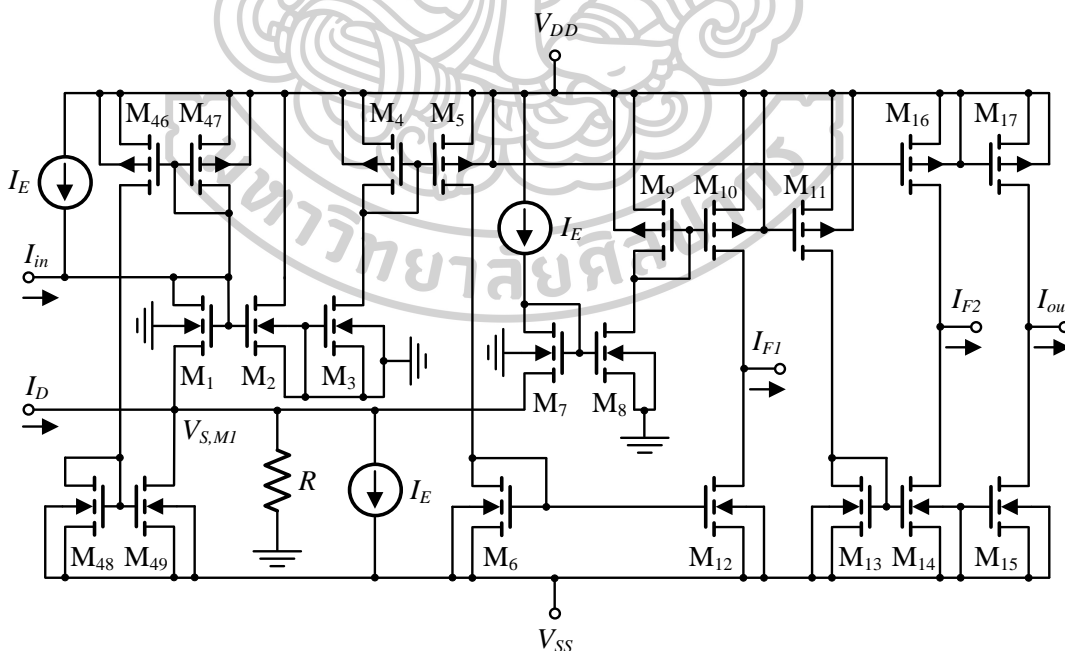
## บทที่ 3

### การสังเคราะห์และการดำเนินงานวิจัย

จากที่มาและความสำคัญของปัญหาที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 และการศึกษาหลักการ ทฤษฎี รวมถึงทบทวนวรรณกรรมและบทความต่าง ๆ ในบทที่ 2 จึงเกิดเป็นกรอบแนวความคิดในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 1.3 โดยในบทนี้ทางผู้จัดทำได้นำเสนอการดำเนินงานวิจัยในหัวข้อเรื่องการสังเคราะห์วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ โหมดกระแสซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นหัวข้อต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

- วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส
- วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส
- วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแส

#### 3.1 วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส



รูปที่ 3.1 วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล โหมดกระแส

จากวงจรขยายสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โหมดกระแสที่แสดงในรูปที่ 3.1 เมื่อทรานซิสเตอร์  $M_1$ - $M_3$  ทำหน้าที่เป็นภาคอินพุตของวงจรขยายสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียล โดยที่  $I_E$  เป็นกระแสไฟตรงที่ขั้วระดับสัญญาณอินพุต เพื่อให้สัญญาณอินพุตทางด้านลบถูกตัดออกไป อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของตัวมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น ดังนั้น  $I_E$  ต้องมีค่ามากกว่า  $I_{in}$  ส่วนทรานซิสเตอร์  $M_{46}$ - $M_{49}$  ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส โดยสะท้อนค่า  $I_E + I_{in}$  เพื่อนำไปลบออกที่โหนด  $V_{S,M1}$  ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R$  มีค่าเท่ากับ  $I_D$  เพียงตัวเดียว แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจึงมีค่าเท่ากับ  $I_D R$  และทำให้อัตราขยายของวงจรควบคุมผ่านด้วย  $I_D$  หรือ  $R$  ทรานซิสเตอร์  $M_7$ - $M_8$  ทำหน้าที่กำจัดกระแส  $I_E$  ที่นำไปขั้วระดับ  $I_{in}$  ให้ออกไป ทำให้  $I_{F1}$ ,  $I_{F1}$  และ  $I_{out}$  เป็นผลที่ได้จากค่า  $I_{in}$  คูณกับพจน์ของเอ็กซ์โพเนนเชียลที่ควบคุมได้ด้วย  $I_D$  หรือ  $R$  ดังนั้นเมื่ออาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านการทำงาน Subthreshold [19] ซึ่งกระแสที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ตัวที่  $M_i$  ( $i_{D,Mi}$ ) ภายใต้อิทธิพลของ  $|V_{DB} - V_{SB}| \gg V_T$  หากค่าได้จาก

$$i_{D,Mi} = I_S e^{\frac{V_{GB} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{SB}}{V_T}} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $I_S$  คือ กระแสจำเพาะของมอสทรานซิสเตอร์ จากนั้นพิจารณากระแสขา D ของทรานซิสเตอร์  $M_1$  จึงได้ว่า

$$i_{D,M1} = I_{in} + I_E = I_S e^{\frac{V_{GB,M1} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{SB,M1}}{V_T}} \quad (3.2)$$

วิเคราะห์ทรานซิสเตอร์  $M_1$  ที่ขา B ต่อดงกราวนด์ จากรูปที่ 3.2 ได้ว่า  $V_{GB,M1} = V_{DB,M1} = V_{G,M1}$ ,  $V_{B,M1} = 0$  และเขียนสมการที่ (3.2) ภายใต้อิทธิพลของ  $|V_{D,M1} - V_{S,M1}| \gg V_T$  ได้ดัง

$$i_{D,M1} = I_S e^{\frac{V_{G,M1} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{S,M1}}{V_T}} \quad (3.3)$$

เมื่อพิจารณาที่ทรานซิสเตอร์  $M_2$  พบว่า  $i_{D,M2}$  เมื่อ  $V_{SB,M2} = 0$  และ  $|V_{D,M2} - V_{S,M2}| \gg V_T$  หากค่าได้ดังนี้

$$i_{D,M2} = I_S e^{\frac{V_{G,M2} - V_{TH}}{nV_T}} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) พิจารณาหาแรงดันที่ขา G ของทรานซิสเตอร์  $M_2$  ได้จาก

$$e^{\frac{V_{G,M2} - V_{TH}}{nV_T}} = \frac{i_{D,M2}}{I_S}$$

$$\frac{V_{G,M2} - V_{TH}}{nV_T} = \ln\left(\frac{i_{D,M2}}{I_S}\right)$$

$$V_{G,M2} = nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M2}}{I_S}\right) + V_{TH} \quad (3.5)$$

ในรูปวงจรถยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลที่นำเสนอซึ่งพบว่า  $V_{G,M1} = V_{G,M2}$  ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.3) ค่า  $i_{D,M1}$  จึงเท่ากับ

$$i_{D,M1} = I_S e^{\frac{nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M2}}{I_S}\right)}{nV_T}} e^{\frac{V_{S,M1}}{V_T}} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) หา  $i_{D,M2}$  ในพจน์ของ  $i_{D,M1}$  ดังนี้

$$i_{D,M2} = i_{D,M1} e^{\frac{V_{S,M1}}{V_T}} \quad (3.7)$$

เมื่อ  $i_{D,M1} = I_{in} + I_E$  ฉะนั้นสมการที่ (3.7) จึงเขียนใหม่ได้ดัง

$$i_{D,M2} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{V_{S,M1}}{V_T}} \quad (3.8)$$

ในคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ได้ว่า  $i_{D,M1} = I_{S,M1} = i_{D,M46} = i_{D,M47} = i_{D,M48} = i_{D,M49}$  จึงทำให้

$$V_{S,M1} = I_D R \quad (3.9)$$

แทนค่าสมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.8) ได้ว่า

$$i_{D,M2} = i_{D,M3} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.10)$$

และในการทำงานเดียวกัน  $i_{D,M8}$  ของทรานซิสเตอร์  $M_8$  มีค่าดังนี้

$$i_{D,M8} = I_E e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.11)$$

จากคุณสมบัติของวงจรสะท้อนแสดังนั้น

$$i_{D,M3} = i_{D,M5} = i_{D,M6} = i_{D,M12} = i_{D,M16} = i_{D,M17} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.12)$$

และ

$$i_{D,M8} = i_{D,M10} = i_{D,M11} = i_{D,M13} = i_{D,M14} = i_{D,M15} = I_E e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.13)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่  $I_{F1}$ ,  $I_{F2}$  และ  $I_{out}$  จึงได้ว่า

$$I_{F1} = i_{D,M10} - i_{D,M12} = I_E e^{\frac{I_D R}{V_T}} - (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_D R}{V_T}} = -I_{in} e^{\frac{I_D R}{V_T}}, \quad (3.14)$$

$$I_{F2} = i_{D,M16} - i_{D,M14} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_D R}{V_T}} - I_E e^{\frac{I_D R}{V_T}} = I_{in} e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.15)$$

และ

$$I_{out} = i_{D,M17} - i_{D,M15} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_D R}{V_T}} - I_E e^{\frac{I_D R}{V_T}} = I_{in} e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.16)$$

เพราะฉะนั้นสรุปได้ว่าอัตราขยายของวงจรถ่ายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล โหมดกระแส คือ

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = e^{\frac{I_D R}{V_T}} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) พบว่าอัตราขยายของวงจรในรูปที่ 3.1 อยู่ในฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่สามารถควบคุมได้ด้วยสัญญาณ  $I_D$  หรือตัวต้านทาน  $R$  ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาที่  $I_D$  เพื่อเป็นตัวควบคุมและตรวจสอบค่าความผิดพลาดของอัตราขยายของวงจร AGC ถ้าไม่มีความผิดพลาดในอัตราขยาย ค่า  $I_D$  จะมีค่าเป็นศูนย์ส่งผลให้อัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งนั่นเอง

### 3.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส

เมื่อพิจารณาคูณสมบัติของวงจรกระตุ้นกระแสในบทที่ 2 โดยโครงสร้างของวงจรเป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น กระแสที่ไหลผ่านเป็นไฟบวกเพียงอย่างเดียว ดังนั้นจากรูปที่ 3.2 และสมการที่ (3.14) และ (3.15) ฉะนั้น  $i_{D,M18}$  และ  $i_{D,M20}$  มีค่าดังนี้

$$i_{D,M18} = i_{D,M19} = \begin{cases} I_{in} e^{I_D R / V_T} & \text{if } I_{in} > 0 \\ 0 & \text{if } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

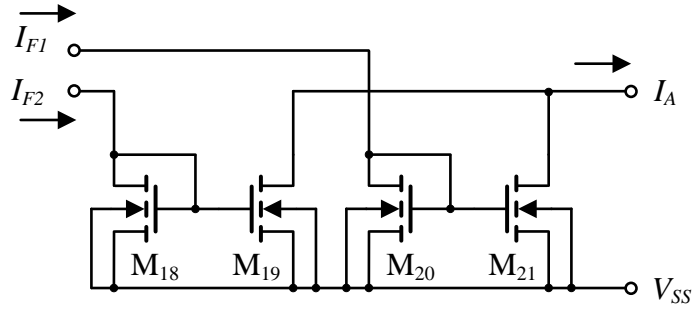
และ

$$i_{D,M20} = i_{D,M21} = \begin{cases} 0 & \text{if } I_{in} > 0 \\ I_{in} e^{I_D R / V_T} & \text{if } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

เพราะฉะนั้น  $I_A$  มีค่าเท่ากับ

$$-I_A = i_{D,M19} + i_{D,M21} = |I_{in} e^{I_D R / V_T}| \quad (3.20)$$

ในสมการที่ (3.20) แสดงให้เห็นว่า  $I_A$  มีค่าเป็นบวกเท่านั้น โดยมีขนาดเท่ากับ  $I_{in} e^{I_D R / V_T}$  ไม่ว่าสัญญาณ  $I_{in}$  จะเป็นบวกหรือลบก็ตาม โดยสัญญาณดังกล่าวถูกเรียงกระแสมาขึ้นจึงกลายเป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อส่งต่อไปกับวงจรอินทิเกรเตอร์ต่อไป



รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส

### 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแส

จากรูปที่ 3.3 เป็น วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 1 โดยอาศัยหลักการทำงานวงจรทรานส์ลิเนียร์ที่อธิบายในบทที่ 2 ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ แต่ในบทที่ 2 เป็นการอธิบายส่วนวงจรทรานส์ลิเนียร์ช่วงการทำงาน Strong inversion ในหัวข้อนี้จึงได้วิเคราะห์วงจรสายพานกระแสที่ใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์ช่วงการทำงาน Subthreshold เมื่อพิจารณาที่วงจรทรานส์ลิเนียร์ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{GS,M22} + V_{SG,M24} - V_{SG,M25} - V_{GS,M23} = 0 \quad (3.21)$$

เนื่องด้วย  $i_{D,Mi}$  จากสมการที่ (3.1) เป็นกระแสขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น ดังนั้นกระแสขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีสามารถหาได้โดยพิจารณาแรงดันระหว่างขาเกต-บอดี้และขาซอร์ส-บอดี้ในทิศทางตรงกันข้าม ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $I_S e^{\frac{V_{BG}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{BS}}{V_T}}$  เมื่อวิเคราะห์จากรูปที่ 3.4 พบว่า  $V_{B,M22} = V_{B,M23} = V_{S,M23} = V_{B,M25} = V_{S,M25} = 0$  ด้วยเหตุนี้  $i_{D,M22}$ ,  $i_{D,M23}$ ,  $i_{D,M24}$  และ  $i_{D,M25}$  หาได้ดังนี้

$$i_{D,M22} = I_S e^{\frac{V_{G,M22}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S,M22}}{V_T}}, \quad (3.22)$$

$$i_{D,M23} = I_S e^{\frac{V_{G,M23}-V_{TH}}{nV_T}}, \quad (3.23)$$

$$i_{D,M24} = I_S e^{\frac{-V_{G,M24}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S,M24}}{V_T}} \quad (3.24)$$

และ

$$i_{D,M25} = I_S e^{\frac{V_{G,M25}-V_{TH}}{nV_T}} \quad (3.25)$$

พิจารณาสมการที่ (3.22)-(3.25) หา  $V_{GS,M22}$ ,  $V_{SG,M24}$ ,  $V_{SG,M25}$  และ  $V_{GS,M23}$  เมื่อ  $V_{SG,M25} = V_{G,M25}$  และ  $V_{GS,M23} = V_{S,M23}$  ได้ดังนี้

$$V_{GS,M22} = nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M22}}{I_S}\right) + V_{TH} + V_{S,M22}(n-1), \quad (3.26)$$

$$V_{SG,M24} = nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M24}}{I_S}\right) - V_{TH} - V_{S,M24}(n-1), \quad (3.27)$$

$$V_{SG,M25} = V_{G,M25} = nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M25}}{I_S}\right) - V_{TH} \quad (3.28)$$

และ

$$V_{GS,M23} = V_{G,M23} = nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M23}}{I_S}\right) + V_{TH} \quad (3.29)$$

แทนค่าสมการที่ (3.26)-(3.29) ลงในสมการที่ (3.21) ได้

$$nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M22}}{I_S}\right) + nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M24}}{I_S}\right) - nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M23}}{I_S}\right) - nV_T \ln\left(\frac{i_{D,M25}}{I_S}\right) = 0 \quad (3.30)$$

วิเคราะห์จากรูปวงจรมอเตอร์ในรูปที่ 3.3 จะได้ว่า  $I_{D,M22} = I_{D,M24} = I_G$  เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.30) จึงได้เป็น

$$I_G^2 = i_{D,M23} i_{D,M25} \quad (3.31)$$

พิจารณากระแสที่จุด  $x$  ได้ความสัมพันธ์  $i_{D,M23}$ ,  $i_{D,M25}$  และ  $I_x$  ดังนี้

$$I_x = i_{D,M23} - i_{D,M25} \quad (3.32)$$

เมื่อวิเคราะห์ KVL ที่แรงดันตกคร่อมระหว่างจุด  $V_{S,M22}$  กับ  $V_{S,M23}$  ได้ว่า

$$V_{G,M23} = V_{GS,M22} - V_{S,M22} \quad (3.33)$$

แทนค่า  $V_{GS,M22}$  จากสมการที่ (3.26) ลงในสมการที่ (3.33) และเมื่อ  $I_G = i_{D,M22}$  จึงได้

$$V_{G,M23} = nV_T \ln\left(\frac{I_G}{I_S}\right) + V_{TH} + V_{S,M22}(n-1) - V_{S,M22} \quad (3.34)$$

จากคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในช่วง Subthreshold จึงหาค่า  $i_{D,M23}$  ได้ดังนี้

$$i_{D,M23} = I_S e^{\frac{V_{G,M23} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{S,M23}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{G,M23} - V_{TH}}{nV_T}} \quad (3.35)$$

แทนค่าสมการที่ (3.34) ลงในสมการที่ (3.35) จึงหาค่า  $i_{D,M23}$  ได้จาก

$$i_{D,M23} = I_S e^{\frac{[nV_T \ln(\frac{I_G}{I_S}) + V_{TH} + V_{S,M22}(n-1) - V_{S,M22}] - V_{TH}}{nV_T}} = I_G e^{\frac{V_{S,M22}(n-1) - V_{S,M22}}{nV_T}} = I_G e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} \quad (3.36)$$

พิจารณาสมการที่ (3.31) เมื่อแทนค่า  $i_{D,M23}$  จากสมการที่ (3.36) ลงไปจึงทำให้  $i_{D,M25}$  สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$i_{D,M25} = \frac{I_G^2}{i_{D,M23}} = \frac{I_G}{e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}}} \quad (3.37)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $i_{D,M23}$  และ  $i_{D,M25}$  จากสมการที่ (3.36) และ (3.37) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (3.32) ทำให้  $I_x$  มีค่าเท่ากับ

$$I_x = I_G e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} - \frac{I_G}{e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}}} = I_G e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} - I_G e^{\frac{V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} \quad (3.38)$$

จัดรูปสมการที่ (3.38) ใหม่ได้

$$-I_x = I_G \left[ e^{\frac{V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} - e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} \right] = 2I_G \left[ \frac{e^{\frac{V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}} - e^{\frac{-V_{S,M22}(2-n)}{nV_T}}}{2} \right] \quad (3.39)$$

จาก  $\sinh X = \frac{e^X - e^{-X}}{2}$  ดังนั้นจึงจัดรูปสมการที่ (3.39) ให้อยู่ในพจน์ของ  $\sinh X$  ได้ดังนี้

$$-I_x = 2I_G \sinh \frac{V_{S,M22}(2-n)}{nV_T} \quad (3.40)$$

ถ้ากระจายอนุกรมในเทอมของ  $\sinh X$  จึงได้เป็น  $\sinh X = X + \frac{X^3}{3!} + \frac{X^5}{5!} + \frac{X^7}{7!} + \dots$  และใช้การประมาณค่าอันดับที่หนึ่ง เมื่อ  $nV_T \gg V_{S,M22}(2-n)$  ในอนุกรมดังกล่าว ฉะนั้น  $-I_x$  ในสมการที่ (3.40) จึงเปลี่ยนไปเป็น

$$-I_x = 2I_G \frac{V_{S,M22}(2-n)}{nV_T} \quad (3.41)$$

พิจารณาเฉพาะปริมาณค่าความต้านทานแฝงที่จุด  $x$  ( $R_x$ ) จึงมีค่าดังนี้

$$R_x = \frac{V_{S,M22}}{I_x} = \frac{nV_T}{2(2-n)I_G} \quad (3.42)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุ  $C_1$  ( $V_{C1}$ ) ได้ว่า

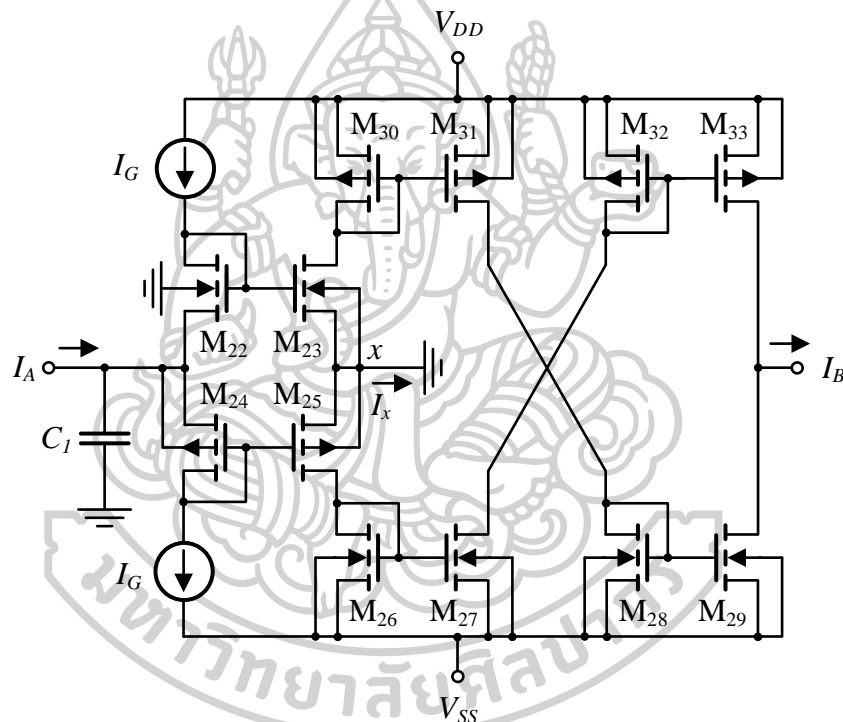
$$V_{C1} = \frac{-I_A}{C_1 s} \quad (3.43)$$

อาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ จึงสามารถหากระแส  $I_B$  ได้จาก

$$I_B = -\frac{V_{C1}}{R_x} = \frac{-I_A/C_1 s}{R_x} \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.42) ดังนั้น  $I_B$  สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_B = \frac{I_A}{R_x C_1 s} = \frac{2(2-n)I_G}{nV_T C_1 s} I_A \quad (3.45)$$



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมคกระแสตัวที่ 1

ในทำนองเดียวกันกับวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมคกระแสตัวที่ 1 ที่ได้อธิบายไปในตอนต้นของหัวข้อนี้ เพราะฉะนั้นวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมคกระแสตัวที่ 2 ดังรูปที่ 3.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้ พิจารณาแรงดันตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุ  $C_2$  ( $V_{C2}$ ) ได้ว่า

$$V_{C2} = \frac{I_C}{C_2 s} \quad (3.46)$$

เมื่อวิเคราะห์กระแสที่จุด  $y$  จะได้  $I_C = I_B - I_{ref}$  ฉะนั้น  $V_{C2}$  จึงมีค่าเท่ากับ



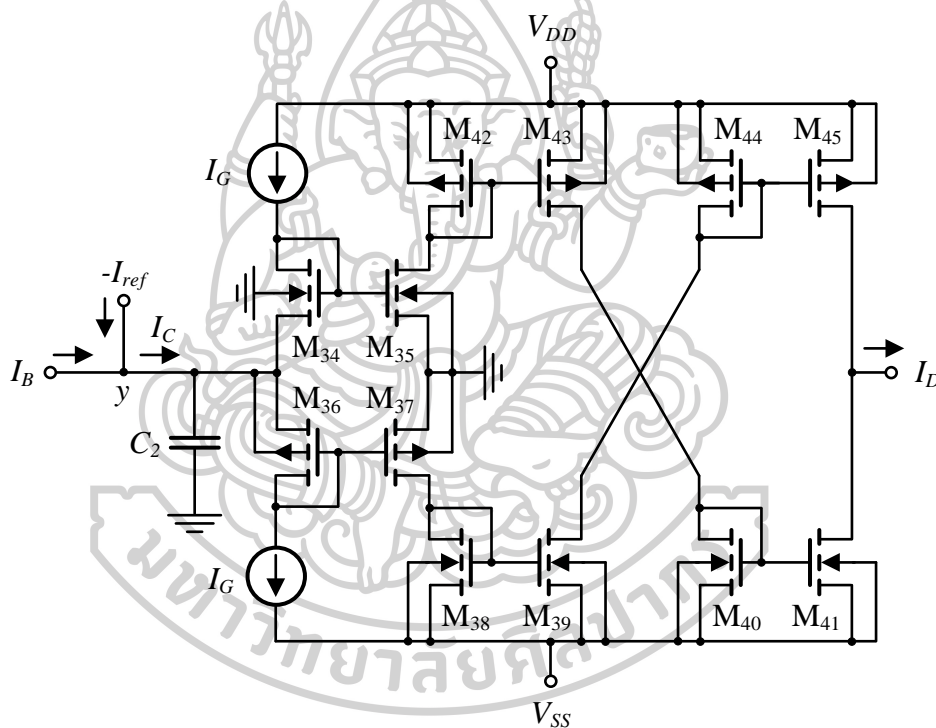
$$V_{C2} = \frac{I_B - I_{ref}}{C_2 s} \quad (3.47)$$

จากนั้นพิจารณา  $I_D$  โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรรายพานกระแสรุ่นที่สองชนิดลบ จึงมีค่าเท่ากับ

$$I_D = -\frac{V_{C2}}{R_x} = -\frac{I_B - I_{ref} / C_2 s}{R_x} \quad (3.48)$$

เมื่อค่า  $R_x = \frac{nV_T}{2(2-n)I_G}$  ดังสมการที่ (3.42) ฉะนั้น  $I_D$  สามารถหาค่าได้จาก

$$I_D = -\frac{I_B - I_{ref}}{R_x C_2 s} = -\frac{2(2-n)I_G}{nV_T C_2 s} (I_B - I_{ref}) \quad (3.49)$$



รูปที่ 3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมมกระแสตัวที่ 2

จากสมการที่ (3.49) พบว่า  $I_D$  คือไฟฟ้ากระแสตรงโดยมี  $I_{ref}$  ซึ่งเป็นกระแสอ้างอิง เป็นตัวตรวจจับค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น เพื่อส่งกลับไปให้กับวงจรรขยายสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียล ถ้า  $I_B$  ที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุตของวงจรรอินทิเกรเตอร์ตัวที่ 1 มีค่าเท่ากับ  $I_{ref}$  ก็ทำให้  $I_D$  มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรรขยายสัญญาณเอ็กซ์โพเนนเชียลจึงมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง แต่ถ้า  $I_B$  ไม่เท่ากับ  $I_{ref}$  อัตราขยายของวงจรรนั้นทำการเปลี่ยนแปลงไปตามค่าผลต่างของกระแส  $I_B$  กับ  $I_{ref}$  เพื่อทำการปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรให้คงที่

### 3.4 ผลกระทบอันเนื่องมาจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

หัวข้อนี้เป็นการวิเคราะห์ผลกระทบของแต่ละวงจร ที่เกิดค่าความเบี่ยงเบนเนื่องจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซต (Offset Current) ที่เกิดขึ้นเมื่อคำนึงถึงค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซตของกระแสเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_{out} = \alpha_{ex} I_{in} e^{\frac{I_D R}{V_T}} + I_{dc,ex} \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.52) ส่งผลให้วงจรรีจกรแสแบบเต็มคลื่นมีเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไป พร้อมทั้งพิจารณาผลกระทบจากไฟฟ้ากระแสตรงและค่าความเบี่ยงเบนที่เกิดจากวงจรถยายสัญญาณนี้ได้จาก

$$-I_A = \alpha_{fw} \left| \alpha_{ex} I_{in} e^{\frac{I_D R}{V_T}} + I_{dc,ex} \right| + I_{dc,fw} \quad (3.51)$$

ในทำนองเดียวกัน ดังนั้นสัญญาณ  $I_B$  ของวงจรถยายสัญญาณไม่สูญเสียตัวที่ 1 และสัญญาณ  $I_D$  ของวงจรถยายสัญญาณไม่สูญเสียตัวที่ 2 มีค่าดังนี้

$$I_B = \alpha_{int1} \frac{2(2-n)I_G}{nV_T C_1 S} I_A + I_{dc,int1} \quad (3.52)$$

และ

$$I_D = -\alpha_{int2} \frac{2(2-n)I_G}{nV_T C_2 S} (I_B - I_{ref}) + I_{dc,int2} \quad (3.53)$$

โดยที่

$\alpha_{ex}$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวไม่เหมือนกันของวงจรถยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส

$\alpha_{fw}$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวไม่เหมือนกันของวงจรถยายรีจกรแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส

$\alpha_{int1}$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวไม่เหมือนกันของวงจรถยายสัญญาณไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 1

$\alpha_{im2}$  คือ ค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละ

ตัวไม่เหมือนกันของวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 2

$I_{dc,ex}$  คือ กระแสออฟเซตของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส

$I_{dc,fv}$  คือ กระแสออฟเซตของวงจรขยายเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแส

$I_{dc,int1}$  คือ กระแสออฟเซตของวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 1

$I_{dc,im2}$  คือ กระแสออฟเซตของวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 2

จากสมการที่ (3.50)-(3.53) พบว่าแต่ละวงจรมีค่าความเบี่ยงเบนและกระแสออฟเซต ส่งผลให้วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์ขึ้นมีความผิดเพี้ยนไปจากทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 3.1-3.2 ส่งผลให้กระแสเอาต์พุตแต่ละวงจรมีค่าไม่เท่ากับที่วิเคราะห์ไว้ อาจมากกว่าหรือน้อยกว่าจากเดิม แต่อย่างไรก็ตามวงจรยังสามารถควบคุมอัตราขยายได้เพราะกระแสอ้างอิงที่เหมาะสม ซึ่งค่าที่เหมาะสมคือค่าของผลต่างระหว่าง  $I_B$  กับ  $I_{ref}$  ต้องมีค่าเท่ากับ  $0.636I_A$  จึงเป็นตัวช่วยตัวหนึ่งในการลดทอนค่าผิดพลาดอันเนื่องมาจากกระแสออฟเซตและค่าความเบี่ยงเบนต่าง ๆ ทำให้วงจรยังสามารถควบคุมอัตราขยายให้คงที่ได้

จากที่กล่าวมาทั้งหมดในบทที่ 3 วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นนั้นเป็นวงจรที่ออกแบบโดยใช้การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Weak Inversion รวมไปถึงวงจรไม่ต้องใช้เทคนิคชูโดเอกซ์โพเนนเชียล ที่ต้องใช้วงจรขยายจำนวนสองวงจรขึ้นไป ทำให้วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นมีความซับซ้อนลดน้อยลงและประหยัดพลังงานที่มากกว่าวงจร AGC ที่กล่าวไว้ในบทที่ 2

## บทที่ 4

### การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

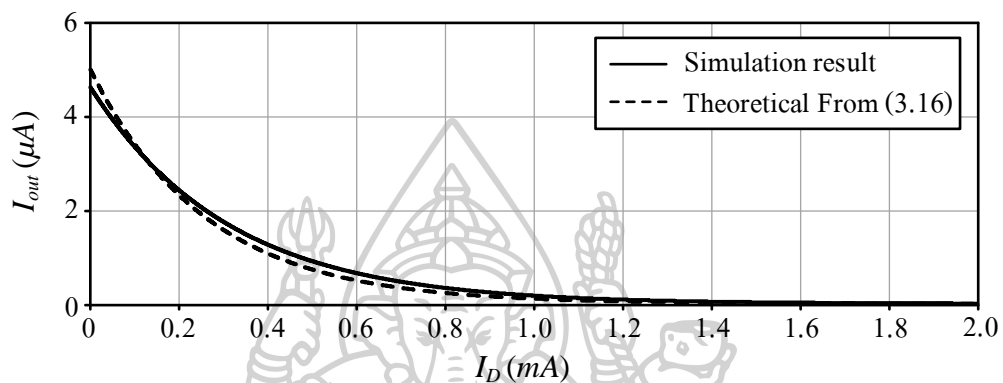
ในบทนี้เป็นบทที่แสดงผลการทดลองของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสที่ได้สังเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ด้วยการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้น ใช้โครงสร้างวงจรเป็นเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์โมเดล (Model)  $0.18\mu\text{m}$  ของ TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) โดยขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละตัวที่ใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบแสดงดังตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงไว้ในภาคผนวก ข

ตารางที่ 4.1 ชนิดและอัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส

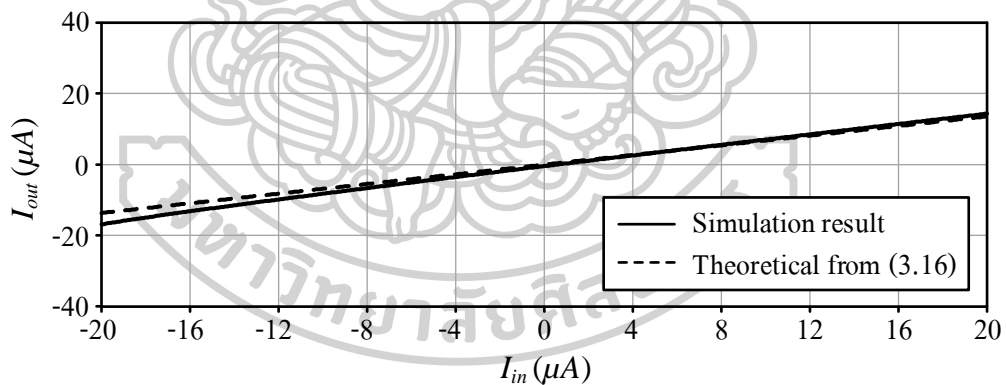
ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
$M_1$ - $M_3$ , $M_7$ - $M_8$	NMOS	0.18/50
$M_4$ - $M_5$ , $M_9$ - $M_{11}$ , $M_{16}$ - $M_{17}$ , $M_{46}$ - $M_{47}$	PMOS	0.25/50
$M_6$ , $M_{12}$ - $M_{15}$ , $M_{18}$ - $M_{21}$ , $M_{48}$ - $M_{49}$	NMOS	2.5/2.5
$M_{22}$ - $M_{23}$ , $M_{34}$ - $M_{35}$	NMOS	0.2/50
$M_{24}$ - $M_{25}$ , $M_{36}$ - $M_{37}$	PMOS	0.2/50
$M_{30}$ - $M_{31}$ , $M_{42}$ - $M_{43}$	PMOS	0.21/55
$M_{26}$ - $M_{27}$ , $M_{38}$ - $M_{39}$	NMOS	0.2/2.5
$M_{32}$ - $M_{33}$ , $M_{44}$ - $M_{45}$	PMOS	0.2/30
$M_{28}$ - $M_{29}$ , $M_{40}$ - $M_{41}$	NMOS	0.2/4.75

ขั้นตอนเป็นการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลในรูปที่ 3.2 เทียบกับสมการที่ (3.16) เมื่อกำหนดให้  $R=100\Omega$ ,  $I_E=20\mu\text{A}$ ,  $I_{in}=5\mu\text{A}$  และปรับค่า  $I_D$  จาก 0 ถึง  $2\text{mA}$  โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรงที่  $\pm 0.9\text{V}$  พบว่าผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรขยายเอกซ์โพเนนเชียลและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.16) ตามที่คาดการณ์ไว้ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 แต่อย่างไรก็ดีเนื่องด้วยความเป็นออุดมคติของอุปกรณ์ ดังนั้นทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎี โดยค่าเบี่ยงเบนสูงสุดที่ 7.56% ส่วนรูปที่ 4.2 เป็นผลตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรงโดยปรับเปลี่ยน  $I_{in}$  จาก  $20\mu\text{A}$  ถึง  $-20\mu\text{A}$  และกำหนดให้  $I_D$  เท่ากับ  $100\mu\text{A}$

จากผลการจำลองนี้เห็นได้ว่าช่วงย่านอินพุตของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียล สอดคล้องกับสมการที่ (3.16) มากที่สุดอยู่ในช่วง  $-15\mu A$  ถึง  $15\mu A$  โดยมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ 4.25% จากรูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ  $15\mu A_p$  และความถี่เท่ากับ  $10kHz$  (เลือกทดสอบในย่านความถี่เสียง) พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตรงตามที่ออกแบบไว้

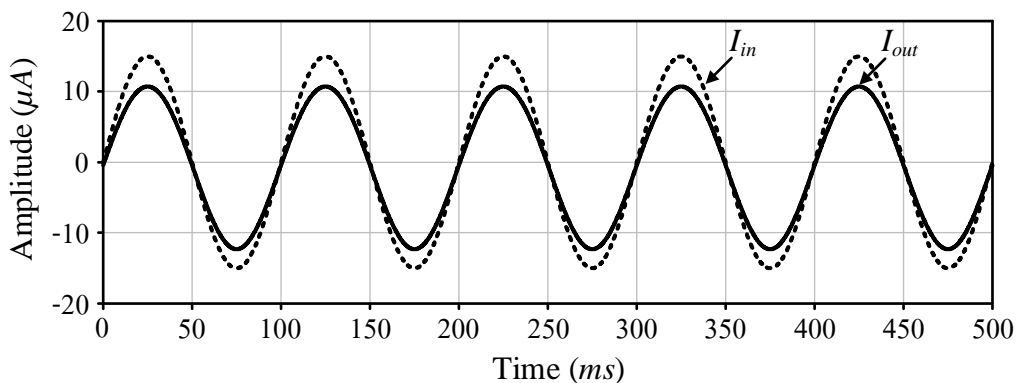


รูปที่ 4.1 การทดสอบสัญญาณ  $I_{out}$  ของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแสขณะปรับค่า  $I_D$  เปรียบเทียบกับทฤษฎี

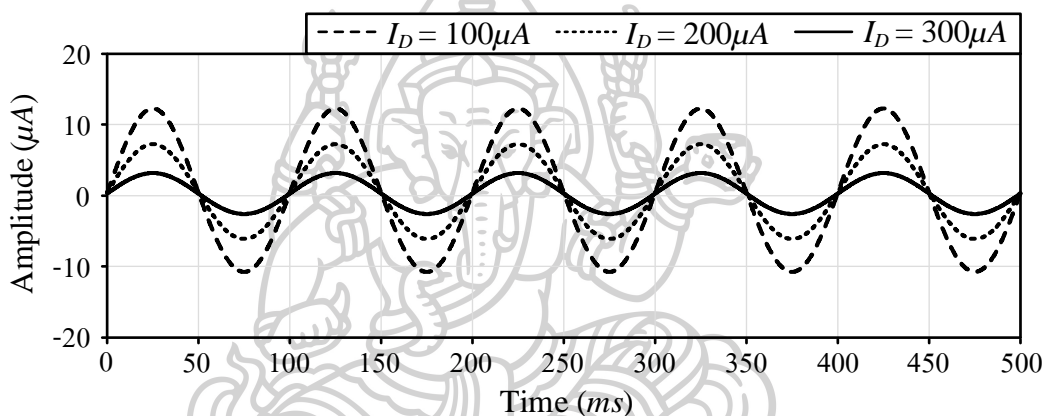


รูปที่ 4.2 ผลการตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแสเปรียบเทียบกับทฤษฎี

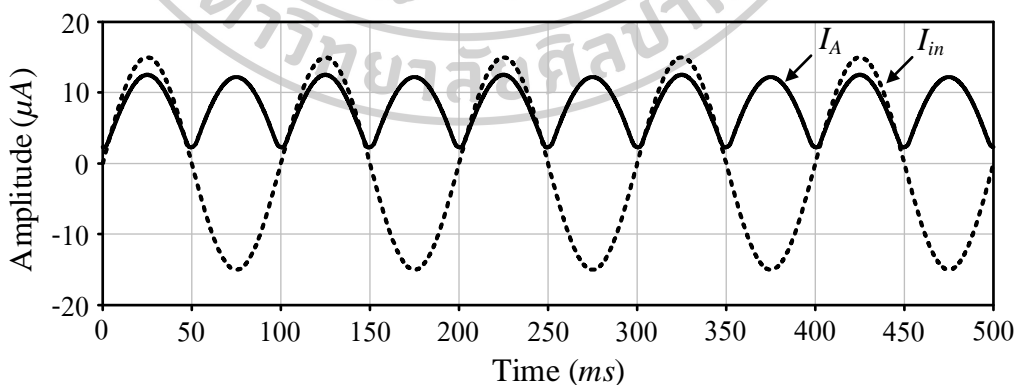
ในการทำงานเดียวกับรูปที่ 4.4 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตในโดเมนเวลา เมื่อปรับ  $I_D$  ไปสามค่า คือ  $100\mu A$ ,  $200\mu A$  และ  $300\mu A$  จากผลการจำลองเห็นได้ว่าวงจรสามารถปรับเปลี่ยนขนาดด้วย  $I_D$  ตามที่ออกแบบไว้ เมื่อพิจารณาจากผลการทดสอบในรูปที่ 4.1-4.4 สามารถสรุปได้ว่าวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลมีย่านอินพุตที่ใช้งานได้ที่  $-15\mu A$  ถึง  $15\mu A$  และอัตราขยายของวงจรควบคุมได้ด้วย  $I_D$  ซึ่งเป็นตัวที่ใช้ควบคุมวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติในโหมดกระแสต่อไป



รูปที่ 4.3 รูปคลื่นสัญญาณของ  $I_{in}$  กับ  $I_{out}$  จากวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส



รูปที่ 4.4 รูปคลื่นสัญญาณของ  $I_{out}$  จากวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแส ในโดเมนเวลา เมื่อปรับค่า  $I_D$  เท่ากับ  $100\mu A$ ,  $200\mu A$  และ  $300\mu A$

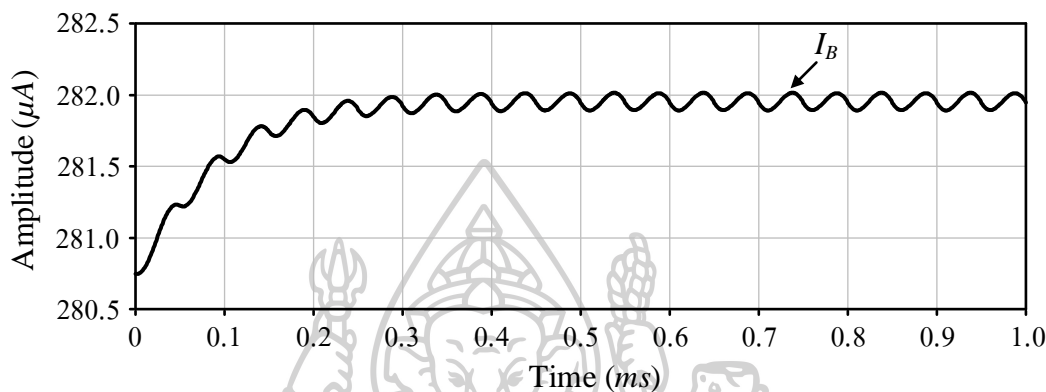


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นสัญญาณของ  $I_A$  จากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโหมดกระแสเทียบกับสัญญาณ  $I_{in}$

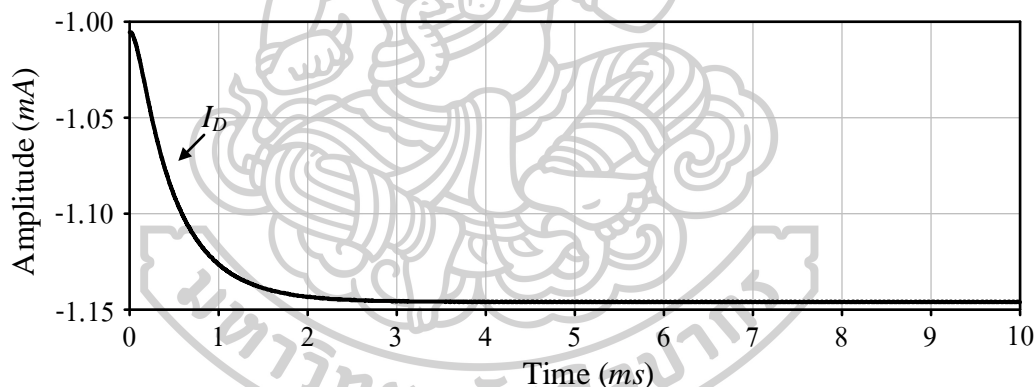
เมื่อนำวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแสต่อร่วมกับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโหมดกระแส วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 1 วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 2 และกระแสอ้างอิง ในลักษณะระบบควบคุมป้อนกลับแบบปิด (Close Loop Feedback Control System) ตามแผนผังในรูปที่ 3.1 โดยใช้อินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีขนาดและความถี่เท่ากับ  $15\mu A_p$  และ  $10kHz$  ตามลำดับ กำหนดให้พารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรเป็นดังนี้  $R=100\Omega$ ,  $I_E=20\mu A$ ,  $I_G=50\mu A$ ,  $I_{ref}=275\mu A$ ,  $C_1=C_2=20nF$  และแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรง  $\pm 0.9V$  ทดสอบวัดสัญญาณจากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นทำให้ได้สัญญาณ  $I_A$  ซึ่งมีลักษณะเป็นสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นตรงตามที่คาดไว้แสดงดังรูปที่ 4.5 โดยสัญญาณที่ได้ นั้นมีสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงรวมอยู่ด้วยตามที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 หัวข้อ 3.4 หลังจากสัญญาณ  $I_A$  ที่ได้มาจากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตัวที่ 1 ทำให้ได้เป็นสัญญาณ  $I_B$  ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งสัญญาณ  $I_B$  ที่มาจากวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตัวที่ 1 นั้นเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมอยู่ โดยมีขนาดเท่ากับ  $282\mu A$  ในส่วนของ  $I_{ref}$  ที่กำหนดให้เท่ากับ  $275\mu A$  เพื่อไปหักล้างกับสัญญาณ  $I_B$  จนกลายเป็นสัญญาณ  $I_C$  ที่มีค่าตามที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 จากรูปที่ 4.7 คือสัญญาณ  $I_D$  จากวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียตัวที่ 2 ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมลดลง เพื่อส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลให้ควบคุมอัตราขยาย ซึ่งในภาวะขนาดของสัญญาณอินพุตเป็นปกติสัญญาณ  $I_D$  นั้นจะมีค่าเท่ากับ  $-1.145mA$  ส่วนผลการจำลองในรูปที่ 4.8 คือการเปลี่ยนแปลงของ  $I_D$  เมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตเท่ากับ  $15\mu A_p$ ,  $12\mu A_p$  และ  $17\mu A_p$  ในช่วงที่สัญญาณอินพุตมีขนาด  $15\mu A_p$  สัญญาณ  $I_D$  อยู่ที่ระดับ  $-1.145mA$  เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $12\mu A_p$  และ  $17\mu A_p$  ส่งผลให้ สัญญาณ  $I_D$  เปลี่ยนแปลงจาก  $-1.145mA$  ไปเป็น  $-1.13mA$  และ  $-1.15mA$  ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่าสัญญาณ  $I_D$  เป็นตัวควบคุมหรือเป็นตัวกำหนดอัตราขยายเมื่อสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงไป

ในรูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณเอาต์พุต  $I_{out}$  ในช่วงเวลา  $10ms$  ถึง  $80ms$  เห็นได้ว่าช่วงที่สัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดขนาดนั้นมีช่วงเวลาคงตัวเท่ากับ  $2ms$  ส่วนในรูปที่ 4.10 แสดงลักษณะสัญญาณเอาต์พุต  $I_{out}$  เทียบกับสัญญาณอินพุต  $I_{in}$  ซึ่งจากรูปดังกล่าวเห็นได้ว่าขณะที่  $I_{in}$  มีขนาดเท่ากับ  $15\mu A_p$  พบว่า  $I_{out}$  มีค่าเท่ากับ  $1\mu A_p$  เมื่อ  $I_{in}$  มีขนาดเท่ากับ  $12\mu A_p$  ทำให้  $I_{out}$  ลดระดับลงไปที่  $0.6\mu A_p$  ซึ่งวงจรได้ทำการปรับขนาดของ  $I_{out}$  ให้เพิ่มขึ้นจาก  $0.6\mu A_p$  กระทั่งเป็น  $0.8\mu A_p$  และในขณะที่  $I_{in}$  มีขนาดเป็น  $17\mu A_p$  ทำให้  $I_{out}$  ถูกยกกระดืบขึ้นไปอยู่ที่  $1.3\mu A_p$  จากนั้นวงจรจึงทำหน้าที่ลดขนาดของ  $I_{out}$  ลงจาก  $1.3\mu A_p$  จนกระทั่งเหลือ  $1.1\mu A_p$  จากผลการทดลองดังกล่าวพบว่าวงจรทำหน้าที่ควบคุมอัตราขยายของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในสภาวะอินพุตปกติ นั่นคือที่  $I_{in}=15\mu A_p$  สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเป็น  $1\mu A_p$  และเมื่อสัญญาณอินพุตมีการ

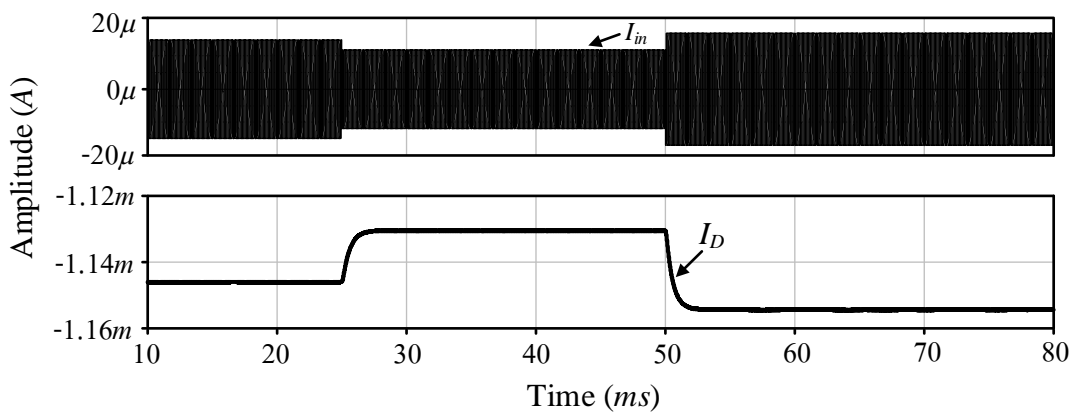
เปลี่ยนแปลงขนาดไม่ว่าจะเพิ่มขึ้นหรือลดลง ตัววงจรก็จะทำหน้าที่คงสภาพขนาดของเอาต์พุตให้อยู่ที่ระดับประมาณ  $1\mu A_p$  อยู่เช่นนี้ตลอดการทำงาน จากรูปที่ 4.11 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรที่นำเสนอเมื่อให้สัญญาณอินพุตมีขนาด  $15\mu A_p$  ซึ่งเห็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่ระดับ MHz โดยมีแบนด์วิดท์ประมาณ  $4.76MHz$  ที่  $-3dB$



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นสัญญาณของ  $I_B$  จากวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 1

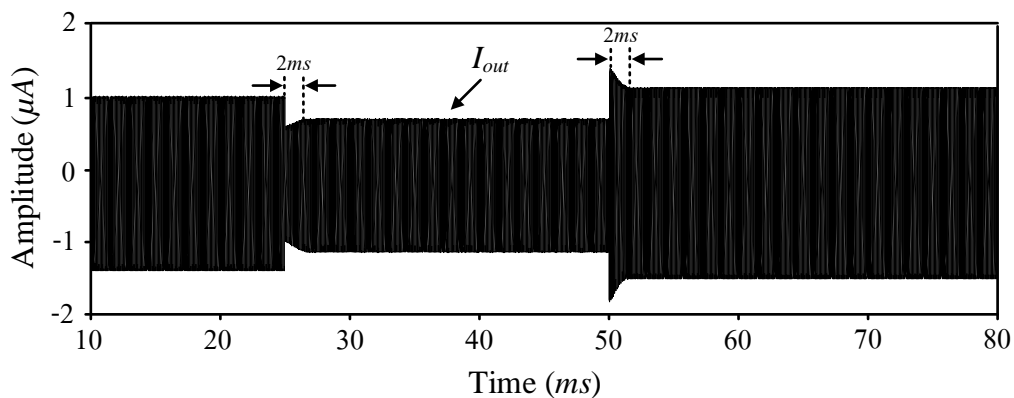


รูปที่ 4.7 รูปคลื่นสัญญาณของ  $I_D$  จากวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสตัวที่ 2

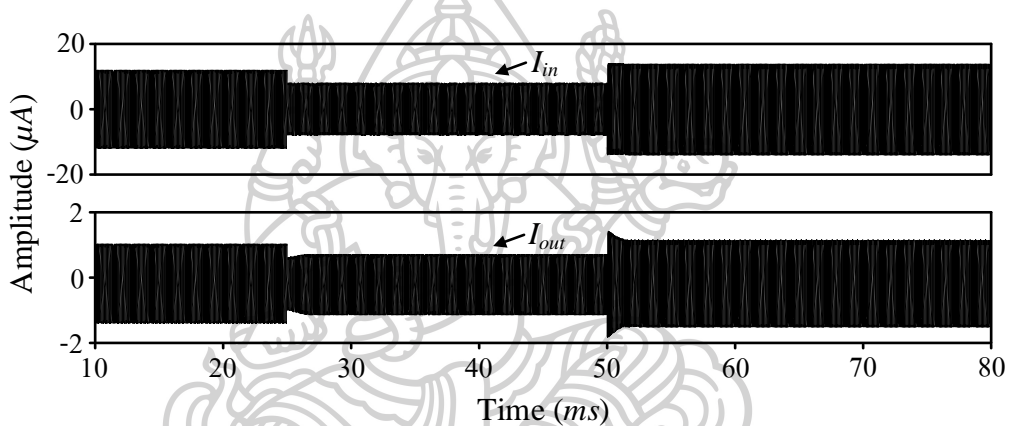


รูปที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ  $I_D$  ขณะที่สัญญาณ  $I_{in}$  มีการเปลี่ยนไปในโดเมนเวลา

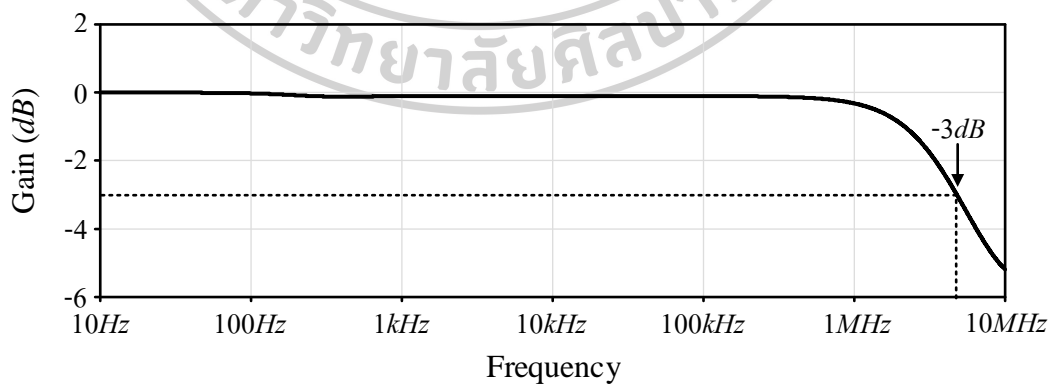




รูปที่ 4.9 รูปคลื่นของสัญญาณ  $I_{out}$  จากวงจรขยายสัญญาณอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์



รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ  $I_{out}$  และสัญญาณ  $I_{in}$  ในโดเมนเวลาของวงจรขยายสัญญาณอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณอัตโนมัติโหมดกระแสที่สังเคราะห์

## บทที่ 5

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ โหมดกระแส ด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในช่วงการทำงาน Subthreshold โดยโครงสร้างวงจรประกอบไปด้วย วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลโหมดกระแสและวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โหมดกระแสอย่างละหนึ่งวงจร วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสอีกสองวงจร นอกจากนี้ยังใช้ตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์เพียงหนึ่งตัวที่อยู่ภายในตัว วงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลและตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์สองตัวที่ต่อภายในตัว วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียอย่างละหนึ่งตัว ซึ่งทั้งสี่วงจรสังเคราะห์ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในช่วงการทำงาน Subthreshold เมื่อสังเคราะห์ช่วงการทำงานนี้ทำให้ได้อัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณเอกซ์โพเนนเชียลเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลโดยไม่ต้องใช้การประมาณค่าด้วยสมการของเอกซ์โพเนนเชียลเทียมหรือซูโคเอกซ์โพเนนเชียลที่จำเป็นต้องมีวงจรขยายจำนวนสองตัวจึงช่วยลดความซับซ้อนของวงจรลง ในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเป็นวงจรที่ใช้เพียงวงจรสะท้อนกระแสจำนวนสองวงจรเท่านั้น เพื่อทำการเรียงกระแส วงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียใช้วงจรสายพานกระแสชนิดลบในการสังเคราะห์วงจร ซึ่งวงจรสายพานกระแสที่สังเคราะห์ด้วยช่วงการทำงาน Subthreshold จึงทำให้สามารถควบคุมค่าความต้านทานแฝงได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยกระแสไบแอสและทำให้ไม่จำเป็นต้องต่อตัวต้านทานเพิ่มในทั้งสองวงจรมีจึงง่ายต่อการควบคุมเมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับระบบที่มีการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครโพรเซสเซอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อสังเคราะห์วงจรทั้งหมดที่ได้กล่าวมาข้างต้น จากนั้นจึงได้ทำการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรในกรณีที่เป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ รวมไปถึงการนำวงจรไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice เพื่อทดสอบประสิทธิภาพโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์  $0.18\mu\text{m}$  ของ TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company)

การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ โหมดกระแสที่ได้สังเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 เบื้องต้นได้ทดสอบการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ

เอกซ์โพเนนเชียลโดยให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรงที่  $\pm 0.9V$ ,  $R = 100\Omega$  และ  $I_E = 20\mu A$  ในการทดสอบแบ่งออกเป็นสองวิธีดังนี้ วิธีแรกคือ กำหนด  $I_{in}$  ให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $5\mu A$  และปรับเปลี่ยนค่า  $I_D$  วิธีที่สองคือ กำหนด  $I_D$  ให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $100\mu A$  และปรับเปลี่ยนค่า  $I_{in}$  จากผลการทดสอบทั้งสองวิธีพบว่าวงจรนั้นสามารถทำงานเป็นวงจรขยายสัญญาณในลักษณะฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลได้โดยมีค่าเบี่ยงเบน 7.56% และ 4.25% ตามลำดับ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์ ถัดมาได้ทำการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โหมดกระแสและวงจรอินทิเกรเตอร์ชนิดไม่สูญเสียโหมดกระแสทั้งสองวงจร ในการทดสอบวงจรเหล่านี้พบว่าสามารถให้ผลลัพธ์ตรงตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 เป็นอย่างดี เมื่อนำวงจรทั้งสองมาต่อกันทำให้ได้เป็นวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโหมดกระแส ซึ่งสามารถทำงานได้ตรงตามทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้ นั่นคือเมื่อขนาดของสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีสถานะปกติ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง แต่ถ้าสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงทางขนาด ไม่ว่าจะเพิ่มขึ้นหรือลดลง ตัววงจรก็จะทำหน้าที่ปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตให้มีค่าคงเดิมหรือเท่ากับตอนที่สัญญาณอินพุตมีสถานะปกติ นอกจากนี้วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่ได้สังเคราะห์ขึ้นมีอัตราการสิ้นเปลืองพลังงานเพียง  $1.27mW$  ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างวงจรที่นำเสนอกับวรรณกรรมและบทความในอดีตที่แสดงดังตารางที่ 5.1 จะพบว่าวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ประหยัดพลังงานได้ดีที่สุดและวงจรยังตอบสนองได้ดีในย่านความถี่เสียง ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องช่วยฟัง เครื่องมือวัดแบบพกพา และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ ตามที่ต้องการได้

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่นำเสนอกับวรรณกรรมและบทความที่ผ่านมา

การอ้างอิง	ช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	ย่านความถี่	ค่าเวลาคงตัว	แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	การสิ้นเปลืองพลังงาน
[1]	Strong inversion	$\approx 16MHz$	$5\mu s$	$2V$	$7.2mW$
[4]	Strong inversion	$\approx 18MHz$	$4.8\mu s$	$1.6V-2V$	$11.6mW$
[12]	Strong inversion	$3.3GHz$	N/A	N/A	$101mW$
[14]	Strong inversion	$7GHz$	N/A	$1.2V$	$28mW$
[15]	Strong inversion	$\approx 5GHz$	$1.6\mu s$	$1.8V$	$43.2mW$
[18]	Strong inversion	$110MHz$	$>200ms$	$1.5V$	$7.12mW$
วงจรที่สังเคราะห์	Weak inversion	$4.76MHz$	$2ms$	$0.9V$	$1.27mW$

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 ควรพัฒนางจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติให้ปราศจากตัวค้ำทานภายนอก โดยแนวทางการแก้ไขคือใช้วงจรเสมือนตัวค้ำทานที่ออกแบบโดยมอสทรานซิสเตอร์มาทดแทน เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทำให้ชิปมีขนาดเล็กลงและประหยัดพลังงานมากยิ่งขึ้น

5.2.2 เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตในระบบที่ได้ทดสอบมีการลดทอนลงจากสัญญาณอินพุตสามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ด้วยการต่อวงจรขยายกระแส

5.2.3 แนวทางในการพัฒนาต่อเพื่อที่นำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่าง ๆ ควรมีการคำนวณค่าเวลาคงตัวและคำนึงถึงค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์



## รายการอ้างอิง

1. X. Lv, J.S., J. Zou, S. Zhu, Y. Ge, Y. Liu, and L. Si, "A low-power decibel-linear CMOS Automatic Gain Control," in *2013 IEEE International conference on microwave technology & computational electromagnetics*, Qingdao, 2013, pp. 270-273.
2. N. Zhang, Z.W., X. Hou and W. Wen, "Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers," in *2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, Chengdu, 2017, pp. 1402-1406.
3. P. J. Green, Goh Lee Kee and S.N.A. Ahmed, "Automatic gain control scheme for bursty point-to-multipoint wireless communication system," in *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, Penang, 2017, pp. 2268-2272.
4. O. Jeon, R.M. Fox, and B. A. Myers, "Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver," in *IEEE J. Solid-State Circuits*, Oct. 2006, vol. 41, pp. 2291-2300.
5. M. W. Baker, a.R.Sarpeshkar, "Low-power single-loop and dual-loop AGCs for Bionic Ears," in *IEEE J. Solid-State Circuits*, Sept. 2006, vol. 41, pp. 1983-1994.
6. R. K. Singh, R.Dhiman and R.Chandel, "Design and analysis of a novel automatic gain control pre-amplifier circuit for hearing aid device," in *2015 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT)*, Bangalore, 2015, pp. 1-6.
7. B. Choi, S.S.Lee, C. Kim and J. Ko, "Automatic gain flattening control and automatic gain control using an all optical method in an optical amplifier," in *COIN-NGNCON 2006 - The Joint International Conference on Optical Internet and Next Generation Network*, Jeju, 2006, pp. 148-150.
8. M. Atef, R. Swoboda and H. Zimmermann., "An Automatic Gain Control Front-End Optical Receiver for Multi-Level Data Transmission," in *2008 NORCHIP*, Tallinn, 2008, pp. 57-60.
9. H. Ikeda, T.Ohshima, M. Tsunotani, T. Ichioka, and T. Kimura, "An auto-gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10-Gb/s optical communication systems," in *IEEE J. Solid-State Circuits*, Sept. 2001, vol. 36, pp. 1303-1308.

10. N. Ekekwe, and R. Etienne-Cummings, "A robust multi-application automatic gain control chip," in *IEEE Midwest symposium on circuits and systems*, Aug. 2007, pp. 265-268.
11. Y. Su, S. Lee and A. Lin, "A 0.6-V 1.8- $\mu$ W automatic gain control circuit for digital hearing aid," in *APCCAS 2008 - 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Macao, 2008, pp. 113-116.
12. C.Yan et. al., "An optical receiver with automatic gain control for radio-over-fiber system," in *2011 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits*, Tianjin, 2011, pp. 1-2, .
13. H. Kang and J. No, "Automatic gain control in high adjacent channel interference for OFDM systems," in *2017 23rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, Perth, WA, 2017, pp. 1-4.
14. L. Kong, Y. Chen, C. C. Boon, P. Mak and R. P. Martins, "A wideband inductorless dB-linear automatic gain control amplifier using a single-branch negative exponential generator for wireline applications," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Oct. 2018, vol. 65, no. 10, pp. 3196-3206.
15. I.-Hsin Wang and S.-Juan Liu, "A 0.18  $\mu$ m CMOS 1.25-Gbps Automatic-Gain-Control Amplifier," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Feb. 2008, vol. 55, no. 2, pp. 136-140.
16. พิพัฒน์ พรหมมี, วงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร (Analog Integrated Circuits for Communication). 2560, หน้า 38-49.
17. วินัย ไจกล้ำ, รายงานการวิจัยการออกแบบ CDTA ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสโดยใช้เทคโนโลยี CMOS และการประยุกต์ใช้งาน, 2548, คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา.
18. M. Siripruchyanun, "A low-voltage, low-power current-mode automatic gain control (AGC) for battery-powered equipment," in *Third IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications (DELTA'06)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 17-19 Jan 2006.

19. E. Fragnie`re, E. Vittoz and A. Van Schaik, "A Log-Domain CMOS Transcapacitor: Design, Analysis and Applications," in *Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Mar 2000, vol. 22 , pp. 195–208.









2020 the third International Conference  
on Vocational Education and Electrical Engineering  
**ICVEE (ICVEE)**

**NO.** 45512/UN38.1/DL.01.02/2020



# CERTIFICATE

TO:

**Natthapanya Pichetpiriya**

as Presenter

A current mode ACG base on Sub-threshold MOS Translinear Principle

in 2020 the third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE).  
With the theme "Strengthening the Framework of Society 5.0 through Innovations  
in Education, Electrical Engineering, and Informatics Engineering".

Surabaya, October 3-4, 2020



Chairman of ICVEE  
**Prof. Dr. Bambang Suprianto, M.T.**



**Prof. Dr. Bambang Yulianto, M.Pd.**



**Scopus**



PROCEEDING



**2020 the third International Conference on  
Vocational Education and Electrical  
Engineering (ICVEE)**

*Strengthening the framework of  
Society 5.0 through Innovations in  
Education, Electrical, Engineering  
and Informatics Engineering*

*IEEE Catalog Number : CFP20X27-ART  
ISBN : 978-1-7281-7434-1*

**3-4 OCTOBER 2020**  
UNIVERSITAS NEGERI SURABAYA

**VIRTUAL EVENT**  
SURABAYA - INDONESIA

<http://icvee.conference.unesa.ac.id>



---

## **2020 the third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE)**

### **Proceeding**

2020 the third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE) on October 3-4, 2020 in the virtual event, Surabaya, Indonesia.

IEEE catalog number : CFP20X27-ART  
ISBN : 978-1-7281-7434-1

Copyright and Reprint Permission: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limit of U.S. copyright law for private use of patrons those articles in this volume that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For other copying, reprint or republication permission, write to IEEE Copyrights Manager, IEEE Operations Center, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854.

All rights reserved. Copyright © 2020 by IEEE.

Conference Record Number 50212



## Message from the General Chair



It gives me great pleasure to all of the keynote/invite speakers, distinguished guests, and ICVEE participants, welcome to 2020 the third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE). Due to the COVID-19 ICVEE conference which is organized by the Department of Electrical Engineering and Department of Informatics, Universitas Negeri Surabaya and technical sponsorship IEEE Indonesia section hold the conference in the virtual event. The theme of our conference is “ Strengthening the framework of Society 5.0 through Innovations in Education, Electrical Engineering, and Informatics Engineering”.

This year we receive 134 articles and resulted in 71 articles that have been presented at this conference and will be submitted to the IEEE explorer. The article comes from some domestics and international universities. The International author and co-author come from Brazil, Jerman, Philippines, Japan, Taiwan, Singapore, Malaysia, Thailand, Saudi Arabia, and Australia. We would like to appreciate all of the keynotes and invite speakers, reviewers, committees, and participants for all the support and participation. We would like to give gratitude to the Universitas Negeri Surabaya as the organizer and IEEE Indonesian Section as a technical Co-sponsorship.

Finally, I wish all participants always successful and enjoy this conference. I hope this program will be interesting and useful for all the ICVEE participants.

Prof. Dr. Bambang Suprianto., MT

General Chair



Organizer and committee

## 2020 the third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE)

Organized by



Technical Co-Sponsorship



### Committee:

#### General Chair

- Prof. Dr. Bambang Suprianto, M.T (Universitas Negeri Surabaya)

#### General Co-Chair

- Dr. Nurhayati, S.T., M.T. (Universitas Negeri Surabaya)

#### TPC

- Dr. Elly Matul Immah, M.Kom. (Universitas Negeri Surabaya)
- Setya Chendra Wibawa, M.Kom. (Universitas Negeri Surabaya)

#### Publication Chair

- Salamun Rohman Nudin, S.Kom., M.Kom. (Universitas Negeri Surabaya)

#### Advisory Board

- Prof. Takeshi Fukusako, Kumamoto University (Japan )
- Prof. João Fransisco Justo (Polytechnic School of the University of São Paulo, São Paulo, Brasil)
- Prof. Nobuo Funabiki (Okayama University, Japan)
- Prof. Poki chen (National Taiwan University, Taiwan)
- Prof. Gamantyo Hendratoro (Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia)
- Prof. Alexandre Maniçoba De Oliveira (IFSP, Brazil)
- Prof. Sven Shculte (Technische Universität Dortmund, German)
- Prof. Dr. H. Bambang Yulianto., M.Pd (Universitas Negeri Surabaya, Indonesia)
- Prof. Dr. Supari Muslim , M.Pd (Universitas Negeri Surabaya, Indonesia)
- Prof. Dr. Ismet Basuki, M.Pd (Universitas Negeri Surabaya, Indonesia)
- Prof. Munoto, M.Pd (Universitas Negeri Surabaya, Indonesia)
- Prof. Ekohariadi, M.Pd (Universitas Negeri Surabaya, Indonesia)
- Spits Warnars Harco, S.Kom., M.T.I., Ph.D. (Binus University, Indonesia)

#### Section Chair

- Dr. Kurnianingsih (Vice-Chair of the IEEE Indonesia Section)



#### Technical Program Committee/reviewer

- Eko Setijadi, MT.,Ph.D – Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia
- Shintami Hidajati, PhD – Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia
- Jiapan Guo., MSc.Ph.D – University of Groningen, Netherlands
- Prof. Alexandre Maniçoba De Oliveira – Instituto Federal de São Paulo, IFSP, Brazil
- Warangkana Chaihongsu, D.Eng– King Mongkut’s Institute of Technology Langkrabang, Thailand
- Dr. Umi Laili Yuhana., M.Kom – Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia
- Dr. Tri Budi Santoso., ST., MT. – Politeknik Elektronika Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Rr. Ani Dijah Rahajoe., ST.,M.Cs – Universitas Bhayangkara Surabaya
- Dr. Amirullah., ST., MT. – Universitas Bhayangkara Surabaya
- Ir. Wijono, Ph.D – Universitas Brawijaya, Indonesia
- Dr. Eng. Adi Wibowo, S.Si., M.Kom – Universitas Diponegoro, Indonesia
- Krismadinata, Ph. D – Universitas Negeri Padang, Indonesia
- Dr. Diana Purwitasari – Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia
- Royyana Muslim Ijtihadie., Ph.D– Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Indonesia
- Dr. Eng. Asep Bayu Dani Nandiyanto – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Didin Wahyudin, Ph.D – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Didik Nurhadi., PhD – Universitas Negeri Malang, Indonesia
- Iwan Kustiawan, Ph. D – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Prof. Moh. Khairuddin, Ph.D – Universitas Negeri Yogyakarta, Indonesia
- Dr. Ade Gafar Abdullah – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Dr. Nyoman Gunantara., MT– Universitas Udayana, Indonesia
- Dr. Umairah., MT – Universitas Mercu Buana, Jakarta, Indonesia
- Dr. Indah Kurniawati., MT– Universitas Muhammadiyah Surabaya, Indonesia
- Dr. Farah Afianti., M. Kom– Telkom University, Indonesia
- Dr. Mike Yuliana – Politeknik Elektronika Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Syahfrizal tahcfullah., MT– Universitas Borneo Tarakan, Indonesia
- Teuku Muhammad Roffi., Ph.D – Universitas Pertamina, Indonesia
- Dr. Hakkun Elmunsyah– Universitas Negeri Malang, Indonesia
- Dr. Verry Ronny Palinglingan– Universitas Negeri Manado, Indonesia
- Dr. Ing. Parabelem Tinno dolf Rompas., M.Eng – Universitas Negeri Manado, Indonesia
- Dr. Lala Septem Riza., MT – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Dr. Endi Suhendi., M.Si. – Universitas Pendidikan Indonesia, Indonesia
- Ilmi Jazuli Ichsan., M.Pd – Universitas Negeri Jakarta, Indonesia
- Eppy Yundra, Ph. D – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Lilik Anifah, MT – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. IGP Asto Buditjahjanto, MT – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Nurhayati, ST., MT. – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Lusia Rakhmawati, M.T. – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Yuni Yamasari., M.Kom– Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Unit Three Karini., Ph.D– Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Hapsari Peni Tjahyaningtjas., MT– Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Utama Alan Deta., M.Pd– Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Naim Rochmawati., M.Kom – Universitas Negeri Surabaya, Indonesia
- Dr. Ricky Eka Putra, S.Kom., M.Kom– Universitas Negeri Surabaya, Indonesia

#### Organizing Committee

- Dr. Maspiyah, M.Kes.
- Dr. Edy Sulisty., M.Pd
- Dr. Agus Wiyono.
- Dedy Rahman Prehanto, S.Kom., M.Kom
- Prof. Dr. Munoto, M.Pd.



- Ir. Achmad Imam Agung, M.Pd.
- I Kadek Dwi Nuryana, S.T.,M.Kom.
- Prof. Dr. Bambang Suprianto, M.T.
- Dr. Nurhayati, S.T., M.T.
- Aries Dwi Indriyanti, S.Kom., M.Kom
- Dr. Euis Ismayati.,M.Pd.
- Yeni Anistyasari, S.Pd.,M.Kom
- Dr. Ricky Eka Putra, S.Kom., M.Kom.
- I Gusti Lanang Eka Putra., S.Kom., M.Kom.
- Nur Kholis, S.T., M.T.
- Eppy Yundra, P.hD
- Unit Three Kartini., Ph.D
- Aditya Chandra H., ST., MT.
- Farid Baskoro, ST., MT.
- Dr. I G.P. Asto B., M.T.
- Dr. Lilik Anifah.,S.T.,M.T
- Dr. Meini Sondang, M.Pd.
- Dr. Lusia Rakhmawati, MT
- Hapsari Peni Tjahjaningtijas.,MT
- Setya Chendra Wibawa., S.Pd., M.Kom
- Dodik Arwin Darmawan., S.T., M.T.
- Rifqi Firmansyah, S.T., M.T.
- Arif Widodo, S.T., M.Sc.
- Naim Rohmawati, M.Kom
- Yuli Sutoto, S.Pd, M.Pd.
- Salamun Rohman Nudin, S.Kom.,M.Kom.
- Rahardian Bisma, S.Kom.,M.Kom
- Mahendra Widyartono, ST., MT
- Widi Ariwibowo, S.T., M.T.
- Dr. Joko, S.Pd., M.Pd.
- Drs. Bambang Sujatmiko.,M.T.
- Reza Rahmadian, S.ST., MengSc
- Miftahur Rohman, S.T.,M.T
- Fendi Ahmad, S.Pd.,M.Pd.
- L. Endah Cahya Ningrum, S.Pd.,M.Pd.
- Rindu P, S.Kom., M.Kom.
- Martini Dwi Endah Susanti, S.Kom., M.Kom
- Paramitha Nerisafitra, S.ST., M.Kom.
- Syarifuddin Zuhri., S.Pd.,M.T.
- Subuh Isnur Haryudo, S.T., M.T.
- Marisa, S.E



## General and Paralel Program Schedule

### General Timetable ICVEE Saturday, October 3-4, 2020

No	Activity	Time	Duration	PIC	Necessity
<b>Plenary Session Sat, Oct 3</b>					
1	Online Registration (Technical meeting Preparation and On the Spot registration)	07.30 – 08.00	30 minutes	Committee	Laptop, internet
2	Opening and Rules Guidance for the Virtual Conference	08.00 – 08.10	10 minutes	Committee	Laptop, file, documentation
3	Viewing Profile Video of Universitas Negeri Surabaya, Listening Indonesia National Anthem, and Listening Mars of Universitas Negeri Surabaya	08.10 – 08.30	20 minutes	Committee	Laptop, file, documentation
4	Welcoming Session	08.30 – 08.50	20 minutes	<b>Prof. Dr. Bambang Yulianto., M.Pd</b> Vice Rector I of Universitas Negeri Surabaya	Laptop, file
5	Keynote Speaker 1 (ICVEE)	09.00 – 09.30	30 minutes	<b>Prof. Takeshi Fukusako</b> , Professor at Kumamoto University, Japan	Laptop, file
6	Keynote Speaker 2	09.30 – 10.00	30 minutes	<b>Prof. Dr. Hadi Susanto</b> , Professor at University of Essex, UK and Khalifa University, UAE	Laptop, file
7	Keynote Speaker 3	10.00 – 10.30	30 minutes	<b>Prof. Johan Pion</b> , Professor at HAN University	
8	Live Discussion (Question and Answer)	10.30 – 11.15	45 minutes	Plenary Moderator	
<b>Roundtable Discussion, Sat Oct 3, 2020 (ICVEE)</b>					





No	Activity	Time	Duration	PIC	Necessity
9	Welcoming session from ICVEE chair	12.00-12.10	10 minutes	Prof Bambang Suprianto., MT	Laptop, file
10	Invited Speaker I	12.10 – 12.35	25 minutes	Prof. Madya. Ir. Dr. Abd Kadir bin Mahamad  Universiti Tun Hussein Onn Malaysia (UTHM) (Malaysia )	Laptop, file
11	Invited Speaker II	12.35 – 13.00	25 minutes	Prof. Mingchang Wu., Ph.D.  National Yunlin University of Science and Technology (Taiwan )	Laptop, file
11	Invited Speaker III	13.00 – 13.30	30 minutes	Prof. Wisnu Jatmiko., Ph.D  Universitas Indonesia (UI)  (IEEE Indonesian Section chair)	Laptop, file
10	Live Discussion (Question and Answer)	13.30 – 14.15	45 minutes	Plenary Moderator	
13	Rules Guidance for the Roundtable Discussion	14.15 – 14.30	15 minutes	Committee (IEEE-AP) (IEEE for room 1-8)	Laptop, file
14	Session of Roundtable Discussion	14.30 – 17.00		Room 1 – Room 8 (14.30-14.45) Room 1 – Room 8 (14.45-15.00) Room 1 – Room 8 (15.00-15.15) Room 1 – Room 8 (15.15-15.30) <b>Break (30 minutes)</b> Room 1 – Room 8 (16.00-16.15) Room 1 – Room 8 (16.15-16.30) Room 1 – Room 8 (16.30-16.45) Room 1 – Room 8 (16.45-17.00) Room 1 – Room 8 (17.00-17.15) Room 1 – Room 8 (17.15-17.30)	Laptop, file



No	Activity	Time	Duration	PIC	Necessity
				Break (30 minutes)	
15	Announcement best paper/presenter and reviewer Closing speech	18.00 – 18.30	30 minutes	Room 1	Laptop, internet



## PARALLEL SESSION TIMETABLE ICVEE

Saturday, October 3, 2020

Room 1

Moderator 1 IGP Asto Buditjahjanto  
2 Liik Anifah

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	266	Differences Between Students from Senior High School and Vocational School in the Learning Outcomes of Electrical Engineering Students	14.30-14.45
2	270	absent	
3	276	Combining the Unsupervised Discretization Method and the Statistical Machine Learning for the Modeling of the Students' Performance	15.00-15.15
4	294	The effect of changing the type of lamp, lighting power and adding light points to the strength of the lighting in the Classroom and Reading Room of the Postgraduate Program at the Bung Hatta Building, Jakarta State University	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	352	absent	16.00-16.15
6	362	absent	16.15-16.30
7	363	Google Classroom Effectiveness and Efficiency as Alternative Online Learning Media to Overcome Physical Distancing in Lectures as a result of the Covid-19 pandemic: Student Perspectives	16.30-16.45
8	367	Effectiveness of Mobile Learning Implementation in Increasing Student Competence and Preventing the Spread and Impact of COVID-19	16.45-17.00
9	368	The Effect of Participation in Scientific Research and Conference on Vocational Teachers' Competencies	17.00-17.15
10	412	Evaluation of Indonesian Technical and Vocational Education in Addressing the Gap in Job Skills Required by Industry	17.15-17.30



**Room 2**

**Moderator 1 Hapsari P A Tjahyaningtjas**  
**2**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	413	Semantic Web Ontology for Vocational Education Self-Evaluation System	14.30-14.45
2	416	The impact of The COVID-19 Pandemic in Indonesia (Face to face versus Online Learning)	14.45-15.00
3	425	absent	15.00-15.15
4	459	DESIGN OF COMPETENCY TEST MODEL FOR ELECTRICAL INSTALLATION AUTOMATION BASED ON PROJECT LEARNING FOR ELECTRICAL ENGINEERING STUDENTS	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	474	EFFECTIVENESS THE USE OF INTERACTIVE MULTIMEDIA LEARNING MEDIA IN FACIAL SKIN CARE COURSES	16.00-16.15
6	476	The Effect of the Android based Mobile-Learning Models on Student Learning Outcomes in Research Methodology Courses in the Cosmetology and Beauty Department	16.15-16.30
7	489	The Marketing of Teaching Factory Product Through Online E-Commerce at Fashion Design Vocational High Schools	16.30-16.45
8	507	absent	16.45-17.00
9	330	FACTOR ANALYSIS THAT INFLUENCES CPL/PILOT LICENSE COMMERCIAL PHASE TECHNICAL KNOWLEDGE OF CADETS OF OFFICIAL AVIATION SCHOOL VOCATIONAL EDUCATION	17.00-17.15
10	347	Measurement Model of Employability Skills of Vocational High School Student in East Java Using Structural Equation Model (SEM)	17.15-17.30



**Room 3**

**Moderator 1 Naim Rochmawati**  
**2 Yeni Anistyasari**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	231	Learning Solutions for Multi Interaction-Based Computer Network Devices with Mobile Augmented Reality (Effectiveness, Interface, and Experience Design)	14.30-14.45
2	236	The Concept of Using TOLSYASUPI-EduMed in Basic Programming Learning with Problem-Posing Interaction Flow	14.45-15.00
3	238	E-Voting on Blockchain using Solidity Language	15.00-15.15
4	303	Risk Analysis of Cloud Computing in the Logistics Process	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	382	absent	16.00-16.15
6	433	Deep Learning Implementation of Facemask and Physical Distancing Detection with Alarm Systems	16.15-16.30
7	430	Covid Symptom Severity Using Decision Tree	16.30-16.45
8	462	An Enhanced Cryptographic Algorithm in Securing Healthcare Medical Records	16.45-17.00
9	538	Detecting SQL Injection On Web Application Using Deep Learning Techniques: A Systematic Literature Review	17.00-17.15
10	554	Integration of FAHP and COPRAS Method for New Student Admission Decision Making	17.15-17.30



**Room 4**

**Moderator 1 Salamun Rohman Nudin**  
**2 Ricky Eka Putra**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	568	Non-Proliferative Diabetic Retinopathy Classification Based on Hard Exudates Using Combination of FRCNN, Morphology, and ANFIS	14.30-14.45
2	406	A New Adaptive Online Learning using Computational Intelligence	14.45-15.00
3	420	The design and implementation of web crawler distributed news domain detection system	15.00-15.15
4	427	High Availability in Software-Defined Networking using Cluster Controller: A Simulation Approach	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	435	Pneumonia and COVID-19 Detection using Convolutional Neural Networks	16.00-16.15
6	354	What's in a Caption?: Leveraging Caption Pattern for Predicting the Popularity of Social Media Posts	16.15-16.30
7	372	Fractional Gradient Descent Optimizer for Linear Classifier Support Vector Machine	16.30-16.45
8	411	The Identification of the Apples (Malus Sylvestris) Skin Wax Coating Using the Edge Detection Method	16.45-17.00
9	453	Key Rate Enhancement by Using the Interval Approach in Symmetric Key Extraction Mechanism	17.00-17.15
10	484	EnORS: An Enhanced Object Relationship Schema	17.15-17.30
11	450	Development of Mapping Area Software for Dismissal people affected by Covid 19	17.3--17.45



**Room 5**

**Moderator 1 Reza Rahmadian**  
**2 Rifqi Firmansyah**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	298	Validation of Voice Recognition in Various Google Voice Languages using Voice Recognition Module V3 Based on Microcontroller	14.30-14.45
2	322	Texture Analysis of Knee Osteoarthritis Using Contrast Limited Adaptive Histogram Based Gray Level Co-occurrent Matrix	14.45-15.00
3	334	Design of Model Predictive Control for Stability of Two Stage Inverted Pendulum	15.00-15.15
4	358	Hydrothermal Growth Temperature Dependence of Nanostructured Nickel Oxide Transparency	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	359	Designing Automatic Dispensers for the Blind People based on Arduino Mega using DS18B20 Temperature Sensor	16.00-16.15
6	365	Effects of Precursor Concentration on the Transparency of Hydrothermally Grown Zinc Oxide	16.15-16.30
7	525	A Dual UPQC to Mitigate Sag/Swell, Interruption, and Harmonics on Three Phase Low Voltage Distribution System	16.30-16.45
8	370	Design and Implementation of IoT System for Aeroptic Chamber Temperature Monitoring	16.45-17.00
9	397	Autonomous Robotics in Agriculture: A Review	17.00-17.15
10	401	Design of Fire Detection Equipment Due to the Arc-Fault Series on Low Voltage Networks Based on Internet of Things (IoT)	17.15-17.30



**Room 6**

**Moderator 1 Arif Widodo**  
**2 Unit Three K**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	466	A Hybrid Classification Based on Machine Learning Classifiers to Predict Smart Indonesia Program	14.30-14.45
2	272	Optimization of Water Level Control Systems Using ANFIS and Fuzzy-PID Model	14.45-15.00
3	384	[Design And Development Of Student Absention Application Prototype Using Android-Based Flutter: A Case Study In Electro Engineering Department Of Mataram University	15.00-15.15
4	480	SIMULATION AND PERFORMANCE EVALUATION OF FIBER OPTIC SENSOR FOR DETECTION OF SALINITY IN PRAWN POND APPLICATION	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	488	MICROCONTROLLER AND WIRELESS COMMUNICATION BASED SMART LABORATORY BOX SYSTEM IMPLEMENTATION	16.00-16.15
6	491	Management of Empty Parking Spot Based On Computer Vision	16.15-16.30
7	369	Performance Evaluation of ESP8266 for Wireless Nurse Call System	16.30-16.45
8	374	A current mode ACG base on Sub-threshold MOS Translinear Principle	16.45-17.00
9	424	Combination of Fuzzy C-Means and Simple Additive Weighting Using Partition Coefficient Index	17.00-17.15
10	485	A Neuro-Fuzzy Approach for Cacao Bean Grading Classification Process	17.15-17.30





**Room 7**

**Moderator 1 Mahendra Widyartono**

**2 Widi Aribowo**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	269	Tuning of Power System Stabilizer Using Cascade Forward Backpropagation	14.30-14.45
2	293	SETTING COORDINATION RELAY PROTECTION ON MULTYLOOP MODEL DISTRIBUTION ELECTRICAL POWER SYSTEM SISTEM USING FIREFLY ALGORITHM	14.45-15.00
3	300	HYBRID MODEL FOR THE NEXT HOURLY ELECTRICITY LOAD DEMAND FORECASTING BASED ON CLUSTERING AND WEATHER DATA	15.00-15.15
4	402	Partial Shading Effect on I-V Characteristic and Maximum Power of a Photovoltaic Array	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	428	Effect of Combination Fractional Slot Number and Slotting Tecnique on the Cogging Torque in Permanent Magnet Machines	16.00-16.15
6	267	absent	16.15-16.30
7	361	Research on the Influencing Factors of Industrial Designers' Potential Traits on Career Planning	16.30-16.45
8	442	DESIGN OF AERIAL ROBOT AS TEACHING MEDIA WITH EDUCATIONAL ROBOTIC BASED LEARNING SYSTEM	16.45-17.00
9	454	The Roles of Information Technology Knowledge and Online Learning in Learning Environment Changes at Vocational Education System	17.00-17.15
10			17.15-17.30



**Room 8**

**Moderator 1 Eppy Yundra**

**2 Nurhayati**

No	Paper ID	Paper Title	Time (GMT +7)
1	280	Motion Sensing for Wireless Body Area Networks Based on Android Using Wi-Fi Direct Transmission	14.30-14.45
2	316	Impact of Nonlinear Distortion with the Rapp Model on the GFDN System	14.45-15.00
3	319	The New Intelligent Wireless Sensor Network using Artificial Intelligence for Building Fire Disasters	15.00-15.15
4	327	A Vivaldi Antenna Palm Tree Class with Koch Square Fractal Slot Edge for Near-Field Microwave Biomedical Imaging Applications	15.15-15.30
<b>BREAK</b>			14.45-15.15
5	336	Decision Support System Cattle Weight Prediction using Artificial Selected Weighting Method	16.00-16.15
6	349	Design of X-Band Microstrip Antenna for Circularly Polarized Synthetic Aperture Radar (CP-SAR) System	16.15-16.30
7	371	Design of Horizontal Polarization Microstrip Patch Antenna with Bandwidth Enhancement at C-band Frequency	16.30-16.45
8	376	Comparison Study of Hilbert Sierpinski and Koch Fractal on Coplanar Vivaldi Antenna for L and S band application	16.45-17.00
9	410	Design of a Microstrip Line Quad-band Bandpass Filter based on Fibonacci geometric sequence	17.00-17.15
10	461	Potentials of metasurface technology on antennas and propagation	17.15-17.30

## Table of Contents

<b>Title</b>	<b>i</b>
<b>Copyright – Proceeding ICVEE 2020</b>	<b>ii</b>
<b>Message from the General Chair ICVEE 2020</b>	<b>iii</b>
<b>Organizing Committee ICVEE 2020</b>	<b>iv</b>
<b>General and Paralel Schedule ICVEE 2020</b>	<b>vii</b>
<b>Table of Content (TOC) Proceeding ICVEE 2020</b>	<b>xviii</b>

(TOC based on the sequence of the paper ID )

Mobile Augmented Reality Application with Multi-Interaction for Learning Solutions on the Topic of Computer Network Devices (Effectiveness, Interface, and Experience Design)  
*Subandi Subandi, Aulia Akhrian Syahidi, Joniriadi, Amran Mohamed*

The Concept of Using Interactive Educational Media with problem-posing Interaction Flow in Basic Programming Learning  
*Aulia Akhrian Syahidi, Herman Tolle, Ahmad Afif Supianto, Ahmad Afif Supianto, Tsukasa Hirashima*

E-Voting on Blockchain using Solidity Language  
*Yamuna Rosasooria, Abd Kadir Mahamad, Sharifah Saon, Mohd Anuar Mat Isa, Shingo Yamaguchi, Mohd Anuaruddin Ahmadon*

Difference Between Students from Senior High School and Vocational School in the learning Outcomes of Electrical Engineering Students  
*Yuli Sutoto Nugroho, Alexandra K Paleologoudias*

Tuning of Power System Stabilizer Using Cascade Forward Backpropagation  
*Widi Aribowo, Supari Muslim, Unit Three Kartini, I Gusti Putu Asto Buditjahjanto, Bambang Suprianto, Munoto munoto*

Optimization of Water Level Control Systems Using ANFIS and Fuzzy-PID Model  
*Muhlasin, Budiman, Machrus Ali, Asmun Parwanti, Aji Aknbar Firdaus, Iswinarti*

Combining the Unsupervised Discretization Method and the Statistical Machine Learning on the Students' Performance  
*Yuni Yamasari, Anita Qoiriah, Naim Rochmawati, Wiyli Yustanti, Hapsari P. A. Tjahyaningtjias, Puput W. Rusimamto*

Motion Sensing for Wireless Body Area Networks Based on Android Using Wi-Fi Direct Transmission  
*Eppy Yundra, Lingga Arianto, Unit Three Kartini*

Setting Coordination Relay Protection On Multiloop Model Distribution Electrical Power System Using Firefly Algorithm  
*Daeng Rahmatullah, Belly Yan Dewantara, Iradiratu Diah P K, Fendi Achmad*

The effect of changing the type of lamp, lighting power and adding light points to the strength of the lighting in the Classroom and Reading Room of the Postgraduate Program at the Bung Hatta Building, Jakarta State University

*Massus Subekti, Imam Arif Rahardjo, Eka Mardiana Mardiana*

Validation of Voice Recognition in Various Google Voice Languages using Voice Recognition Module V3 Based on Microcontroller

*Khusnul Khotimah, Alfiantin Noor Aziimah, Meini Sondang Sumbawati, Agus Budi Santoso, Bambang Suprianto, Tri Rijanto, Miftahul Ma'arif*

Hybrid Model For The Next Hourly Electricity Load Demand Forecasting Based on Clustering and Weather Data

*Unit Three Kartini, Deddy Putra Ardyansyah, Eppy Yundra*

Risk Analysis of Cloud Computing in the Logistics Process

*Maniah, Shiyami Milwandhari*

Impact of Nonlinear Distortion with the Rapp Model on the GFDM System.

*Ari endang jayati, Muhammad Sipan*

The New Intelligent Wireless Sensor Network using Artificial Intelligence for Building Fire Disasters

*Iravan Dwi Wahyono, Khoirudin Asfani, Mohd Murtadha Mohamad, HA Rosyid, AN Afandi, Aripriharta*

Texture Analysis of Knee Osteoarthritis Using Contrast Limited Adaptive Histogram Based Gray Level Co-occurrent Matrix

*Mohammad Meizaki Fatihin, Farid Baskoro, Lilik Anifah*

A Vivaldi Antenna Palm Tree Class with Koch Square Fractal Slot Edge for Near-Field Microwave Biomedical Imaging Applications

*Raimundo Eider Figueredo Sobrinho, Alexandre Maniçoba De Oliveira, Nurhayati Nurhayati, Antonio Mendes De Oliveira Neto, Ingrid Correia Nogueira, João Francisco Justo Filho, Arnaldo de Carvalho Junior, Marcelo Bender Perotoni*

Factor Analysis that Influences CPL/Pilot License Commercial Phase Technical Knowledge of Cadets of Official Aviation School Vocational Education

*Ahmad Hariri, Bambang Suprianto, I Gusti Putu Asto B, Arie Wardhono*

Design of Model Predictive Control for Stability of Two Stage Inverted Pendulum

*Rifqi Firmansyah, 1,2, Pressa P. Surya Saputra*

Decision Support System Cattle Weight Prediction using Artificial Selected Weighting Method

*Lilik Anifah, Haryanto*

Measurement Model of Employability Skills of Vocational High School Student in East Java Using Structural Equation Model (SEM)

*Tri Wrahatnolo, Ekohariadi Ekohariadi, Munoto Munoto*

Design of X-Band Microstrip Antenna for Circularly Polarized Synthetic Aperture Radar (CP-SAR) System

*Falah Khairullah, Tommi Hariyadi*

What's in a Caption?: Leveraging Caption Pattern for Predicting the Popularity of Social Media Posts  
*Shintami Chusnul Hidayati, Raden Bimo Rizki Prayogo, Mhd. Fadly Hasan, Satria Ade Veda Karuniawan, Yeni Anistyasari*

Hydrothermal Growth Temperature Dependence of Nanostructured Nickel Oxide Transparency  
*Teuku Muhammad Roffi, Fathur Rozi Yansyah, Arya Widya Ramadhan, Romi Naufal Karim, Nita Indriani Pertivi*

Designing Automatic Dispensers for the Blind People based on Arduino Mega using DS18B20 Temperature Sensor

*Ali Nur Fathoni, Noor Hudallah, Riana Defi Mahadji Putri, Khusnul Khotimah, Tri Rijanto, Miftahul Ma'arif*

Research on the Influencing Factors of Industrial Designers' Potential Traits on Career Planning  
*Ming-Chang Wu, Chun-Hsien*

The Effectiveness and Efficiency of Google Classroom as an Alternative Online Learning Media to Overcome Physical Distancing in Lectures Due to the Covid-19 pandemic: Student perspectives  
*Miftahur Rohman, Farid Baskoro, L Endah Cahya Ningrum*

Effects of Precursor Concentration on the Transparency of Hydrothermally Grown Zinc Oxide  
*Zayyan Rafi Kesuma, Kamelia Agustina, Antonius Daud Bastian Wibowo, Teguh Aryo Nugroho, Teuku Muhammad Roffi*

Effectiveness of Mobile Learning Implementation in Increasing Student Competence and Preventing the Spread and Impact of COVID-19  
*Joko Joko, Supari Muslim, Agus Budi Santoso, Rina Harimurti*

The Effect of Participation in Scientific Research and Conference on Vocational Teachers' Competence  
*Ismet Basuki, Joko Joko, Arif Widodo*

Performance Evaluation of ESP8266 for Wireless Nurse Call System  
*Arif Widodo, Muhammad Adharul Imron, Nurhayati Nurhayati*

Design and Implementation of IoT System for Aeroponic Chamber Temperature Monitoring  
*Charisma Aulia Jamhari, Wahyu Kunto Wibowo, Aulia Rahma Annisa, Teuku Muhammad Roffi*

Design of Horizontal Polarization Microstrip Patch Antenna with Bandwidth Enhancement at C-band Frequency  
*Nedya Ulfah, Tommi Hariyadi*

Fractional Gradient Descent Optimizer for Linear Classifier Support Vector Machine  
*Dian Puspita Hapsari, Imam Utoyo, Santi Wulan Purnami*

A current mode ACG base on Sub-threshold MOS Translinear Principle  
*Nathapanya Pichetpiriya, Pawich Choykhuntod, Phamorn Silapan, Rapeepan Kaewon*

Comparison Study of Hilbert Sierpinski and Koch Fractal on Coplanar Vivaldi Antenna for L/S band application

*Nurhayati Nurhayati, Alexandre M De Oliveira, Antonio M de Oliveira, Raimundo Eider Figueiredo, Marco Antonio Bernardino Pinto, João F. Justo, Fitri Adi Iskandarianto, Takeshi Fukusako*

Design And Development Of Attendance System Application Using Android-Based Flutter

*Giri Wahyu, Ramadan Wibi Surya Aji, Djul Fikry*

Autonomous Robotics in Agriculture: A Review

*Reza Rahmadian, Mahendra Widyartono*

Design of Fire Detection Equipment Due to the Arc-Fault Series on Low Voltage Networks Based on Internet of Things (IoT)

*Abdillah Fashiha Ilman, Mohammad Jauhari, Mohammad Nur, Dzulkijfih Dzulkijfih*

Partial Shading Effect on I-V Characteristic and Maximum Power of a Photovoltaic Array

*Mahendra Widyartono, Reza Rahmadian*

A New Adaptive Online Learning using Computational Intelligence

*Irawan Dwi Wahyono, Khoirudin Asfani, Mohd Murtadha Mohamad, Djoko Saryono, M Ashar, S. Sunarti*

Design of a Microstrip Line Quad-band Bandpass Filter based on Fibonacci geometric sequence

*Marco Antonio Bernardino, Raimundo Eider Figueiredo, João Francisco Justo, Marcelo Bender Perotoni, N. Nurhayati, Alexandre Maniçoba de Oliveira*

The Identification of the Apples (*Malus Sylvestris*) Skin Wax Coating Using the Edge Detection Method

*Robby Kurniawan Budhi, Alan Budi Rianto, Agus Prayitno*

Evaluation of Indonesian Technical and Vocational Education in Addressing the Gap in Job Skills Required by Industry

*Muhammad Ali, Bruri Triyono, Thomas Koehler*

Semantic Web Ontology for Vocational Education Self-Evaluation System

*Muhammad Ali, Faiq Miftakhul Falakh*

The impact of The COVID-19 Pandemic in Indonesia (Face to face versus Online Learning)

*Dina Fitria Murad, Rosilah Hassan, Yaya Heryadi, Bambang Dwi Wijanarko, Titan*

Combination of Fuzzy C-Means and Simple Additive Weighting Using Partition Coefficient Index

*Faizal widya nugraha, Silmi Fauziati, Adhistya Erna Permanasari*

High Availability in Software-Defined Networking using Cluster Controller: A Simulation Approach

*IMade Suartana, Mokhamad Aguk Nur Anggraini, Abhimata Zuhra Pramudita*

Effect of Combination Fractional Slot Number and Slotting Technique on the Cogging Torque in Permanent Magnet Machines

*Marsul Siregar, Tajuddin Nur, Liza Evelyn Joe, Karel O. Bachri, Catherine Olivia Sereati, Sandra O.B.W*

Covid Symptom Severity Using Decision Tree

*Naim Rochmawati, Hanik Badriyah Hidayati, Wiyli Yustanti, Yuni Yamasari, Lusia Rakhmawati, Hapsari PA tjahyaningtjas, Yeni Anistyasari, Lusia Rakhmawati*

Deep Learning Implementation of Facemask and Physical Distancing Detection with Alarm Systems  
*Sammy Victoriano Militante, Nanette Villavert Dionisio*

Pneumonia and COVID-19 Detection using Convolutional Neural Networks  
*Sammy Victoriano Militante, Renante Apelado Diamante, Brandon G. Sibbaluca*

Development of Mapping Area Software for Dismissal people affected by Covid 19  
*Aries Dwi Indriyanti, Dedy Rahman Prehanto, I Gusti lanang Putra Eka, I Kadek Dwi Nuryana, Agus Wiyana*

Key Rate Enhancement by Using the Interval Approach in Symmetric Key Extraction Mechanism  
*Mike Yuliana, Suwadi, Wirawan*

The Role of Information Technology Knowledge and Online Learning on Learning Environmental Changes in Vocational Education  
*Yuyun Suprpto, Mochammad Rifai, Fiqqih Faizah, Ariyono Setiawan*

Design of Competency Test Model for Electrical Installation Automation Based Project Learning for Electrical Engineering Students  
*Subuh Isnur Haryudo, Ekohariadi, Munoto, Setya Chendra Wibawa, Fendi Achmad, Edy Sulistyio*

Potentials of Metasurface Technology on Antennas and Propagation  
*Takeshi Fukusako, Ryuji Kuse*

An Enhanced Cryptographic Algorithm in Securing Healthcare Medical Records  
*Jessie Retorca Paragas*

A Hybrid Classification Based on Machine Learning Classifiers to Predict Smart Indonesia Program  
*Ichwanul Muslim Karo Karo, Ari Wilyan Ramadhelza, Ryan Ramdhani, Bilal Zahran Aulfa*

The Effectiveness of the Use of Learning Media of Interactive Multimedia in Facial Skin Care Courses  
*Murni Astuti*

The Effect of Mobile-Learning Models on Students' Learning Outcomes of Research Methodology Courses at the Cosmetology and Beauty Department  
*Rahmiati Rahmiati, Yuliana, Muhamad Adri, Ika Parma Dewi*

Simulation and Performance Evaluation of Fiber Optic Sensor for Detection of Salinity in Prawn Pond Application  
*Sapitri Hermawati, Budi Mulyanti, Roer Eka Pawinanto, Arjuni Budi Pantjawati, Lilik Hasanah, Wawan Purnama*

EnORS: An Enhanced Object Relationship Schema  
*Ritchell Solitario Villafruerte, Deborah Go Brosas, Dindo C. Obediencia, Jessie R. Paragas*

Adaptive Neuro-Fuzzy Approach for Cacao Bean Grading Classification Process  
*Deborah G. Brosas, Ritchell S. Villafruerte, Dindo C. Obediencia*

Microcontroller and Wireless Communication Based Smart Laboratory Box System Implementation  
*Hadiwiyatno, M. Nanak Zakaria, Septiandi Wira Yoga*

The Marketing of Teaching Factory Product Through Online E-Commerce at Fashion Design Vocational High Schools

*Ratna Suhartini, Diyan Vitariyanti, Bima Yatna Anugerah Ramadhani, Eva Maria Yuli Astuti*

Parking Management by Means of Computer Vision

*Mochamad Mobed Bachtiar, Adnan Rachmat Anom Besari, Atikah Putri Lestari*

A Dual UPQC to Mitigate Sag/Swell, Interruption, and Harmonics on Three Phase Low Voltage Distribution System

*Amirullah, Adiananda, Ontoseno Penangsang, Adi Soeprijanto*

Detecting SQL Injection On Web Application Using Deep Learning Techniques: A Systematic Literature Review

*Muhammad Takdir Muslihi, Daniyal Alghazzawi*

Integration of FAHP and COPRAS Method for New Student Admission Decision Making

*Yeni Kustiyahningsih, Husni, Ismy Qorry Aini*

Non-Proliferative Diabetic Retinopathy Classification Based on Hard Exudates Using Combination of FRCNN, Morphology, and ANFIS

*Ricky Eka Putra, Handayani Tjandrasa, Nanik Suciati, Ardian Yusuf Wicaksono*



# A Current-mode AGC base on Sub-threshold MOS Translinear Principle

Nathapanya Pichetpiriya  
 Department of Electrical Engineering  
 Faculty of Engineering and Industrial Technology  
 Silpakorn University  
 Nakompathom, Thailand  
 pichetpiriya\_n@su.ac.th

Pawich Choykhuntod  
 Department of Electrical Engineering  
 Faculty of Engineering and Industrial Technology  
 Silpakorn University  
 Nakompathom, Thailand  
 choykhuntod\_p@su.ac.th

Rapeepan Kaewon  
 Department of Electrical Engineering  
 Faculty of Engineering and Industrial Technology  
 Silpakorn University  
 Nakompathom, Thailand  
 kaewon\_r@su.ac.th

Phamorn Silapan  
 Department of Electrical Engineering  
 Faculty of Engineering and Industrial Technology  
 Silpakorn University  
 Nakompathom, Thailand  
 silapan\_p@su.ac.th

**Abstract**— This paper presents a current mode of automatic gain control (AGC). The proposed AGC is designed based on the principle of sub-threshold MOS translinear. It consists of a current-mode exponential amplifier, a precision rectifier, a low pass filter, and an integrator. The AGC's performance is demonstrated by PSPICE simulations in 0.18  $\mu\text{m}$  TSMC CMOS technology. The simulation results of the proposed circuit at the supply voltage of  $\pm 1.2\text{V}$  show that the settling time is 4ms and the maximum power consumption is 1.27mW

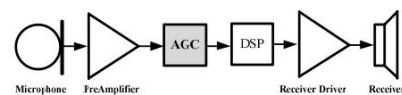
**Keywords**—current-mode, AGC, sub-threshold

## I. INTRODUCTION

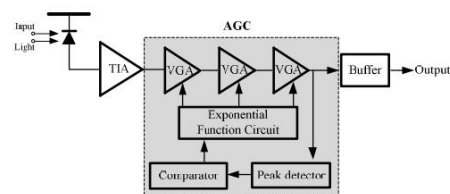
The main function of a closed-loop AGC is to maintain output consistency by adjusting its gain. Therefore, wireless communication systems [1-4], hearing aids [5-6], and optical communication systems [7-10] with large dynamic range require the AGC as shown in Fig.1.

From some review articles, it has been found that the research paper presented in [12] is the optical receiver's AGC. Its strength is to operate in wide-bandwidth. However, it has a weakness for high power consumption. The AGC proposed in [14] has some strengths: a large input dynamic range, a low gain error, and wide bandwidth. Although the AGC has many strengths, its high-power consumption is 28mW. In [15], it is an AGC using CMOS technology. The strength of the circuit is low settling time. Nevertheless, this circuit does not achieve a large input dynamic range and low power dissipation.

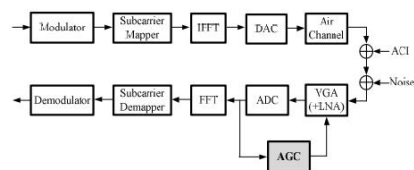
From the above, this paper presents a current-mode AGC. In this system, a full-wave rectifier, a lowpass filter, an integrator, and an exponential amplifier are used to design a closed-loop system. The circuits are designed by CMOS operating in the sub-threshold region. They provide a larger dynamic range, low power consumption and settling time, and wide bandwidth. Besides, the output gain can be



(a) The block diagram of hearing aids.



(b) The optic receiver diagrams.



(c) A system model of the OFDM wireless communication system.

Fig. 1. Applications of the AGC [11-13]

electronically tuned by  $I_{ref}$ . It is therefore easy to apply the AGC to automatic systems.

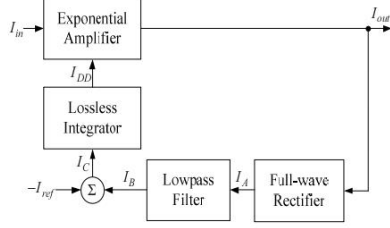


Fig. 2. The block diagram of the proposed AGC [16]

## II. CIRCUIT DESCRIPTION

### a. The architecture of Proposed AGC

Fig. 2 demonstrates the core diagram of the current-mode AGC. It comprises an exponential amplifier, a full-wave rectifier, a lossless integrator, and a lowpass filter. The principle of the AGC. It depends on the current gain of the exponential amplifier. The amplifier's current gain is controlled by  $I_{DD}$ . The peak detector (full-wave rectifier and lowpass filter) officiates to change from  $I_{out}$  to DC level ( $I_B$ ). Whereupon  $I_B$  will be a sum  $-I_{ref}$  in which the result is the integrator's input current. The output of the integrator is  $I_{DD}$ . It is employed to adjust the exponential gain of the system.

### b. Principle of Sub-threshold MOS

The operation of MOS elements in the sub-threshold or weak inversion region is used in this paper. As shown below,  $V_{GS}$  is lower than  $V_T$  and the drain current does not equal zero. The drain current can be approximated as follows:

$$I_D = \begin{cases} I_S e^{\frac{V_{GB}-V_{TH}}{nV_T}} \left( e^{\frac{V_{SB}}{V_T}} - e^{\frac{V_{DB}}{V_T}} \right) & \text{if } |V_{DB}-V_{SB}| = V_T \\ I_S e^{\frac{V_{GB}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{SB}}{V_T}} & \text{if } (V_{DB}-V_{SB}) \gg V_T \\ -I_S e^{\frac{V_{GB}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{SB}}{V_T}} & \text{if } (V_{SB}-V_{DB}) \gg V_T \end{cases} \quad (1)$$

where  $I_S$  is the specific current,  $V_T$  is the thermal voltage,  $V_{GB}$  is the gate-to-body voltage,  $V_{DB}$  is the drain-to-body voltage,  $V_{SB}$  is the source-to-body voltage, and  $n$  is the sub-threshold slope. The following is the equation for thermal voltage.

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2)$$

where  $k$  is Boltzmann's constant ( $1.380651 \times 10^{-23}$ ),  $T$  is the temperature in Kelvin,  $q$  is the electric charge magnitude ( $1.602177 \times 10^{-19} C$ ) From (1), it can be seen that  $I_D$  depends on  $V_{DB}$ ,  $V_{SB}$  and  $V_T$ .

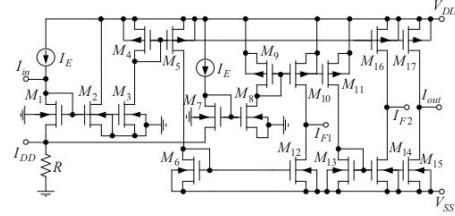


Fig. 3 Exponential amplifier

### c. Exponential Amplifier

Fig.3 shows the exponential amplifier. The properties of CMOS in sub-threshold mode are described in section B,  $I_D = I_S e^{\frac{V_{G1}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S1}}{V_T}}$ , under the condition that  $V_{DB}-V_{SB}$  is much greater than  $V_T$ . Then,  $I_{D,M1}$  and  $V_{G2}$  can be written as:

$$I_{D,M1} = I_{in} + I_E = I_S e^{\frac{V_{G1}-V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S1}}{V_T}} \quad (3)$$

and

$$V_{G2} = V_{G1} = nV_T \ln \left( \frac{I_{D,M2}}{I_S} \right) + V_{TH}. \quad (4)$$

Substituting (4) into (3)  $I_{D,M2}$  can be:

$$I_{D,M2} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{V_{S1}}{V_T}}. \quad (5)$$

From Fig.3,  $V_{S1}$  becomes:

$$V_{S1} = I_{DD}R. \quad (6)$$

So,  $I_{D,M2}$  can be rewritten as:

$$I_{D,M2} = (I_{in} + I_E) e^{\frac{I_{DD}R}{V_T}}. \quad (7)$$

Similarly, the drain current of  $M_8$  can be shown as:

$$I_{D,M8} = I_E e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}}. \quad (8)$$

The overall current outputs ( $I_{F1}$ ,  $I_{F2}$  and  $I_{out}$ ) of the exponential amplifier are generated by the properties of the current mirror circuits, which is written as:

$$I_{F1} = I_{D,M10} - I_{D,M12} = -I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}}, \quad (9)$$

$$I_{F2} = I_{D,M16} - I_{D,M14} = I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}}, \quad (10)$$

and

$$I_{out} = I_{D,M17} - I_{D,M15} = I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}}. \quad (11)$$

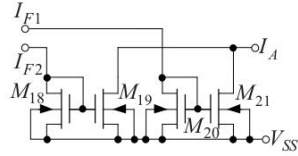


Fig. 4. Full-wave rectifier

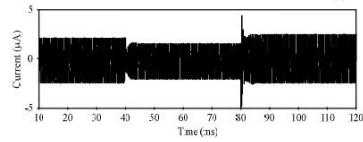
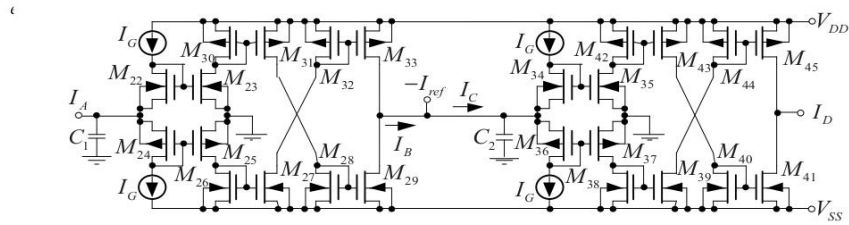
Fig. 6. Output current when  $I_{in}$  is abruptly changed.

Fig. 5. Lowpass filter and lossless integrator

It notes that the current gain illustrated in (11) is  $e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}}$ . So, the gain can be electronically controlled by  $I_{DD}$

#### d. Full-wave Rectifier

This section explains the full-wave rectifier as presented in Fig. 4. According to Fig. 4, this schematic comprises two current mirror circuits. The current mirrors are typically used for converting the output currents produced by the exponential amplifier ( $I_{F1}$  and  $I_{F2}$ ) into the full-wave current. Hence,  $I_{D,M19}$  and  $I_{D,M21}$  are shown as:

$$I_{D,M19} = \begin{cases} 0 & \text{if } I_{in} > 0 \\ I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}} & \text{if } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

and

$$I_{D,M21} = \begin{cases} I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}} & \text{if } I_{in} > 0 \\ 0 & \text{if } I_{in} < 0 \end{cases} \quad (13)$$

From (12) and (13),  $I_A$  is given by

$$I_A = I_{D,M10} + I_{D,M12} = \left| I_{in} e^{\frac{RI_{DD}}{V_T}} \right| \quad (14)$$

#### a. Lowpass Filter and Lossless Integrator

The last two schemes are a lowpass filter and a lossless integrator as shown in Fig.5. In the AGC, the full-wave signal ( $I_A$ ) is initially filtered by the first-order lowpass

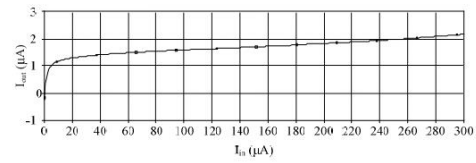


Fig. 7. The current transfer characteristic of the proposed AGC.

The goal of AGC is to keep the output magnitude at a steady state. It does not change although the input amplitude varies. From the goal mentioned, the DC gain should be as large as possible to keep the output current constant. Thus, the lossless integrator is commonly used because its ideal DC gain is infinite. So,  $I_C$  and the results of the output current are the following:

$$I_C = I_B - I_{ref} \quad (17)$$

and

$$I_{DD} = -\frac{I_C}{C_2 s} \quad (18)$$

### III. SIMULATION RESULTS

The AGC performance and the mathematical analysis are confirmed by simulation results. The proposed circuit is demonstrated by the PSPICE simulation program. The CMOS model  $0.18\mu\text{m}$  of Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) technology is used for

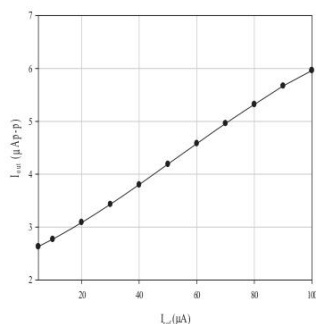


Fig. 8. Output current against  $I_{ref}$  variations

designing the process. The simulation of AGC is operated with  $\pm 1.2V$  DC supply voltage.  $I_E = 30\mu A$ ,  $I_G = 200\mu A$ , and  $I_{ref} = 50\mu A$  are the given bias currents. The selected passive devices are the capacitors:  $C_1 = C_2 = 0.5\mu F$ , and the resistor:  $R = 50\Omega$ . A  $2kHz$   $20\mu A_{p-p}$  sine stepwise input current is generated. Its amplitude is abruptly changed and reduced to  $10\mu A_{p-p}$  and increased to  $30\mu A_{p-p}$ , respectively. It has been found that the AGC settling times are about  $4ms$  as illustrated in Fig. 6.

From the simulation result shown in Fig.7, the AGC output current slightly changes although the input current varies from  $10\mu A$  to  $300\mu A$ . It is confirmed that the output remains constant. Moreover, the proposed AGC provides an input dynamic range of  $29dB$ . The plot of the output and the current reference variations curve are presented in Fig.8. The curve shows the proportional relationship between  $I_{out}$  and  $I_{ref}$ . From Fig.9, it is the last simulation result. The result presents the frequency response of the AGC. It proves that the circuit can operate in wide bandwidth which is approximately  $135MHz$  at  $-3dB$

#### IV. CONCLUSION

In this paper, it proposes the current-mode automatic gain control using the principle of weak inversion region. the proposed AGC is simulated using the PSPICE program. From simulation results, they show that the AGC system can operate in wide bandwidth ( $135MHz$  at  $-3dB$ ), low DC supply voltage ( $\pm 1.2V$ ), input dynamic range ( $29dB$ ), and low settling time ( $4ms$ ). At  $\pm 1.2V$  DC supply voltage, the maximum power consumption is about  $1.27mW$ .

#### REFERENCES

- [1] X. Lv, J. Shi, J. Zou, S. Zhu, Y. Ge, Y. Liu, and L. Si, "A low-power decibel-linear CMOS Automatic Gain Control," 2013 IEEE International conference on microwave technology & computational electromagnetics, Qingdao, 2013, pp. 270-273, DOI: 10.1109/ICMTCE.2013.6812432.
- [2] N. Zhang, Z. Wen, X. Hou, and W. Wen, "Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers," 2017 IEEE 17th International Conference on

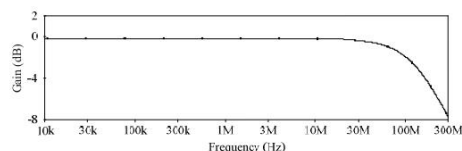


Fig. 9. The frequency response of this AGC

- Communication Technology (ICCT), Chengdu, 2017, pp. 1402-1406, DOI: 10.1109/ICCT.2017.8359863.
- [3] P. J. Green, Goh Lee Kee and S. N. A. Ahmed, "Automatic gain control scheme for a bursty point-to-multipoint wireless communication system," TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference, Penang, 2017, pp. 2268-2272, DOI: 10.1109/TENCON.2017.8228239.
  - [4] O. Jeon, R. M. Fox, and B. A. Myers, "Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, pp.2291-2300, Oct. 2006.
  - [5] M. W. Baker, and R. Sarpeshkar, "Low-power single-loop and dual-loop AGCs for Bionic Ears," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, pp. 1983-1994, Sept. 2006.
  - [6] R. K. Singh, R. Dhiman, and R. Chandel, "Design and analysis of a novel automatic gain control pre-amplifier circuit for hearing aid device," 2015 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONNECT), Bangalore, 2015, pp. 1-6, DOI: 10.1109/CONNECT.2015.7383887.
  - [7] B. Choi, S. S. Lee, C. Kim, and J. Ko, "Automatic gain flattening control and automatic gain control using an all-optical method in an optical amplifier," COIN-NGNCON 2006 - The Joint International Conference on Optical Internet and Next Generation Network, Jeju, 2006, pp. 148-150, DOI: 10.1109/COINNGNCON.2006.4454525.
  - [8] M. Atef, R. Swoboda, and H. Zimmermann, "An Automatic Gain Control Front-End Optical Receiver for Multi-Level Data Transmission," 2008 NORCHIP, Tallinn, 2008, pp. 57-60, DOI: 10.1109/NORCHIP.2008.4738282.
  - [9] H. Ikeda, T. Ohshima, M. Tsunotani, T. Ichioka, and T. Kimura, "An auto-gain control trans-impedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10-Gb/s optical communication systems," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, pp. 1303-1308, Sept. 2001.
  - [10] N. Ekekwe, and R. Etienne-Cummings, "A robust multi-application automatic gain control chip," IEEE Midwest symposium on circuits and systems, pp. 265-268, Aug. 2007.
  - [11] Y. Su, S. Lee and A. Lin, "A 0.6-V 1.8- $\mu W$  automatic gain control circuit for the digital hearing aid," APCCAS 2008 - 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Macao, 2008, pp. 113-116, DOI: 10.1109/APCCAS.2008.4745973.
  - [12] C. Yan et al., "An optical receiver with automatic gain control for the radio-over-fiber system," 2011 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits, Tianjin, 2011, pp. 1-2, DOI: 10.1109/EDSSC.2011.6117661.
  - [13] H. Kang and J. No, "Automatic gain control in high adjacent channel interference for OFDM systems," 2017 23rd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), Perth, WA, 2017, pp. 1-4, DOI: 10.23919/APCC.2017.8303964.
  - [14] L. Kong, Y. Chen, C. C. Boon, P. Mak, and R. P. Martins, "A wideband inductor less dB-linear automatic gain control amplifier using a single-branch negative exponential generator for wireline applications," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 65, no. 10, pp. 3196-3206, Oct. 2018, DOI: 10.1109/TCSI.2018.2827065.
  - [15] I. - Wang and S. Liu, "A 0.18 $\mu m$  CMOS 1.25-Gbps Automatic-Gain-Control Amplifier," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 55, no. 2, pp. 136-140, Feb. 2008, DOI: 10.1109/TCSII.2007.911810.
  - [16] K. Sooksood and M. Siripruchyanun, "A low-voltage, low-power current-mode automatic gain control (AGC)," the Proceedings of ECTI con 2005, The 2nd ECTI Annual Conference, Pattaya, THAILAND, Pages 197 - 200, 12-13 May 2005.



ภาคผนวก ข

พารามิเตอร์ของมอดูลฐานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice

## PSpice Model Editor - Version 9.2

### TSMC - 0.18 $\mu$ m

TRANSISTOR PARAMETERS	N-CHANNEL	P-CHANNEL	UNITS
$k'(\mu_o C_{ox}/2)$	171.8	-36.3	$\mu A/V^2$

### NMOS

```
.MODEL N-MOS NMOS (          LEVEL = 7
+VERSION = 3.1      TNOM = 27      TOX = 4.1E-9
+XJ = 1E-7      NCH = 2.3549E17    VTH0 = 0.3694303
+K1 = 0.5789116  K2 = 1.110723E-3  K3 = 1E-3
+K3B = 0.0297124  W0 = 1E-7      NLX = 2.037748E-7
+DVT0W = 0      DVT1W = 0      DVT2W = 0
+DVT0 = 1.2953626  DVT1 = 0.3421545  DVT2 = 0.0395588
+U0 = 293.1687573  UA = -1.21942E-9  UB = 2.325738E-18
+UC = 7.061289E-11  VSAT = 1.676164E5  A0 = 2
+AGS = 0.4764546  B0 = 1.617101E-7  B1 = 5E-6
+KETA = -0.0138552  A1 = 1.09168E-3  A2 = 0.3303025
+RDSW = 105.6133217  PRWG = 0.5      PRWB = -0.2
+WR = 1      WINT = 2.885735E-9  LINT = 1.715622E-8
+XL = 0      XW = -1E-8      DWG = 2.754317E-9
+DWB = -3.690793E-9  VOFF = -0.0948017  NFACTOR = 2.1860065
+CIT = 0      CDSC = 2.4E-4      CDSCD = 0
+CDSCB = 0      ETA0 = 2.665034E-3  ETAB = 6.028975E-5
+DSUB = 0.0442223  PCLM = 1.746064  PDIBLC1 = 0.3258185
+PDIBLC2 = 2.701992E-3  PDIBLCB = -0.1      DROUT = 0.9787232
+PSCBE1 = 4.494778E10  PSCBE2 = 3.672074E-8  PVAG = 0.0122755
+DELTA = 0.01      RSH = 7      MOBMOD = 1
+PRT = 0      UTE = -1.5      KT1 = -0.11
+KT1L = 0      KT2 = 0.022      UA1 = 4.31E-9
```

+UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4  
 +WL = 0 WLN = 1 WW = 0  
 +WWN = 1 WWL = 0 LL = 0  
 +LLN = 1 LW = 0 LWN = 1  
 +LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5  
 +CGDO = 8.58E-10 CGSO = 8.58E-10 CGBO = 1E-12  
 +CJ = 9.471097E-4 PB = 0.8 MJ = 0.3726161  
 +CJSW = 1.905901E-10 PBSW = 0.8 MJSW = 0.1369758  
 +CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.8 MJSWG = 0.1369758  
 +CF = 0 PVTH0 = -5.105777E-3 PRDSW = -1.1011726  
 +PK2 = 2.247806E-3 WKETA = -5.071892E-3 LKETA = 5.324922E-4  
 +PU0 = -4.0206081 PUA = -4.48232E-11 PUB = 5.018589E-24  
 +PVSAT = 2E3 PETA0 = 1E-4 PKETA = -2.090695E-3 )

## PMOS

.MODEL P-MOS PMOS ( LEVEL = 3  
 +VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 4.1E-9  
 +XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17 VTH0 = -0.3823437  
 +K1 = 0.5722049 K2 = 0.0219717 K3 = 0.1576753  
 +K3B = 4.2763642 W0 = 1E-6 NLX = 1.104212E-7  
 +DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0  
 +DVT0 = 0.6234839 DVT1 = 0.2479255 DVT2 = 0.1  
 +U0 = 109.4682454 UA = 1.31646E-9 UB = 1E-21  
 +UC = -1E-10 VSAT = 1.054892E5 A0 = 1.5796859  
 +AGS = 0.3115024 B0 = 4.729297E-7 B1 = 1.446715E-6  
 +KETA = 0.0298609 A1 = 0.3886886 A2 = 0.4010376  
 +RDSW = 199.1594405 PRWG = 0.5 PRWB = -0.4947034  
 +WR = 1 WINT = 0 LINT = 2.93948E-8  
 +XL = 0 XW = -1E-8 DWG = -1.998034E-8  
 +DWB = -2.481453E-9 VOFF = -0.0935653 NFACTOR = 2

+CIT = 0            CDSC = 2.4E-4      CDSCD = 0  
 +CDSCB = 0            ETA0 = 3.515392E-4    ETAB = -4.804338E-4  
 +DSUB = 1.215087E-5    PCLM = 0.96422      PDIBLC1 = 3.026627E-3  
 +PDIBLC2 = -1E-5      PDIBLCB = -1E-3      DROUT = 1.117016E-4  
 +PSCBE1 = 7.999986E10    PSCBE2 = 8.271897E-10    PVAG = 0.0190118  
 +DELTA = 0.01          RSH = 8.1            MOBMOD = 1  
 +PRT = 0            UTE = -1.5            KT1 = -0.11  
 +KT1L = 0            KT2 = 0.022          UA1 = 4.31E-9  
 +UB1 = -7.61E-18    UC1 = -5.6E-11      AT = 3.3E4  
 +WL = 0            WLN = 1            WW = 0  
 +WWN = 1            WWL = 0            LL = 0  
 +LLN = 1            LW = 0            LWN = 1  
 +LWL = 0            CAPMOD = 2          XPART = 0.5  
 +CGDO = 7.82E-10    CGSO = 7.82E-10    CGBO = 1E-12  
 +CJ = 1.214428E-3    PB = 0.8461606      MJ = 0.4192076  
 +CJSW = 2.165642E-10    PBSW = 0.8          MJSW = 0.3202874  
 +CJSWG = 4.22E-10    PBSWG = 0.8          MJSWG = 0.3202874  
 +CF = 0            PVTH0 = 5.167913E-4    PRDSW = 9.5068821  
 +PK2 = 1.095907E-3    WKETA = 0.0133232    LKETA = -3.648003E-3  
 +PU0 = -1.0674346    PUA = -4.30826E-11    PUB = 1E-21  
 +PVSAT = 50          PETA0 = 1E-4          PKETA = -1.822724E-3 )



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	ณัฐฐปัญญา พิเชฐพิริยะ
วัน เดือน ปี เกิด	7 มิถุนายน 2517
สถานที่เกิด	ราชบุรี
วุฒิการศึกษา	อส.บ. เทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ
ที่อยู่ปัจจุบัน	49/1 หมู่ที่3 ตำบลหนองอ้อ อำเภอบ้านโป่ง จังหวัดราชบุรี
ผลงานตีพิมพ์	Natthapanya Pichetpiriya, Rapeepan Kaewon, Pawich Choykhuntod and Phamorn Silapan, "A Current-mode ACG base on Sub-threshold MOS Translinear Principle," 2020 Third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE), 2020, pp. 1-4

