

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 หลักการและเหตุผลของโครงการวิจัย

วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงเป็นวงจรที่มีความสำคัญที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งาน เช่น เครื่องมือวัดไฟฟ้ากระแสสลับ ตัวดีมอดในภาค RF การสร้างสัญญาณกำลังสองสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม การแปลงสัญญาณ RMS เป็นสัญญาณ DC และ วงจรตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณอัลตราโซนิกส์ เป็นต้น วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงเป็นวงจรที่ออกแบบเพื่อเรียงกระแสที่สัญญาณขนาดเล็กซึ่งไดโอดไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากไดโอดจะทำงานได้จะต้องมีแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดเอง 0.2-0.3 โวลต์ สำหรับชนิดเยอมาเนียม และตกคร่อม 0.6-0.7 โวลต์ สำหรับชนิดซิลิกอน ดังนั้นที่ผ่านมาจึงได้มีการออกแบบวงจรเรียงกระแสที่สามารถเรียงกระแสที่สัญญาณขนาดเล็กเผยแพร่ไว้ในวารสารมากมาย [1]-[38] ใน [1]-[9] นำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงโดยใช้ออปแอมป์ ไดโอด ตัวต้านทาน แต่เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรที่ใช้ออปแอมป์เป็นวงจรพื้นฐานมักจะใช้อุปกรณ์พาสซีฟเป็นจำนวนมาก ซึ่งทำให้วงจรไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้ออปแอมป์ยังไม่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงเกินกว่าค่า GBW (Gain Bandwidth Product) ของตัวออปแอมป์เองอีกด้วย นอกจากนี้ปัญหาอีกประการหนึ่งของการใช้ออปแอมป์เป็นวงจรพื้นฐานคือ การสวิตช์ที่สัญญาณขนาดเล็กของออปแอมป์ ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วยการกำหนดให้วงจรเรียงกระแสทำงานในโหมดกระแส (Current-mode) โดยใช้วงจรสายพานกระแส [10] ที่ที่ผ่านมาจึงมีวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงที่ใช้วงจรสายพานกระแสแนะนำเสนอไว้หลายวงจรใน [10]-[23] วงจรดังกล่าวเป็นวงจรที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี และ มีความเที่ยงตรง แต่อย่างไรก็ตามยังมีบางวงจรยังมีโครงสร้างที่ไม่เหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เพราะยังใช้ตัวต้านทานแบบลอยตัว นอกจากนี้วงจรใน [10]-[13] ยังต้องการวงจรสายพานกระแสสองวงจรที่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการอีกด้วย ถ้าวงจรสายพานกระแสสองวงจรมีคุณสมบัติไม่เหมือนกันจะมีผลทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดไม่เท่ากัน หมายความว่าขนาดสัญญาณซีกแรกอาจจะมีขนาดไม่เท่ากับซีกที่สอง ส่วนวงจรใน [24]-[30] ใช้วงจรทรานส์คอนดักแตนซ์แอมพลิไฟร์ ซึ่งมีโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม แต่บางวงจรยังใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟมากเกินไป ทำให้มีข้อจำกัดการทำงานที่ความถี่สูง

เพื่อให้ได้วงจรเรียงกระแสที่ทำงานได้ที่ความถี่สูง วงจรเรียงกระแสโหมดกระแสคลาส AB จึงถูกนำเสนอ [31]-[34] ถึงแม้ว่าการทำงานในคลาส AB จะต้องการสัญญาณอินพุตที่มีขนาดใหญ่กว่ากระแสไบอัสที่เท่าเพื่อหลีกเลี่ยงคุณสมบัติกระแสกำลังสองของมอส แต่ความเที่ยงตรง และ การทำงานที่ความถี่สูงสามารถกำหนดได้ด้วยการเลือกกระแสไบอัสอย่างเหมาะสม [34] นอกจากนี้วงจรเรียงกระแสที่สร้างด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมนำเสนอใน [35]-[37] จากวงจรเรียงกระแสที่กล่าวมาใน [1]-

[37] จะสังเกตได้ว่าวงจรใน [1]-[33] เป็นวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่น ส่วนวงจรใน [34]-[37] เป็นวงจรเรียงกระแสชนิดครึ่งคลื่น จะมีเฉพาะใน [38] เท่านั้นที่สามารถทำงานเป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น และ ครึ่งคลื่นได้ในวงจรเดียว แต่วงจรดังกล่าวทำงานได้ไม่ดีที่ความถี่สูงเพราะทำงานในคลาส B

ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงนำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบหลายหน้าที่โดยใช้วงจรสายพานกระแส และ วงจรสะท้อนกระแส โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยส่วนต่างๆ สามส่วนคือวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรเรียงกระแสที่มีความเที่ยงตรงโมดกระแสทำงานในคลาส AB และ วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน โดยวงจรที่นำเสนอมีคุณสมบัติที่โดดเด่นดังนี้

(1) เมื่อสัญญาณอินพุตแบบเฟสเดียวถูกป้อนเข้ามาในวงจร สัญญาณเอาต์พุตสามารถเป็นฟังก์ชันของสัญญาณครึ่งคลื่นแบบบวก ครึ่งคลื่นแบบลบ เต็มคลื่นแบบบวก และ เต็มคลื่นแบบลบได้ในวงจรเดียวโดยไม่มี การเปลี่ยนแปลงวงจรใดๆ

(2) วงจรที่นำเสนอเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมทั้งเทคโนโลยีซีมอส และ ไบโพลาร์

(3) วงจรที่นำเสนอใช้เพียงวงจรสายพานกระแสหนึ่งวงจร วงจรสะท้อนกระแสหกวงจร และ ตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์ห้าตัวที่สร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์

(4) วงจรที่นำเสนอมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิที่ดีมาก

## 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

(1) สร้างงานวิจัยตามทิศทางการวิจัยของสถาบันฯ คือการวิจัยด้านเทคโนโลยีสารสนเทศ สื่อสารและ อิเล็กทรอนิกส์ โดยเป็นการวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาองค์ความรู้ใหม่ทางด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและการ สื่อสารโดยอาศัยหลักการทางวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้เกิดงานวิจัยที่มีคุณค่าต่อประเทศตามทิศ ทางการวิจัยของสถาบันฯ

(2) สร้างนักวิจัยที่มีประสิทธิภาพในการทำงานวิจัยที่มีคุณค่าตอบแทนประเทศชาติ

(3) ผลิตงานวิจัยและนวัตกรรมเพื่อความเป็นเลิศทางวิชาการ

(4) ผลิตงานวิจัยที่สามารถตีพิมพ์ในระดับนานาชาติได้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐาน

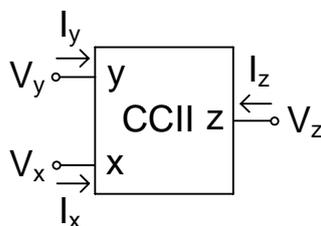
ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรพื้นฐานที่จะนำมาสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงที่จะนำเสนอในบทที่ 2 นอกจากนี้ยังจะกล่าวถึงวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงที่ได้มีการเผยแพร่ไว้ในบทความ และ วารสารต่างๆ เพื่อเป็นการทำความเข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงโดยเนื้อหาต่างๆ มีดังต่อไปนี้

#### 2.1 วงจรสายพานกระแส

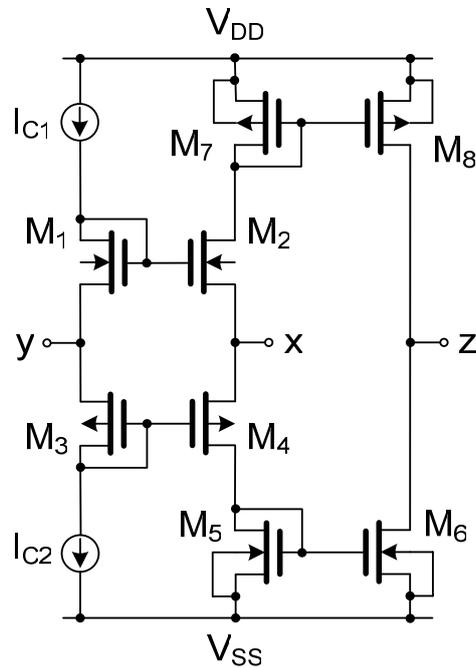
วงจรสายพานกระแส ได้ถูกพัฒนาและนำเสนอขึ้นในปี 1969 โดย K. C. Smith และ A. Sedra ได้เป็นผู้กำเนิดแนวคิดวงจรขึ้นใหม่ที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสยุคแรก (First-Generation Current Conveyor) หรือมีชื่อย่อว่า CCI ต่อมาในปี 1970 K. C. Smith และ A. Sedra ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (Second-Generation Current Conveyor) หรือ CCII [40] โดยได้มีการนำเสนอการประยุกต์ใช้งาน จึงทำให้วงจรสายพานกระแสได้รับความนิยมมาจนถึงปัจจุบัน สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจรสายพานกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อพิจารณาจากรูป จะเห็นว่าวงจรมีทั้งหมดสามขั้วคือ  $x$   $y$  และ  $z$  โดยความสัมพันธ์ของกระแส และ แรงดันของขั้วทั้งสามขั้วในทางอุดมคติสามารถแสดงอยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

ในทางอุดมคติขั้ว  $y$  และ ขั้ว  $z$  จะมีความต้านทานสูงมากจนเข้าใกล้อนันต์ ส่วนที่ขั้ว  $x$  ความต้านทานต่ำจนเข้าใกล้ศูนย์ ถ้าป้อนแรงดันเข้าที่ขั้ว  $y$  จะได้แรงดันที่ขั้ว  $x$  เท่ากับขั้ว  $y$  ในขณะที่ถ้าป้อนกระแสเข้าที่ขั้ว  $x$  จะถูกถ่ายโอนไปเป็นกระแสที่ขั้ว  $z$  ที่มีขนาดเท่ากับขั้ว  $x$



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าวงจรสายพานกระแส



รูปที่ 2.2 วงจรสายพานกระแสสร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส

วงจรสายพานกระแสสามารถสร้างได้ทั้งเทคโนโลยีซีมอสและไบโพลาร์ วงจรสายพานกระแสยุคที่สองที่สร้างได้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.2

## 2.2 วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรง

ที่ผ่านมามีการนำออปแอมป์มาต่อร่วมกับไดโอดเพื่อสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสทั้งแบบครึ่งคลื่น และ แบบ เต็มคลื่นซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ นอกจากนี้ยังมีการนำเอาวงจรสายพานกระแส และ ไดโอด มาสร้างเป็นวงจรเรียงกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6 อีกด้วย ในส่วนนี้จึงขอแนะนำการทำงาน วงจรเรียงกระแสดังกล่าวเพื่อทำความเข้าใจการทำงาน

วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบเที่ยงตรงใช้ออปแอมป์ ไดโอด และ ตัวต้านทาน แสดงให้ดังรูปที่ 2.3 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ซีกบวกถูกป้อนเข้ามา แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์จะมีค่าเป็นลบ ซึ่งมีผลทำให้  $D_1$  นำกระแส ส่วน  $D_2$  ไม่นำกระแส แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์มีค่าประมาณเท่ากับแรงดันที่โหนด A ซึ่งโหนด A ในขณะนั้นมีค่าประมาณ 0 โวลต์ (กราวด์เสมือน) เมื่อแรงดันอินพุต  $V_{in}$  มีค่าเป็นลบ แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์จะมีค่าเป็นบวก ในกรณีนี้  $D_2$  จะนำกระแส ส่วน  $D_1$  จะ

ไม่นำกระแส จะทำให้มีกระแสไหลจากเอาต์พุตของออปแอมป์ผ่าน  $D_2$  และ  $R_2$  สู่นอต A แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อม  $R_2$  จากการทำงานที่กล่าวมาสามารถแสดงเป็นสมการได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{in} > 0; V_{out} &= 0 \\ V_{in} < 0; V_{out} &= -V_{in} \frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (2.2)$$

รูปที่ 2.4 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงโดยใช้ออปแอมป์สองตัว ไดโอดสองตัว ตัวด้านทานห้าตัว การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ ในกรณีที่อินพุตเป็นบวก แรงดันที่เอาต์พุตออปแอมป์ตัวที่ 1 จะเป็นลบเนื่องจากออปแอมป์ตัวที่ 1 ต่อเป็นแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting) จะทำให้ไดโอด  $D_2$  นำกระแส ส่วนไดโอด  $D_1$  ไม่นำกระแส กระแสจะไหลจากนอต A ผ่าน  $R_2$  และ  $D_2$  สู่อเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 1 กำหนดสัญญาณสัญญาณตกคร่อม  $R_2$  สัญญาณที่ตกคร่อม  $R_2$  คือแรงดันที่ตกคร่อมที่จุด B และเป็นอินพุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 เมื่อกำหนด  $R_2=R_1$  แรงดันที่จุด B เขียนได้

$$V_B = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} = -V_{in} \quad (2.3)$$

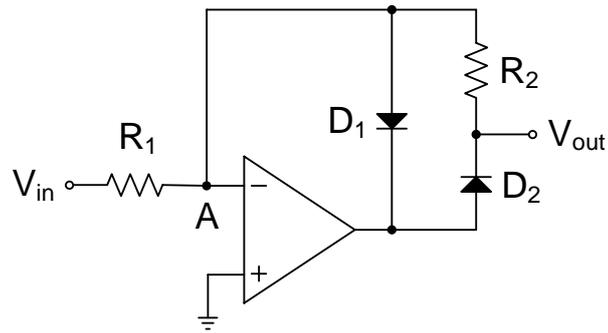
แรงดันอินพุตที่ขั้วบวกจะไหลผ่าน  $R_4$  กลายเป็นอินพุตให้กับออปแอมป์ตัวที่ 2 โดยออปแอมป์ตัวที่ 2 จะทำหน้าที่เป็นวงจรรวมสัญญาณ โดยแรงดันเอาต์พุตสามารถแสดงได้คือ

$$V_{out} = -\frac{R_5}{R_3}(-V_{in}) - \frac{R_5}{R_4}(V_{in}) \quad (2.4)$$

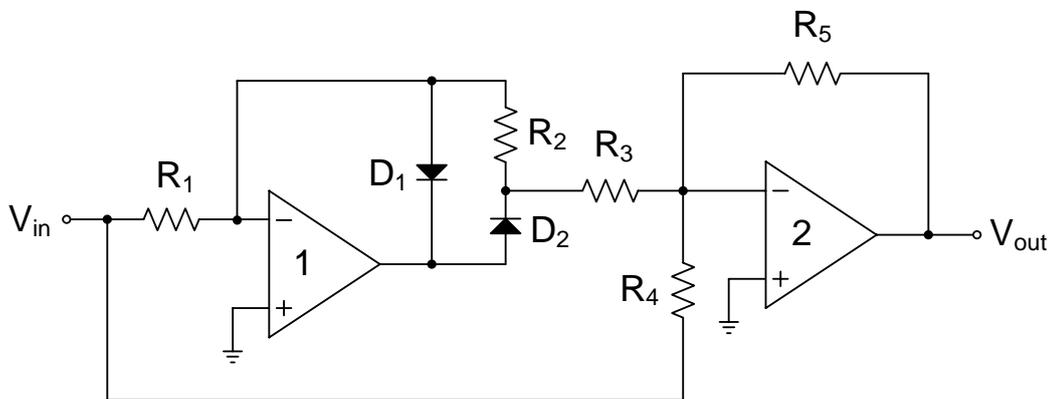
เมื่อกำหนด  $R_1=R_2=R_4=R_5$  และ  $R_3=0.5R_1$  แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับแรงดันอินพุตคือ

$$V_B = -V_{in} \quad (2.5)$$

ในกรณีที่อินพุตเป็นแรงดันซิกลอป แรงดันที่เอาต์พุตออปแอมป์ตัวที่ 1 จะเป็นบวก แรงดันนี้จะทำให้  $D_1$  นำกระแสและ  $D_2$  จะไม่นำกระแส ดังนั้นที่เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 1 จะเป็นศูนย์ ซึ่งก็คือจะไม่มีแรงดันป้อนให้กับอินพุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 แต่จะมีสัญญาณซิกลอปจากอินพุตถูกป้อนผ่าน  $R_4$  ถ้ากำหนด  $R_5=R_4$  จะได้สมการ



รูปที่ 2.3 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบเที่ยงตรงด้วยออปแอมป์



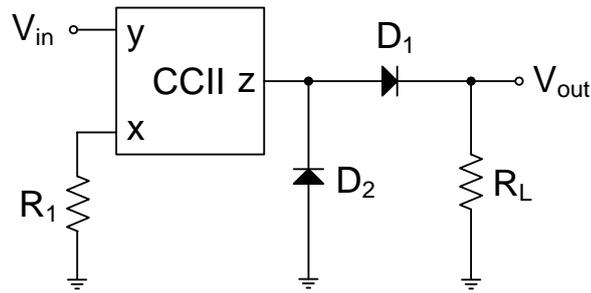
รูปที่ 2.4 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงด้วยออปแอมป์

$$V_{out} = -\frac{R_5}{R_3} V_{in} = V_{in} \quad (2.6)$$

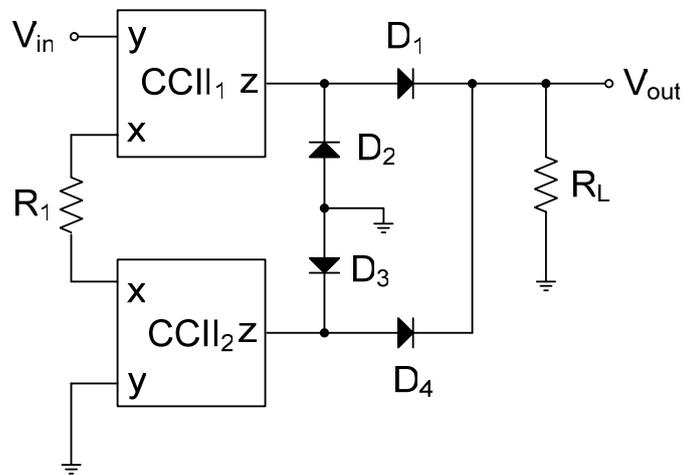
ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{in} > 0; & \quad V_{out} = V_{in} \\ V_{in} < 0; & \quad V_{out} = -V_{in} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ซึ่งแสดงได้ว่าเอาต์พุตของวงจรเป็นแรงดันแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 2.5 วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบเที่ยงตรงใช้วงจรสายพานกระแส



รูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงด้วยวงจรสายพานกระแส

ข้อเสียของวงจรเรียงกระแสที่ใช้โอปแอมป์คือ ตัวออปแอมป์มีค่า GBW ที่เป็นพารามิเตอร์ที่จำกัดการทำงานที่ความถี่สูงของวงจร และ ปัญหาที่เกิดจากช่วงนำกระแส และ หยุดนำกระแสของไดโอด ซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาดที่บริเวณช่วงการเปลี่ยนแปลงเข้าใกล้ศูนย์ (zero crossing) ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนองจรเรียงกระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแส และ ไดโอดดังแสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6 รูปที่ 2.5 แสดงวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบเที่ยงตรงโดยใช้วงจรสายพานกระแสหนึ่งตัว ไดโอดสองตัว และ ตัวต้านทานสองตัว ตัวต้านทาน  $R_1$  ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแสเป็นวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส  $V_x = V_y$  และ  $I_z = I_x$  ดังนั้นจะสามารถเขียนสมการได้ว่า

$$I_z = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (2.8)$$

เมื่ออินพุตมีแรงดันซีกบวกป้อนเข้ามา  $D_1$  จะนำกระแส และ  $D_2$  จะหยุดนำกระแส กระแสเอาต์พุต ของวงจร สายพานกระแสจะไหลผ่าน  $D_1$  และ  $R_L$  ทำให้มีแรงดันซีกบวกปรากฏที่  $R_L$  และเมื่ออินพุตเป็นแรงดัน ซีกลบ  $D_1$  จะหยุดนำกระแส ในขณะที่  $D_2$  นำกระแส ดังนั้นแรงดันซีกลบจะไหลผ่าน  $D_2$  กราวด์ ดังนั้นจึงไม่มี แรงดันซีกลบไปปรากฏที่  $R_L$  ถ้ากำหนด  $R_L=R_1$  จากทั้งสองกรณีสามารถเขียนสมการได้คือ

$$\begin{aligned} V_{in} > 0; \quad V_{out} &= I_{out} R_L = \frac{V_{in}}{R_1} R_L = V_{in} \\ V_{in} < 0; \quad V_{out} &= 0 \end{aligned} \quad (2.9)$$

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบเที่ยงตรงสามารถสร้างได้โดยใช้วงจรสายพานกระแสสองตัว ไดโอดสี่ตัว และ ตัวต้านทานสองตัว ได้นำเสนอไว้ใน [10] ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.5 จากวงจรในรูป วงจรสายพานกระแสและ ตัวต้านทาน  $R_1$  เป็นตัวแปลงแรงดันกระแส สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรสายพานกระแสจะมีเฟสแตกต่างกัน  $180^\circ$  ซึ่งความสัมพันธ์สามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{in} > 0; \quad I_z &= \frac{V_{in}}{R_1} \\ V_{in} < 0; \quad I_z &= -\frac{V_{in}}{R_1} \end{aligned} \quad (2.10)$$

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อสัญญาณอินพุตซีกบวกถูกป้อนเข้ามาทำให้  $D_1$  และ  $D_3$  นำกระแส ส่วน  $D_2$  และ  $D_4$  จะหยุดนำกระแส กระแสเอาต์พุตของวงจรสายพานกระแสตัวที่ 1 (CCII1) จะไหลผ่าน  $D_1$  และ  $R_L$  ผลก็คือมีแรงดันซีกบวกไปตกคร่อม  $R_L$  ในขณะที่กระแสเอาต์พุตของวงจรสายพานกระแสตัว ที่ 2 (CCII2) จะไหลผ่าน  $D_3$  ลงกราวด์ ต่อมาเมื่ออินพุตเป็นแรงดันซีกบวก ทำให้  $D_1$  และ  $D_3$  ไม่นำกระแสใน ขณะที่  $D_2$  และ  $D_4$  นำกระแสแทน เป็นผลทำให้กระแสเอาต์พุตของ CCII2 ไหลผ่าน  $D_2$  และ  $R_L$  ในกรณีนี้จะมี แรงดันซีกบวกไปปรากฏที่  $R_L$  อีกครึ่งส่วนกระแสที่เอาต์พุต CCII1 จะไหลผ่าน  $D_2$  ลงกราวด์ ตัวต้านทาน  $R_L$  จะทำหน้าที่แปลงกระแสเป็นแรงดัน ถ้ากำหนดให้  $R_L=R_1$  จะสามารถเขียนสมการได้คือ

$$\begin{aligned} V_{in} > 0; \quad I_{out} R_L &= \frac{V_{in}}{R_1} R_L = V_{in} \\ V_{in} < 0; \quad I_{out} R_L &= -\frac{V_{in}}{R_1} R_L = -V_{in} \end{aligned} \tag{2.11}$$

ดังนั้นสมการที่ (2.11) จึงแสดงคุณสมบัติของการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

### บทที่ 3

#### วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงที่นำเสนอ

หลักการของวงจรเรียงกระแสชนิดเที่ยงตรงได้กล่าวมา ซึ่งวงจรเรียงกระแสชนิดเที่ยงตรงนี้จะใช้ในการเรียงกระแสที่สัญญาณขนาดเล็กซึ่งไดโอดไม่สามารถเรียงกระแสได้ ที่ผ่านมามีการสร้างโดยใช้ออปแอมป์และไดโอด หรือวงจรสายพานกระแสและไดโอด ซึ่งสามารถเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นหรือแบบเต็มคลื่นได้ แต่ยังไม่มียังวงจรเรียงกระแสที่สามารถให้สัญญาณที่เอาท์พุทเป็นทั้งแบบครึ่งคลื่นแบบบวก ครึ่งคลื่นแบบลบ เต็มคลื่นแบบบวกและเต็มคลื่นแบบลบได้ในวงจรเดียวกัน ดังนั้นในบทนี้จึงเสนอโครงสร้างวงจรเรียงกระแสชนิดเที่ยงตรงแบบหลายหน้าที่ที่สามารถให้เอาท์พุทแบบครึ่งคลื่นแบบบวก ครึ่งคลื่นแบบลบ เต็มคลื่นแบบบวกและเต็มคลื่นแบบลบได้เมื่อป้อนสัญญาณอินพุทเป็นเฟสเดียวเข้ามา ต่อมาจะเสนอมายาวจรเรียงกระแสแบบหลายหน้าที่ออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอส ซึ่งวงจรที่นำเสนอใช้แหล่งจ่ายเพียง  $\pm 1.2$  โวลต์ วงจรสามารถออกแบบได้โดยอุปกรณ์ซิลิคอนสเตททั้งหมดซึ่งเหมาะกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมอย่างมาก

#### 3.1 วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงที่นำเสนอ

วงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงหลายหน้าที่ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 1 วงจรประกอบด้วยสามส่วนคือ วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส (V-I converter) วงจรเรียงกระแสโมดกระแสทำงานในคลาส AB และ วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (I-V converter) วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสและ ตัวตัวต้านทาน  $R_{in}$  แสดงดังรูปที่ 2 วงจรเรียงกระแสโมดกระแสทำงานในคลาส AB ประกอบด้วย  $MD_1$  ถึง  $MD_4$  กระแส  $I_1$  ถึง  $I_8$  และ วงจรสะท้อนกระแส  $CM_1$  ถึง  $CM_6$  ส่วนตัวต้านทาน  $R_{o1}$  ถึง  $R_{o4}$  จะทำงานเป็นตัวแปลงกระแสเป็นแรงดัน การทำงานของวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสสามารถอธิบายได้ดังนี้ เมื่อแรงดัน  $V_{in}$  ถูกป้อนเข้าที่อินพุท จะถูกเปลี่ยนกระแส  $i_2$  โดยวงจรสายพานกระแส CCII และ  $R_{in}$  ( $MR_1$  และ  $MR_2$ ) ถ้าสมมติว่า  $MR_1$  และ  $MR_2$  มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ และ ทำงานในย่านอิมิตัว ค่าความต้านทานสามารถกำหนดได้คือ

$$R_{in} = \frac{1}{2K(V_{DD} - V_{TH})} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $K = \mu C_{ox}(W/L)$  คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์  $V_{TH}$  คือ ค่าแรงดันแทรชโฮล  $V_{DD}$  คือแหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_{DD} = -V_{SS}$ )  $\mu$  คือค่า carrier mobility  $C_{ox}$  คือค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่  $W$  คือความกว้างของแชนแนล  $L$  คือ ความยาวของแชนแนล จากคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส [40]-[43]

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

กระแส  $i_z$  สามารถหาค่าได้คือ

$$i_z = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad (3.3)$$

กระแส  $i_z$  จะถูกป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสโมดกระแสที่ทำงานในคลาส AB ทราานซิสเตอร์  $MD_2$  และ กระแส  $i_2$  จะสร้างแรงดัน  $V_A$  เพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์  $MD_1$  ในขณะที่ทรานซิสเตอร์  $MD_4$  และ กระแส  $i_2$  จะสร้างแรงดัน  $V_B$  เพื่อไบอัส  $MD_3$  แรงดันไบอัส  $V_A$  และ  $V_B$  ควรจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าแรงดันแทรซโวลของทรานซิสเตอร์  $MD_1$  และ  $MD_3$  เพื่อให้วงจรเรียงกระแสมีความเที่ยงตรงมากที่สุด [16] แรงดัน  $V_A$  และ  $V_B$  จะกำหนดให้  $MD_1$  และ  $MD_3$  ทำงานในคลาส AB กระแส  $i_3$  และ  $i_4$  จะไบอัสให้กับวงจรสะท้อนกระแส  $CM_1$  ถึง  $CM_6$  เพื่อให้วงจรสะท้อนกระแสพร้อมทำงานตลอดเวลา ซึ่งจะช่วยสนับสนุนให้วงจรทำงานที่ความถี่สูงได้ดียิ่งขึ้น และ ยังช่วยเพิ่มความเป็นเชิงเส้นของวงจรอีกด้วย

การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้เป็นสองส่วน คือ การทำงานของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น และ วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น การทำงานของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นสามารถได้ดังนี้ เมื่อ  $i_z < 0$  กระแส  $i_z$  จะไหลผ่าน  $MD_1$  และ ถูกสะท้อนโดย  $CM_1$  กลายเป็นกระแสเดรนของ  $MC_2$  ที่  $I_{o1} (+i_z)$  ต่อมาถ้า  $i_z > 0$  กระแสจะไหลผ่าน  $MD_3$  และ ถูกสะท้อนโดย  $CM_2$  กลายเป็นกระแสเดรนของ  $MC_4$  ที่  $I_{o2} (-i_z)$  จากการทำงานที่กล่าวมา ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุท  $i_z$  กระแสเอาต์พุท  $I_{o1}$  และ  $I_{o2}$  จะสามารถแสดงได้คือ

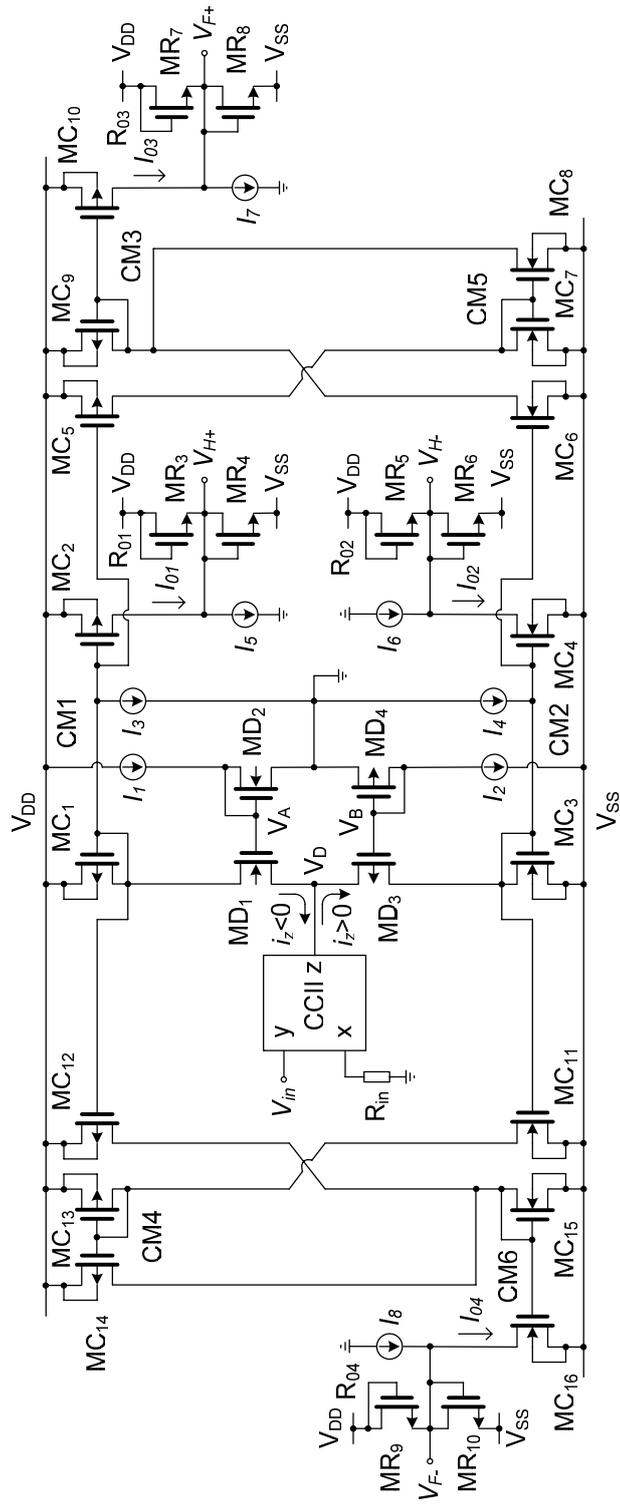
$$i_z < 0 ; I_{o1} = +i_z + I_1 + I_3 \quad (3.4)$$

$$i_z > 0 ; I_{o2} = -i_z + I_2 + I_4 \quad (3.5)$$

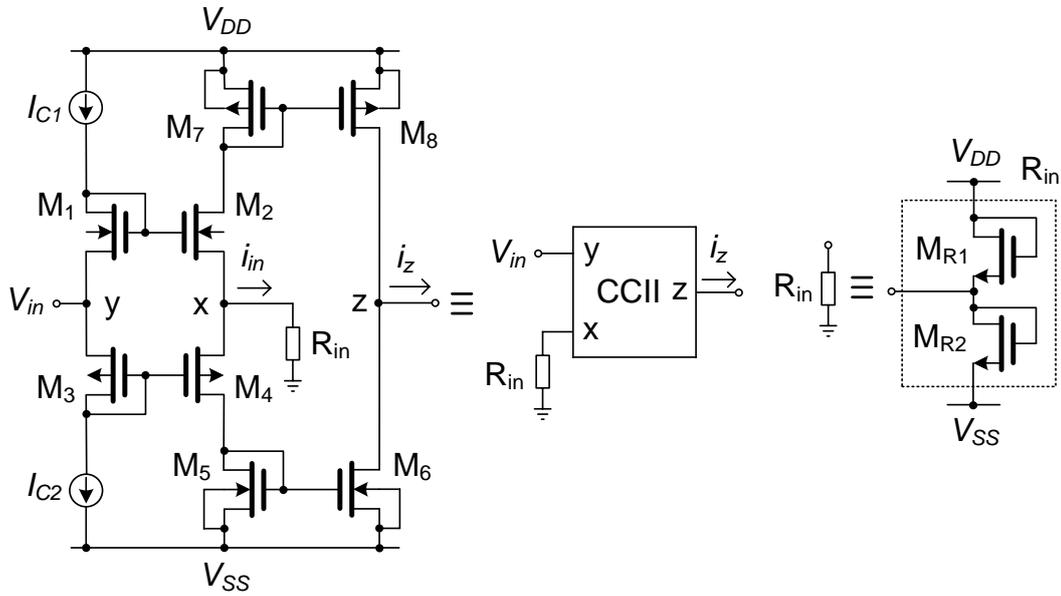
เมื่อแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_5$  และ  $I_6$  คือ กระแสที่ชดเชยค่ากระแสคงที่  $I_1+I_3$  และ  $I_2+I_4$  ความสัมพันธ์กระแส  $i_z$  และกระแส  $I_{Ro1}$  และ  $I_{Ro2}$  สามารถแสดงได้คือ

$$i_z < 0 ; I_{Ro1} = +i_z \quad (3.6)$$

$$i_z > 0 ; I_{Ro2} = -i_z \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.1 วงจรเรียงกระแสชนิดเทียงตรงหลายหน้าที



รูปที่ 3.2 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส

เมื่อ  $I_{R_{o1}}$  และ  $I_{R_{o2}}$  เป็นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_{o1}$  และ  $R_{o2}$  ตามลำดับ กำหนดให้  $R_{o1}=R_{o2}=R_{in}$  และ ใช้สมการที่ (3.3) ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุท และ เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นสามารถกำหนดคือ

$$V_{in} < 0 ; V_{H+} = V_{in} \quad (3.8)$$

$$V_{in} > 0 ; V_{H+} = 0 \quad (3.9)$$

$$V_{in} < 0 ; V_{H-} = 0 \quad (3.10)$$

$$V_{in} > 0 ; V_{H-} = -V_{in} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.8) ถึง (3.11) จะเห็นได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณครึ่งคลื่นแบบบวก และ แบบลบได้ในวงจรเดียวกัน นอกจากนี้ยังสามารถแสดงได้ด้วยอีกว่าวงจรมีเสถียรภาพดีเนื่องจากสมการปราศจากค่า  $V_{TH}$  และ  $\mu$

สำหรับกรณีการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสามารถอธิบายได้ต่อจากการทำงานของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น ซึ่งอธิบายได้ดังนี้ เมื่อ  $i_z < 0$  กระแสจะไหลผ่าน  $MD_1$  และ ถูกสะท้อนโดย  $CM_1$  กลายเป็นกระแสตรงของ  $MC_5$  ที่  $+i_z$  กระแส  $+i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งที่สองโดย  $CM_5$  ไปที่ขาตรงของ  $MC_8$  ที่  $-i_z$  และ

กระแส  $-i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งโดย CM3 เป็นกระแสที่ขาเดรนของ MC<sub>10</sub> ที่  $I_{o3} (+i_z)$  ในทางกลับกัน ถ้า  $i_z > 0$  กระแสจะไหลผ่าน MD<sub>3</sub> และ ถูกสะท้อนโดย CM<sub>2</sub> กลายเป็นกระแสเดรนของ MC<sub>6</sub> ที่  $-i_z$  กระแส  $-i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งโดย CM<sub>4</sub> ไปที่ขาเดรนของ MC<sub>10</sub> ที่  $I_{o3} (+i_z)$  จากการทำงานที่กล่าวมา ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต  $+i_z$  กระแสเอาต์พุต  $I_{o3}$  จะสามารถแสดงได้คือ

$$i_z > 0 ; I_{o3} = +i_z + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (3.12)$$

$$i_z < 0 ; I_{o3} = +i_z + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (3.13)$$

เมื่อแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_7$  คือ กระแสที่ชดเชยค่ากระแสคงที่  $I_1 + I_2 + I_3 + I_4$  ความสัมพันธ์กระแส  $i_z$  และ  $I_{Ro3}$  คือ  $I_{Ro3} = i_z$  เมื่อ  $I_{Ro3}$  คือกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_{o3}$  กำหนด  $R_{o3} = R_{in}$  และ ใช้สมการที่ (3.3) ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต  $V_{in}$  และ แรงดัน  $V_{F+}$  สามารถแสดงคือ

$$\left. \begin{array}{l} V_{in} < 0 ; V_{F+} = +V_{in} \\ V_{in} > 0 ; V_{F+} = -V_{in} \end{array} \right\} \quad (3.14)$$

เมื่อ  $i_z < 0$  กระแส  $i_z$  จะไหลผ่าน MD<sub>1</sub> และ ถูกสะท้อนโดย CM<sub>1</sub> กลายเป็นกระแสเดรนของ MC<sub>12</sub> ที่  $+i_z$  กระแส  $+i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งที่สองโดย CM<sub>6</sub> ไปที่ขาเดรนของ MC<sub>16</sub> ที่  $I_{o4} (-i_z)$  ในขณะที่  $i_z > 0$  กระแสจะไหลผ่าน MD<sub>3</sub> และ ถูกสะท้อนโดย CM<sub>2</sub> กลายเป็นกระแสเดรนของ MC<sub>11</sub> ที่  $-i_z$  กระแส  $-i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งโดย CM<sub>4</sub> ไปที่ขาเดรนของ MC<sub>14</sub> ที่  $+i_z$  และ กระแส  $-i_z$  นี้สะท้อนอีกครั้งโดย CM<sub>6</sub> เป็นกระแสที่ขาเดรนของ MC<sub>16</sub> ที่  $I_{o4} (-i_z)$  จากการทำงานที่กล่าวมา ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต  $-i_z$  กระแสเอาต์พุต  $I_{o4}$  จะสามารถแสดงได้คือ

$$i_z < 0 ; I_{o4} = -i_z + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (3.15)$$

$$i_z > 0 ; I_{o4} = -i_z + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (3.16)$$

เมื่อแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_8$  คือ กระแสที่ชดเชยค่ากระแสคงที่  $I_1 + I_2 + I_3 + I_4$  ความสัมพันธ์กระแส  $i_z$  และ  $I_{Ro4}$  คือ  $I_{Ro4} = i_z$  เมื่อ  $I_{Ro4}$  คือกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_{o4}$  กำหนด  $R_{o4} = R_{in}$  และ ใช้สมการที่ (3.3) ดังนั้นจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต  $V_{in}$  และ แรงดัน  $V_{F-}$  สามารถแสดงคือ

$$\left. \begin{array}{l} V_{in} < 0 ; V_{F-} = -V_{in} \\ V_{in} > 0 ; V_{F-} = +V_{in} \end{array} \right\} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.14) และ (3.17) สามารถแสดงได้ว่า วงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณทางเอาต์พุตเป็นแบบเต็มคลื่นแบบบวก และ เต็มคลื่นแบบลบได้ในวงจรเดียว นอกจากนี้จากนี้ยังสามารถแสดงได้ด้วยอีกว่าวงจรมีเสถียรภาพดีเนื่องจากสมการปราศจากค่า  $V_{TH}$  และ  $\mu$

จากสมการที่ (3.8) ถึง (3.11) (3.14) (3.17) จะสามารถสรุปได้ว่าวงจรที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบครึ่งคลื่นแบบบวก ครึ่งคลื่นแบบลบ เต็มคลื่นแบบบวก และ เต็มคลื่นแบบลบ ในวงจรเดียว

### 3.2 การวิเคราะห์ห้วงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ

ที่ผ่านมาการสร้างสมมติว่าวงจรสายพานกระแส และ วงจรสะท้อนกระแสมีคุณสมบัติเป็นอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีค่าที่ไม่เป็นอุดมคติรวมอยู่ในวงจรสายพานกระแส และ วงจรสะท้อนกระแสด้วยเสมอ ถ้า  $\epsilon_v$  และ  $\epsilon_i$  ( $|\epsilon_v| \ll 1$  และ  $|\epsilon_i| \ll 1$ ) แสดงค่าแรงดันและกระแส tracking errors ของวงจรสายพานกระแส ตามลำดับ ดังนั้นคุณสมบัติของขั้วต่างๆ ของวงจรสายพานกระแสเมื่อรวมค่าที่ไม่เป็นอุดมคติไว้จะสามารถกำหนดความสัมพันธ์ได้คือ  $v_x = \beta v_y$ ,  $i_z = -\alpha i_x$  และ  $i_y = 0$  เมื่อ  $\beta = 1 - \epsilon_v$  และ  $\alpha = 1 - \epsilon_i$  เมื่อ  $v_x$ ,  $v_y$  และ  $v_z$  คือแรงดันที่ขั้ว x, y และ z ตามลำดับ ส่วน  $i_x$ ,  $i_y$  และ  $i_z$  คือกระแสที่ขั้ว x, y และ z ตามลำดับ ดังนั้นกระแส  $i_z$  ของสมการที่ (3.3) สามารถเขียนใหม่ได้คือ

$$i_z = \frac{\alpha\beta V_{in}}{R_{in} + r_x} \quad (3.18)$$

เมื่อ  $r_x$  คือความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของวงจรสายพานกระแส จากวงจรสายพานกระแสที่แสดงดังรูปที่ 3.2 เมื่อจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้พารามิเตอร์  $0.18\mu\text{m}$  ค่าพารามิเตอร์  $\alpha$  มีค่าเท่ากับ 0.998  $\beta$  มีค่าเท่ากับ 0.999 และ  $R_x$  มีค่าเท่ากับ  $1.1\text{ k}\Omega$

ถ้าสมมติว่าขาซอร์ส และ โครงสร้าง (body) ของทรานซิสเตอร์  $MC_1$  ถึง  $MC_{16}$  ทั้งหมดถูกต่อเข้าด้วยกัน ดังนั้นการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจึงเป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทรชโฮลอันเนื่องมาจากผลของโครงสร้าง (body effect) ดังนั้นกระแสเดรนของวงจรสะท้อนกระแสสามารถแสดงได้คือ

$$i_o = i_{in} \left( \frac{K_o}{K_i} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{THo}}{V_{GS} - V_{THi}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda V_{DSo}}{1 + \lambda V_{DSi}} \right) \quad (3.19)$$

โดยกำหนดให้  $i_{in}$  เป็นกระแสอินพุตที่ไหลผ่านมอสที่ต่อเป็นไดโอด (อุปกรณ์อินพุต) ส่วน  $i_o$  เป็นกระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านอุปกรณ์เอาต์พุต โดยที่  $\lambda$  คือค่าแฟกเตอร์ channel-length modulation  $K_o$  และ  $K_i$  คือทรานส์คอนดักแตนซ์พารามิเตอร์อุปกรณ์ของเอาต์พุตและอินพุต ตามลำดับ  $V_{GS}$  คือค่าแรงดันระหว่างขาเกตและซอร์ส  $V_{THo}$  และ  $V_{DSo}$  คือค่าแรงดันแทรซโวลและแรงดันระหว่างขาเดรนและซอร์สของอุปกรณ์เอาต์พุต  $V_{THi}$  และ  $V_{DSi}$  คือแรงดันแทรซโวลและแรงดันระหว่างขาเดรนและซอร์สของอุปกรณ์อินพุต

สมมติว่าอุปกรณ์ทุกตัวถูกสร้างบนเทคโนโลยีเดียวกัน ดังนั้นจึงสมมติว่าพารามิเตอร์  $V_{TH}$   $\mu$   $C_{ox}$  ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ สมการที่ (3.19) สามารถเขียนได้คือ

$$i_o = i_{in} \left( \frac{(W/L)_o}{(W/L)_i} \right) \left( \frac{1 + \lambda V_{DSo}}{1 + \lambda V_{DSi}} \right) \quad (3.20)$$

ถ้ากำหนด  $V_{DSi} = V_{DSo}$  ดังนั้นอัตราการขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสกำหนดได้คือ  $(W/L)_o / (W/L)_i$  และถ้ากำหนดให้  $(W/L)_o = (W/L)_i$  จะได้ว่า  $i_o = i_{in}$  อัตราการขยายกระแสอาจจะมีค่ามากกว่าหนึ่งเท่าหรือน้อยกว่าหนึ่งเท่า ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาด  $W/L$  ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ อัตราการขยายกระแสนี้จะมีผลโดยตรงกับค่าแรงดันดีซีออฟเซต (DC offset) ของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ

นอกจากนี้ผลของ channel-length modulation จะถูกพิจารณาโดยสมมติว่า  $(W/L)_o = (W/L)_i$  และ  $\lambda$  ของทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแสมีค่าเท่ากัน จากสมการที่ (3.20) ความแตกต่างของแรงดันระหว่างขาเดรนและซอร์ส ( $V_{DSi}$  และ  $V_{DSo}$ ) ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะมีผลทำให้การสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนั้นวงจรสะท้อนกระแสที่ดีควรจะต้องมีค่าแรงดันระหว่างเดรนและซอร์สเท่ากัน และ มีความต้านทานทางเอาต์พุตสูง ซึ่งสามารถทำได้โดยกำหนดให้ค่า  $L$  ของทรานซิสเตอร์มีค่ามาก

ในส่วนตัวไปนี้จะพิจารณาความไม่สมพงษ์กันของพารามิเตอร์  $K$  และ ค่าแรงดันแทรซโวล  $V_{TH}$  ของทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแส ถ้ากำหนดให้อัตราส่วน  $W/L$  ของทรานซิสเตอร์ของวงจรสะท้อนกระแสทั้งสองมีค่าเท่ากัน แต่ค่า  $K$  และ  $V_{TH}$  ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองไม่เท่ากัน ในกรณีนี้ความสัมพันธ์ของกระแส  $i_o$  และ  $i_{in}$  สามารถประมาณได้คือ

$$i_o \cong i_{in} \left( 1 + \frac{\Delta K}{K} - \frac{2\Delta V_{TH}}{V_{GS} - V_{TH}} \right) \quad (3.21)$$

เมื่อ  $\Delta V_{DS} = V_{DSo} - V_{DSi}$   $\Delta K = K_o - K_i$   $K = (K_o + K_i)$   $\Delta V_{TH} = V_{THo} - V_{THi}$  และ  $V_{TH} = 0.5(V_{THo} + V_{THi})$  กำหนดให้  $K_i = K - 0.5\Delta K$   $K_o = K + 0.5\Delta K$   $V_{THo} = V_{TH} - 0.5\Delta V_{TH}$  และ  $V_{THi} = V_{TH} + 0.5\Delta V_{TH}$  จากสมการที่ (3.21) ค่ากระแส  $i_o$  ของ

วงจระสะท้อนกระแสจะเปลี่ยนแปลงไปจากคุณสมบัติทางอุดมคติอันเนื่องมาจาก  $\Delta V_{TH}$  และผลของความไม่เป็นอุดมคติของ  $\Delta K$  จากสมการเดียวกัน ค่า  $\Delta V_{TH}$  และ  $\Delta K$  ที่มีค่าน้อยจะช่วยลดความผิดพลาดของกระแส  $i_o$  ผลของ  $\Delta V_{TH}$  จะลดลงถ้าแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่าแรงดัน  $V_{TH}$  จำนวนหลายเท่า ผลของความไม่เป็นอุดมคติของ  $\Delta K$  คือความผิดพลาดที่เกิดจากค่าอัตราส่วนของทรานซิสเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งมีสาเหตุจากกระบวนการผลิต หรือ การสร้างแบบ จะสังเกตจากสมการที่ (3.21) ได้ว่าค่า  $\Delta K$  จะมีผลอย่างมากกับกระแส  $i_o$  ของวงจระสะท้อนกระแส ผลของ  $\Delta K$  สามารถมีค่าลดลงได้จากการพิถีพิถันในการการออกแบบแปลนในวงจระไอซี

เพื่อศึกษาถึงความไม่เป็นอุดมคติของส่วนวงจระเรียงกระแสโมดกระแสที่ทำงานในคลาส AB วงจระทรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบด้วย  $MD_1$  ถึง  $MD_4$  จะถูกวิเคราะห์ ในทางอุดมคติคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์  $MD_1$  ถึง  $MD_4$  จะต้องมีคุณสมบัติที่เหมือนกันมากที่สุด ความไม่สมพ้องกันของทรานซิสเตอร์  $MD_1$  ถึง  $MD_4$  จะมีผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ไม่สมมาตรกัน ตัวอย่างเช่น ขนาดของสัญญาณซีกบวกแรกอาจจะไม่เท่ากับขนาดของสัญญาณซีกที่สอง

สมมติว่าวงจระเรียงกระแสที่นำเสนอถูกออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอสในแบบ p-substrate ดังนั้น NMOS ทั้งหมดจึงเหมาะที่จะสร้างอยู่ในบ่อของ n-well ในขณะที่ NMOS ทั้งหมดเหมาะที่จะสร้างใน p-substrate โดยทั่วไปมาตรฐานเทคโนโลยีซีมอสในแบบ p-substrate ตัวโครงสร้าง (substrate) มักจะถูกป้อนด้วยแหล่งจ่าย  $V_{SS}$  ดังนั้นขา body ของทรานซิสเตอร์  $MD_1$ - $MD_2$  จึงถูกต่อเข้ากับ  $V_{SS}$  ส่วนขา body ของทรานซิสเตอร์  $MD_3$ - $MD_4$  จะถูกต่อเข้ากับขาซอร์สของตัวเอง ดังนั้นผลของขา body (body effect) ที่เกิดกับทรานซิสเตอร์  $MD_1$ - $MD_2$  จึงต้องถูกหาค่าหรือประมาณการ ในขณะที่ทรานซิสเตอร์  $MD_3$ - $MD_4$  จะปราศจากผลของขา body แรงดันเทรชโวลที่รวมผลของ body สามารถแสดงได้คือ

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left( \sqrt{|V_{SB}| + 2\phi_F} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (3.22)$$

เมื่อ  $V_{SB}$  แรงดันระหว่างขาซอร์สและโครงสร้าง  $2\phi_F$  คือ surface potential  $V_{TH0}$  คือค่าแรงดันเทรชโวลเมื่อไม่มีการไบอัสเข้าที่ขา body  $\gamma = (t_{ox}/\epsilon_{ox})(2q\epsilon_{si}N_A)^{1/2}$  คือค่าพารามิเตอร์ body effect  $t_{ox}$  คือ oxide thickness  $\epsilon_{ox}$  คือ oxide permittivity  $\epsilon_{si}$  คือ permittivity ของซิลิกอน  $N_A$  คือ doping concentration และ  $q$  คือประจุของอิเล็กตรอน แรงดัน  $V_{SB}$  จะมีผลโดยตรงกับค่าแรงดันเทรชโวล

จากรูปที่ 3.2  $V_{GS(MD3)} + V_{GS(MD1)} > 0$  และ ทั้ง  $M_{D2}$  และ  $M_{D4}$  ถูกไบอัสให้ทำงานเพื่อมีกระแสไหลเล็กน้อย เมื่อ  $V_D = 0$  ซึ่งเป็นคุณสมบัติของคลาส AB ถ้ากำหนด  $V_{TH(MD1)} = V_{TH(MD2)}$   $V_{TH(MD3)} = V_{TH(MD4)}$   $I_1 = I_2 = I$  สมมุติ  $M_{D1}$  ถึง  $M_{D4}$  ทำงานในย่านอิมิตัว  $I_{D(MD3)} = -I_{D(MD1)}$  กระแส  $I_{D(MD1)}$  และ  $I_{D(MD3)}$  สามารถกำหนดได้คือ [3]

$$I_{D(MD1)} = I \frac{\left( \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_{MD2}} + \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_{MD4}} \right)}{\left( \frac{1}{\mu_n C_{ox} (W/L)_{MD1}} + \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_{MD3}} \right)} \quad (3.23)$$

สมการนี้แสดงกระแส quiescent ในคลาส AB ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบทรานส์ลิเนียร์ [3] โดยเป็นกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบไดโอด  $M_{D2}$  และ  $M_{D4}$

โดยใช้สมการที่ (3.19) และ (3.21) สมการที่ (3.8) (3.10) (3.14) และ (3.17) สามารถเขียนได้คือ

$$V_{in} < 0 ; V_{H+} = + \frac{\alpha\beta R_{o1} V_{in}}{R_{in} + R_x} (\lambda_{effect} + K_{error}) \quad (3.24)$$

$$V_{in} > 0 ; V_{H-} = - \frac{\alpha\beta R_{o2} V_{in}}{R_{in} + R_x} (\lambda_{effect} + K_{error}) \quad (3.25)$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{in} < 0 ; V_{F+} = + \frac{\alpha\beta R_{o3} V_{in}}{R_{in} + R_x} (3\lambda_{effect} + 3K_{error}) \\ V_{in} > 0 ; V_{F+} = - \frac{\alpha\beta R_{o3} V_{in}}{R_{in} + R_x} (2\lambda_{effect} + 2K_{error}) \end{array} \right\} \quad (3.26)$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{in} < 0 ; V_{F-} = - \frac{\alpha\beta R_{o4} V_{in}}{R_{in} + R_x} (2\lambda_{effect} + 2K_{error}) \\ V_{in} > 0 ; V_{F-} = + \frac{\alpha\beta R_{o4} V_{in}}{R_{in} + R_x} (3\lambda_{effect} + 3K_{error}) \end{array} \right\} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $\lambda_{effect} = \left( \frac{K_o}{K_i} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{THo}}{V_{GS} - V_{THi}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda V_{DSo}}{1 + \lambda V_{DSi}} \right)$   $K_{error} = \left( 1 + \frac{\Delta K}{K} - \frac{2\Delta V_{TH}}{V_{GS} - V_{TH}} \right) \left( 1 + \frac{\Delta V_{DS}}{V_A} \right)$  และ สมมติ

ว่า  $\lambda_{effect}$  และ  $K_{error}$  ของวงจรสะท้อนกระแสแบบบวก และ แบบลบมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการสำหรับสมการ (3.24) และ (3.27) จะเห็นได้จากสมการที่ (3.24) ถึง (3.27) อีกว่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแส และ วงจรสะท้อนกระแสจะลดทอนขนาดของสัญญาณเอาต์พุต และ อาจจะมีผลทำให้เกิดแรงดันออฟเซตทางเอาต์พุต อย่างไรก็ตามขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะสามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มค่าความต้านทานทางเอาต์พุต  $R_{o1}$   $R_{o2}$   $R_{o3}$  และ  $R_{o4}$  ในขณะที่แรงดันออฟเซตสามารถชดเชยได้โดยกระปรับค่าแรงดันไบอัส  $I_5$   $I_6$   $I_7$  และ  $I_8$

สำหรับช่วงการทำงานทางอินพุตของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอสามารถพิจารณาได้จากวงจรแปลง

แรงดันเป็นกระแสที่แสดงในรูปที่ 2 ช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ ถ้าสมมติ มอสทรานซิสเตอร์  $M_1$  ถึง  $M_4$  ทำงานในย่านอิมิตัว ช่วงปฏิบัติงานแรงดันอินพุตสูงสุดและต่ำสุดสามารถ กำหนดได้คือ

$$V_{in(min)} = V_{SS} + |V_{THP}| + |V_{TN}| + |V_{eff(M4)}| + |V_{eff(M8)}| \quad (3.28)$$

$$V_{in(max)} = V_{DD} - |V_{THP}| - |V_{TN}| - |V_{eff(M2)}| + |V_{eff(M12)}| \quad (3.29)$$

เมื่อ  $V_{eff} = V_{GS} - V_{TH} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox} (W/L)}}$  [44] โดยที่  $V_{GS}$  คือแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส และ  $I_D$  คือกระแส เดรน

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.1 จะสามารถแสดงได้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันน้อยที่สุดที่ต้องการกำหนดได้จาก แหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับวงจรทรานส์ลิเนียร์ แหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{DD}$  และ  $|V_{SS}|$  ที่ต้องการกำหนดได้คือ

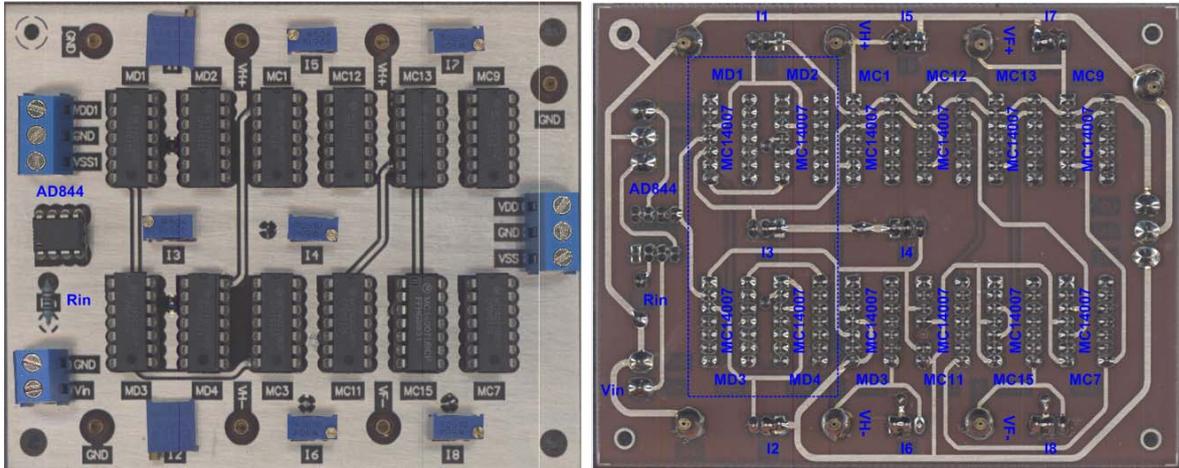
$$V_{DD} > V_{TH(MC1)} + V_{DS(MD1),sat} \quad (3.30)$$

$$|V_{SS}| > V_{DS(MD3),sat} + V_{TH(MC3)} \quad (3.31)$$

สมการนี้เพื่อกำหนดว่าทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านอิมิตัว

### 3.3 การสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรง

วงจรกระแสที่นำเสนอจะถูกนำมาสร้างเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 3.3 มอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดถูกสร้างโดยใช้ ไอซีซีมอสเบอร์ MC14007 วงจรสายพานกระแสใช้ไอซีเบอร์ AD844 กระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทาน ค่า  $1.5 \text{ M}\Omega$  ( $I_1=I_2=1\mu\text{A}$ ) กระแสไบอัส  $I_3$  และ  $I_4$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทาน ค่า  $10 \text{ k}\Omega$  ( $I_3=I_4= 488 \mu\text{A}$ ) และ กระแสไบอัส  $I_5$  และ  $I_8$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทาน ค่า  $500 \text{ k}\Omega$  (ตัวต้านทานปรับค่าได้) ตัวต้านทาน  $R_{in}$  มีค่า  $1 \text{ k}\Omega$  และ ใช้แหล่งจ่าย  $\pm 7.5$  โวลต์



รูปที่ 3.3 ต้นแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มตรง

## บทที่ 4

### ผลการจำลองและผลการทดลอง

เพื่อทดสอบแนวคิดการออกแบบที่นำเสนอ วงจรเรียงกระแสในรูปที่ 3.1 จะถูกจำลองการทำงานโดยใช้พารามิเตอร์ซีมอส 0.18  $\mu\text{m}$  n-well จาก TSMC [45] ค่าอัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 กำหนดแหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 1.2$  โวลต์ กระแสไบอัส  $I_{C1}=I_{C2}= 20 \mu\text{A}$  และ  $I_3=I_4= 100 \mu\text{A}$  ในขณะที่แหล่งจ่ายกระแส  $I_5$  ถึง  $I_8$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสชดเชยกระแสคงที่ ค่าอัตราส่วน W/L ของ  $MR_1$  และ  $MR_2$  กำหนดให้มากกว่า  $MR_3$  ถึง  $MR_{10}$  เพื่อชดเชยค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว x ของสายพานกระแส และผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสะท้อนกระแส เมื่อจำลองการทำงานวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.2 คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอแสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 อัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์และกระแสไบอัสวงจรในรูปที่ 3.1 และ 3.2

มอสทรานซิสเตอร์	W/L ( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )
$M_1 M_2 M_5 M_6 MC_3 MC_4 MC_6 MC_7 MC_8 MC_{11} MC_{15} MC_{15} MC_{16} MD_3$ $MD_4$	3/0.3
$M_3 M_4 M_7 M_8 MC_1 MC_2 MC_5 MC_9 MC_{10} MC_{12} MC_{13} MC_{14}$	8/0.3
$MD_1 MD_2$	1/0.3
$MR_1 MR_2$	0.8/0.3
$MR_3 MR_4$	0.32/0.3
$MR_5 MR_6$	0.34/0.3
$MR_7 MR_8$	0.27/0.3
$MR_9 MR_{10}$	0.28/0.3
$I_{C1} I_{C2}$	0.8/0.3
$I_3 I_4$	0.32/0.3

ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

พารามิเตอร์	ค่า
Technology	0.18 $\mu\text{m}$
Power supply	$\pm 1.2 \text{ V}$
Quiescent current	20 $\mu\text{A}$
Input voltage range	-200 to 200 mV
Voltage error range	5.7 mV
Input current range	-100 to 100 $\mu\text{A}$
Current error range	7.767 $\mu\text{A}$
Bandwidth (-3dB)	
Voltage follower ( $V_x/V_y$ )	800 MHz
Current follower ( $I_z/I_x$ )	1.1 GHz
Slew Rate (SR)	0.259 V/ns
$R_x, L_x$	1.1 k $\Omega$ , 38 nH
$R_y, C_y$	500 G $\Omega$ , 0.044 fF
$R_z, C_z$	152.67 k $\Omega$ , 0.48 fF

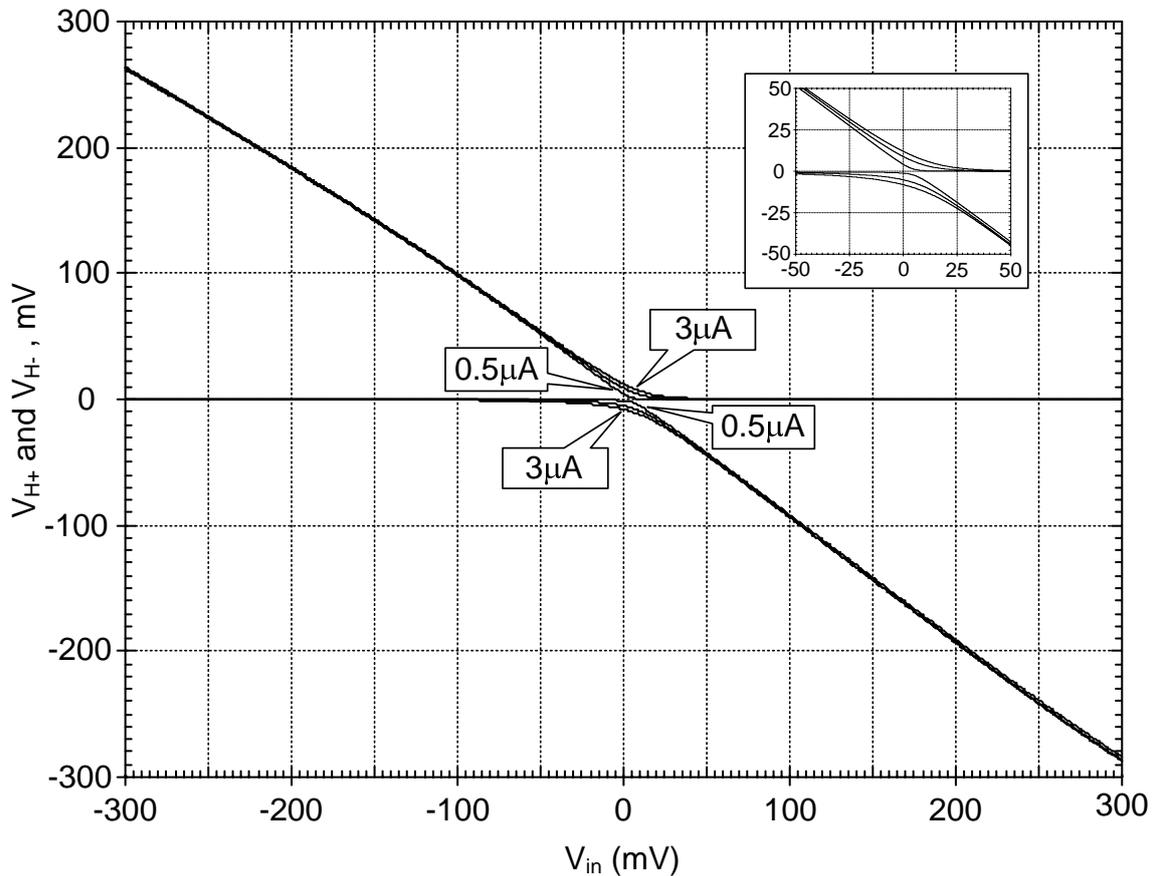
ผลการจำลองการทำงานของวงจรสามารถแสดงได้ดังนี้ รูปที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติทาง DC ของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ ซึ่งแสดงช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตจาก -300 mV ถึง 300 mV และ เมื่อทำการเปลี่ยนกระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ( $I_1=I_2$ ) มีค่าเท่ากับ 0.5  $\mu\text{A}$  1  $\mu\text{A}$  และ 3  $\mu\text{A}$  จะสังเกตจากรูปที่ 4.1 ได้ว่าความเพี้ยนที่บริเวณสัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กเข้าไปใกล้ศูนย์จะลดลงเมื่อกระแสไบอัสลดลงจาก 3  $\mu\text{A}$  ถึง 0.5  $\mu\text{A}$  ซึ่งหมายความว่าความเที่ยงตรงของวงจรที่นำเสนอสามารถกำหนดได้โดยการเลือกค่ากระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ที่เหมาะสม

ต่อมาเมื่อทำการบ่อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ขนาด 100 mV<sub>peak</sub> เข้าที่อินพุตของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ โดยกำหนดให้กระแส  $I_1$  และ  $I_2$  มีค่าเท่ากับ 1  $\mu\text{A}$  รูปคลื่นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่ 10 MHz และ 100 MHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ จากรูปสามารถแสดงได้ว่าวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอสามารถให้สัญญาณเป็นเอาต์พุตแบบเอาต์พุตคู่ทั้งในแบบเต็มคลื่น และ แบบครึ่งคลื่นในวงจรเดียว

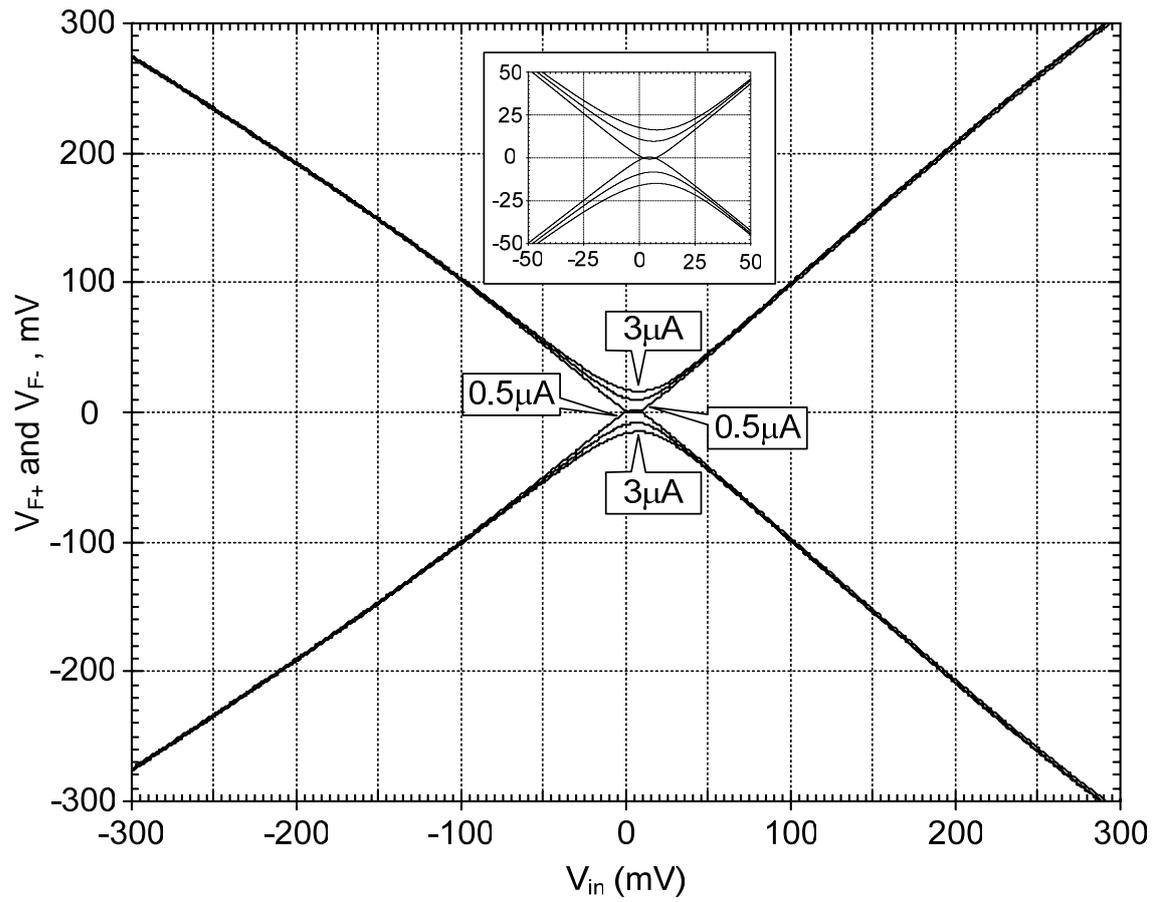
เพื่อทดสอบคุณสมบัติทางด้านอุณหภูมิของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ จึงได้ทำการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอที่ความถี่ 10 MHz อีกครั้ง โดยได้ทดลองเปลี่ยนค่าอุณหภูมิจาก 0 $^{\circ}\text{C}$  ถึง 100 $^{\circ}\text{C}$  รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตครึ่งคลื่นแบบบวก และ เต็มคลื่นแบบลบที่อุณหภูมิ 27 $^{\circ}\text{C}$  75 $^{\circ}\text{C}$  และ

100°C จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตได้รับผลกระทบจากอุณหภูมิเพียงเล็กน้อยคือ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะปรากฏค่าแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตของวงจร แต่ไม่ทำให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนไปแต่อย่างใด ซึ่งแรงดันออฟเซตนี้ จะสามารถชดเชยได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_5$  ถึง  $I_8$

ในขณะที่วงจรเรียงกระแสที่นำเสนอทำงานได้ดีที่ความถี่สูง แต่ค่าผิดพลาดที่บริเวณสัญญาณอินพุตเข้า ใกล้ศูนย์คืออีกหนึ่งพารามิเตอร์ที่ต้องใส่ใจ ถ้าต้องการให้วงจรสามารถเรียงกระแสที่สัญญาณอินพุตขนาดเล็ก มากได้ดี สามารถทำได้โดยการลดกระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ลงมา รูปที่ 4.5 แสดงการทำงานของวงจรที่ความถี่ 10 MHz และขนาดลดลงมาเหลือ  $50 \text{ mV}_{\text{peak}}$  จากรูปสามารถแสดงได้ว่าวงจรสามารถเรียงกระแสที่สัญญาณ ขนาดเล็กได้โดยไม่ทำให้สัญญาณเพี้ยนแต่อย่างใด วงจรที่นำเสนอยังสามารถทำงานได้ที่สัญญาณมีขนาดเล็ก ต่ำกว่า  $50 \text{ mV}_{\text{peak}}$  แต่รูปร่างของรูปคลื่นจะมีความเพี้ยนมากขึ้น ในกรณีนี้อาจจะต้องลดขนาดของกระแส ไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ลงมาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

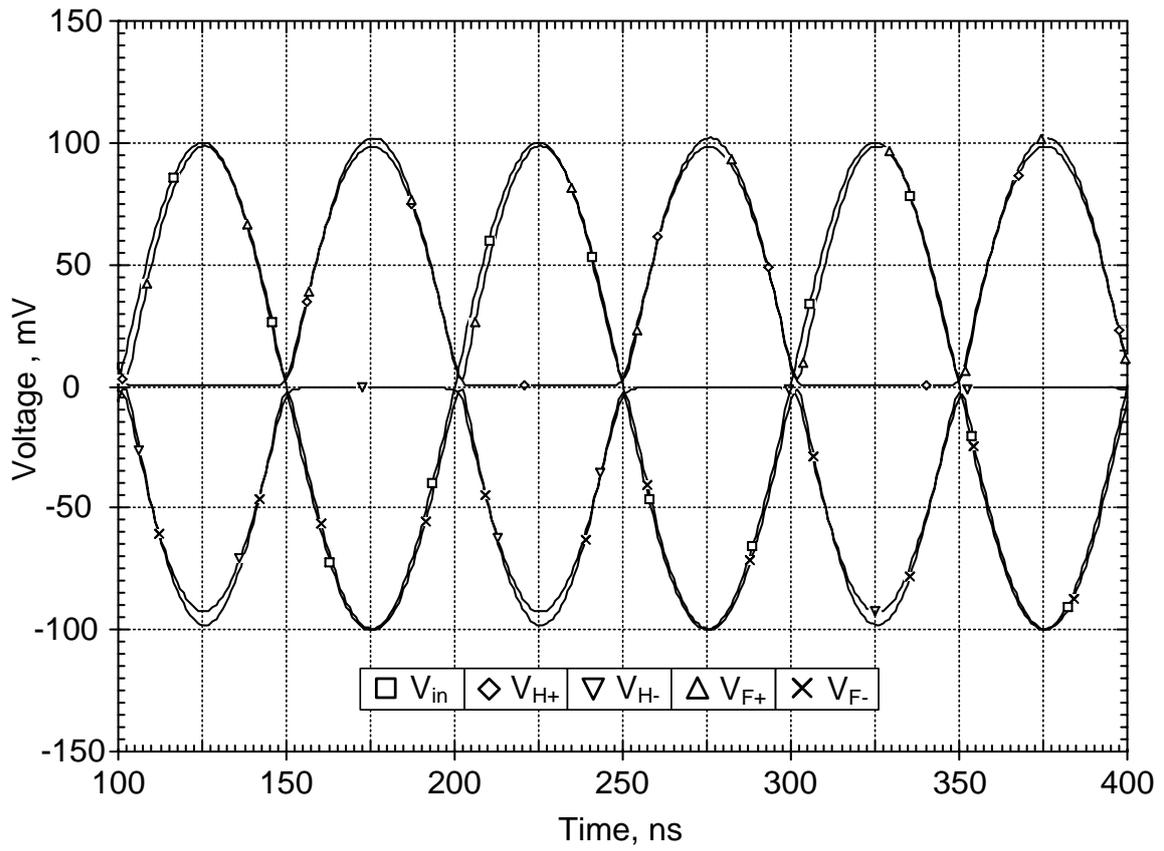


(ก)

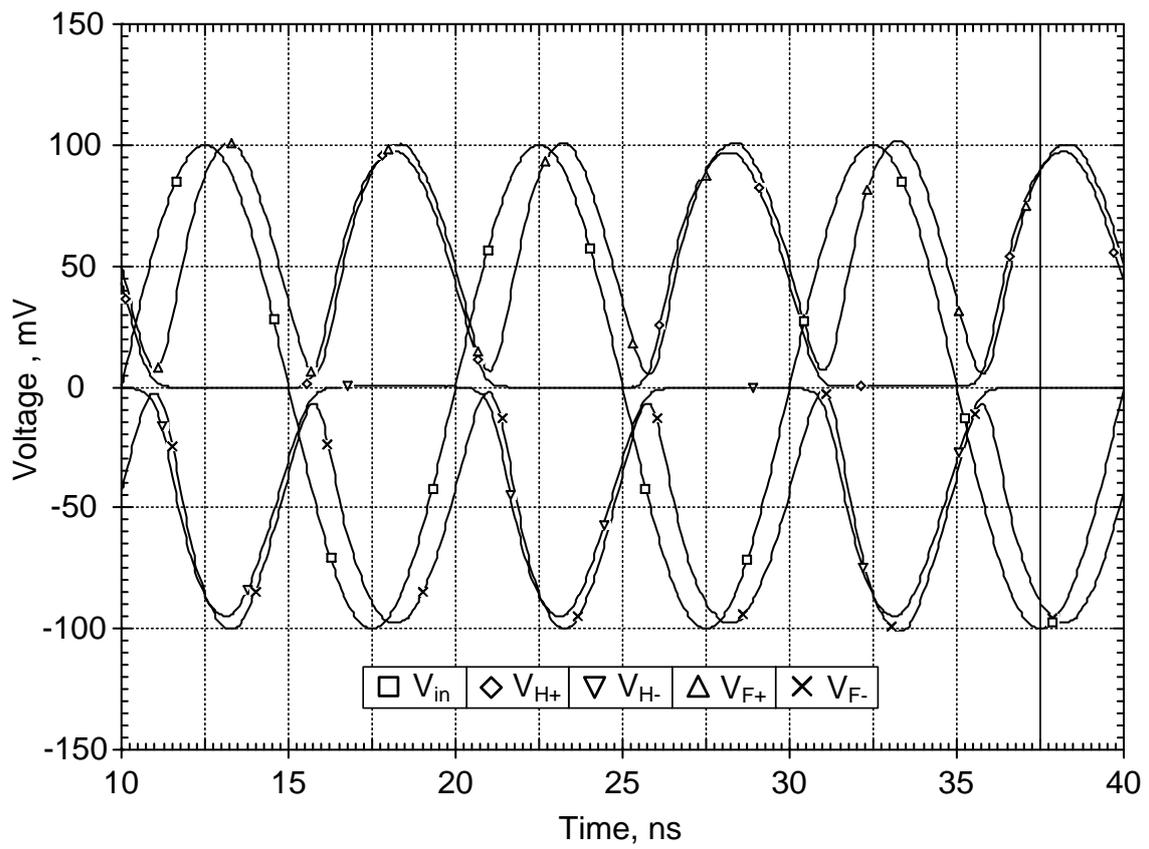


(ข)

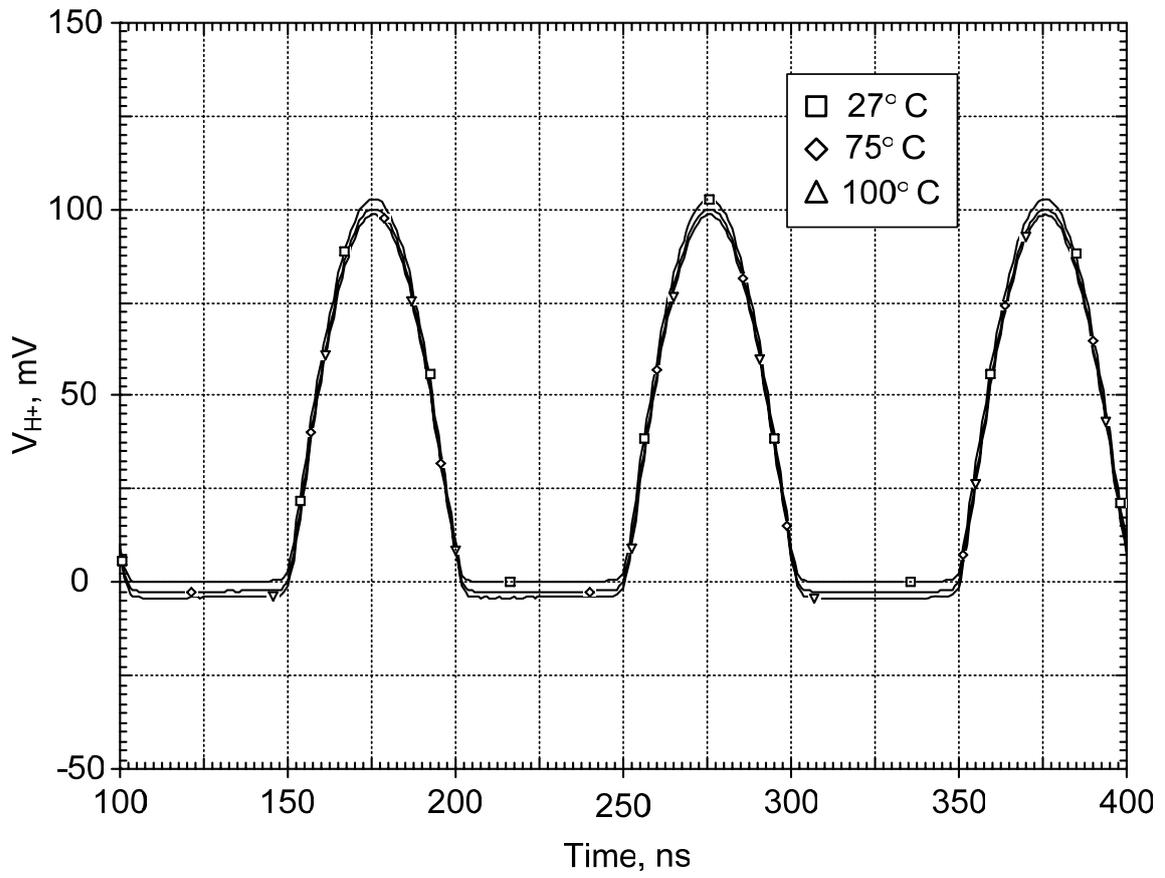
รูปที่ 4.1 คุณสมบัติทาง DC ของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอ (ก) ชนิดครึ่งคลื่น (ข) ชนิดเต็มคลื่น



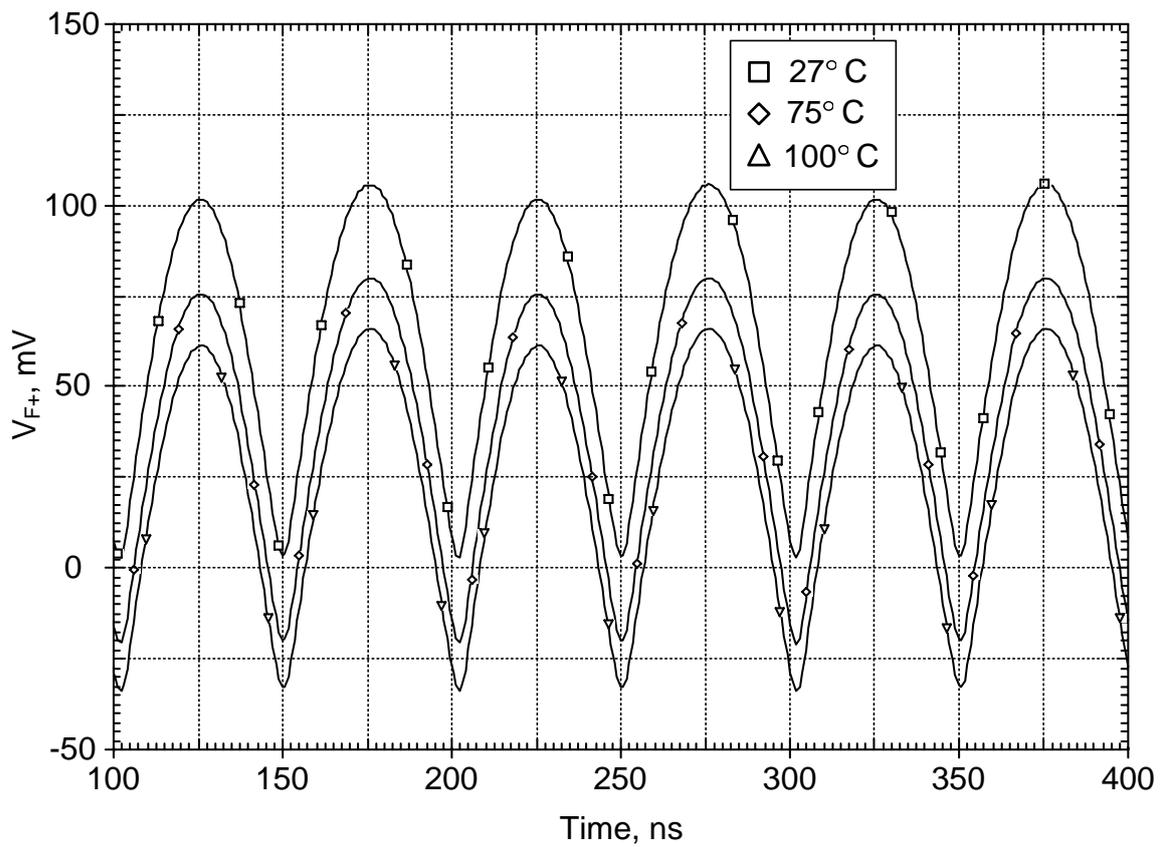
รูปที่ 4.2 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอนี้มีความถี่ 10 MHz



รูปที่ 4.3 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่นำเสนอนี้ที่ความถี่ 100 MHz



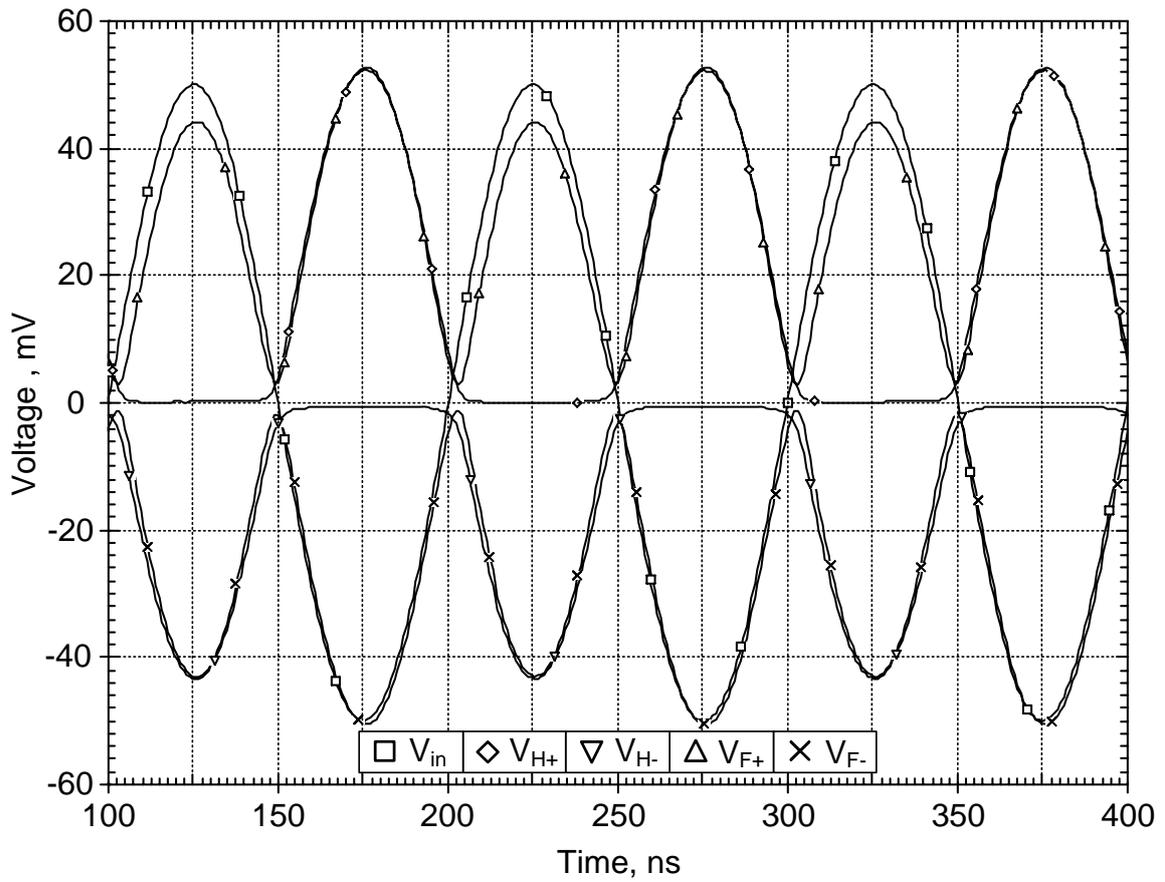
(n)



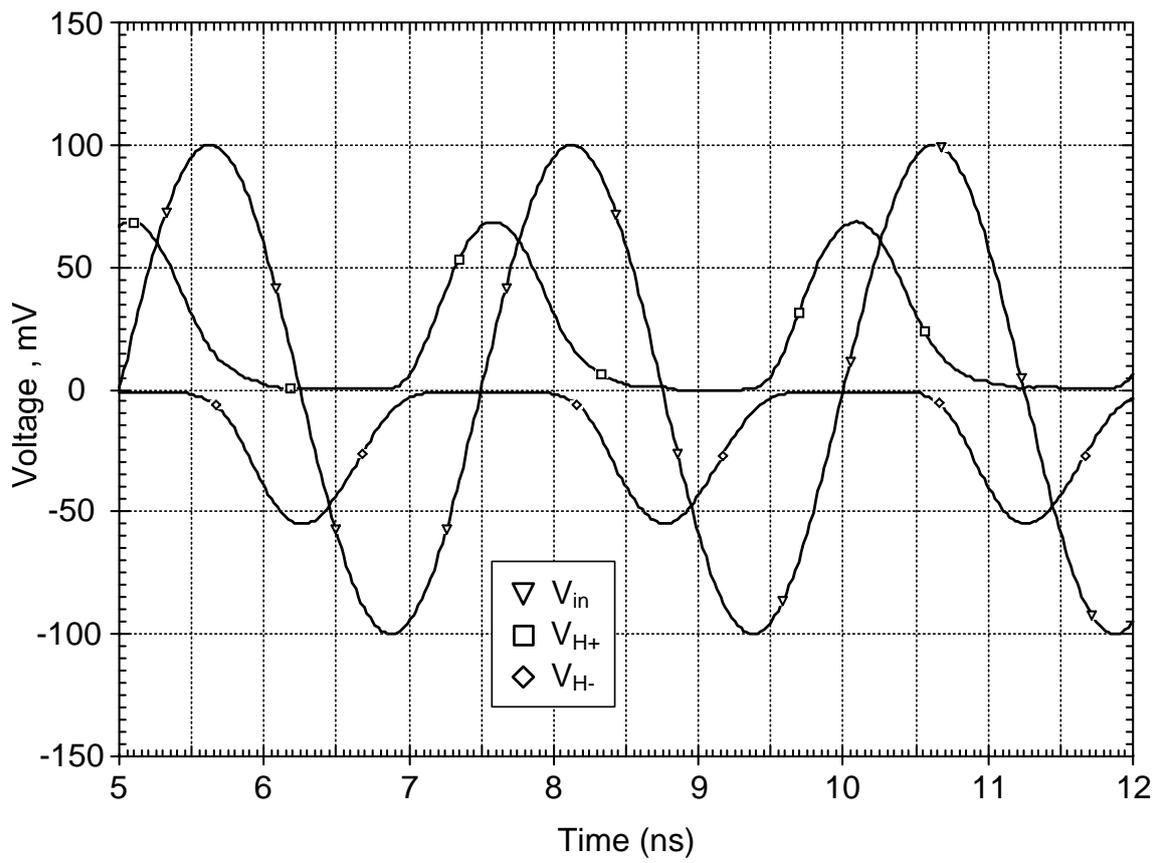
(ข)

รูปที่ 4.4 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ความถี่ 10 MHz เมื่อเปลี่ยนอุณหภูมิเป็นค่าต่างๆ

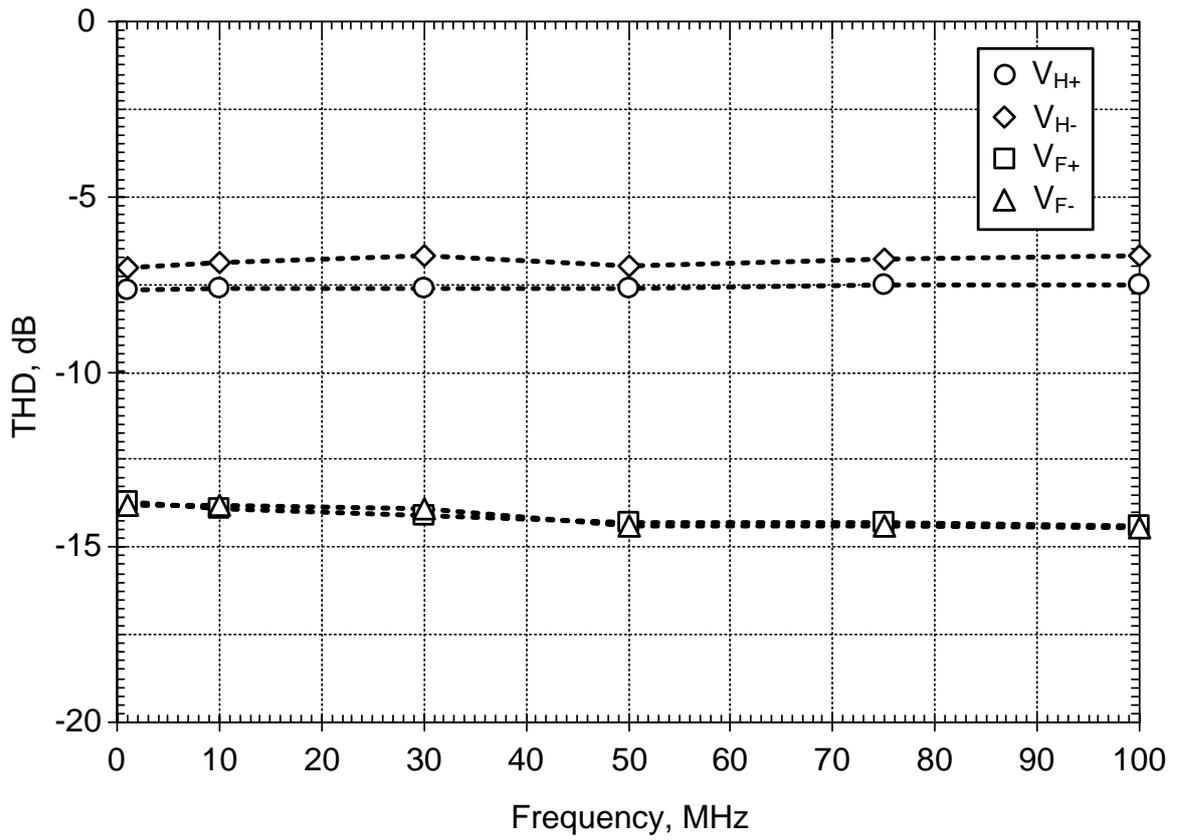
(ก) ชนิดครึ่งคลื่น (ข) ชนิดเต็มคลื่น



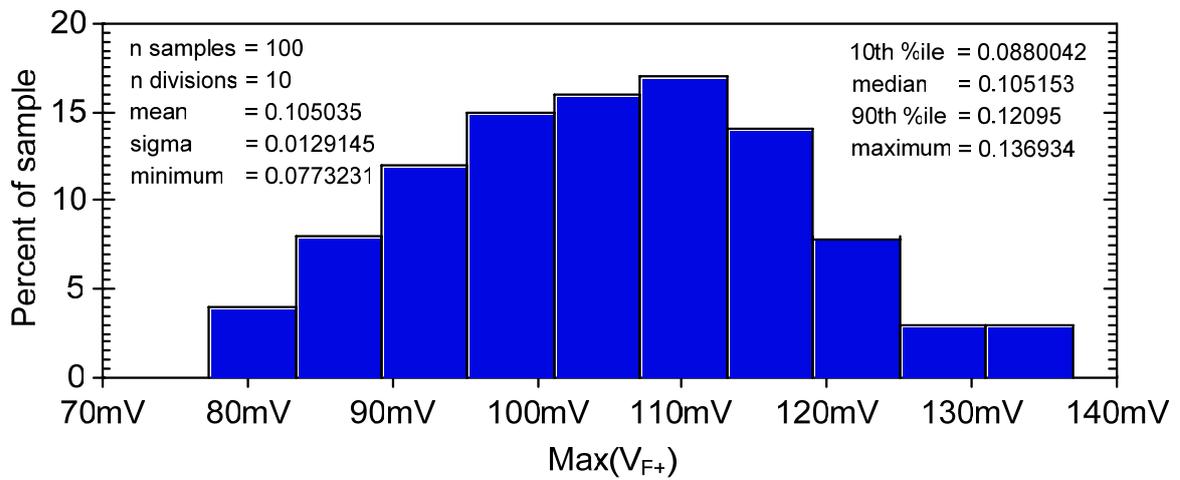
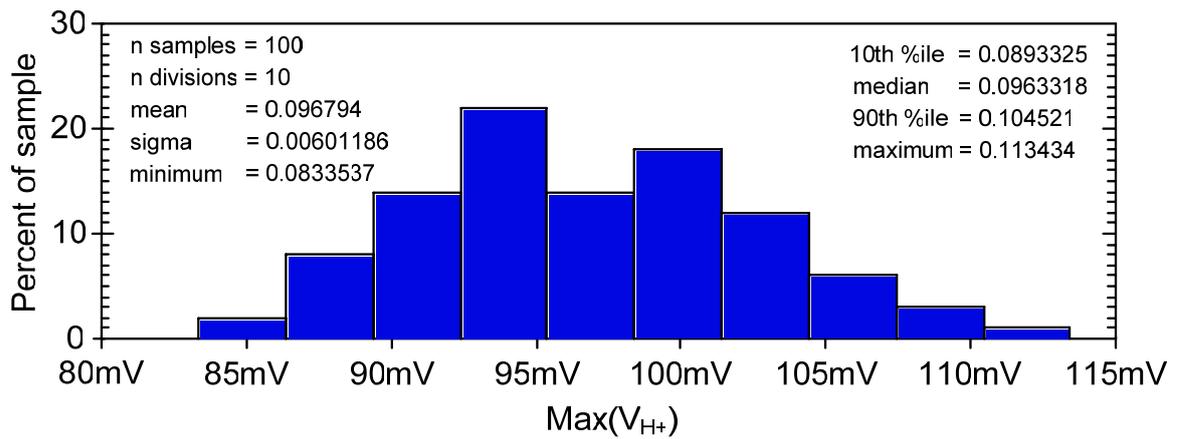
รูปที่ 4.5 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ความถี่ 10 MHz ขนาด  $50 \text{ mV}_{\text{peak}}$



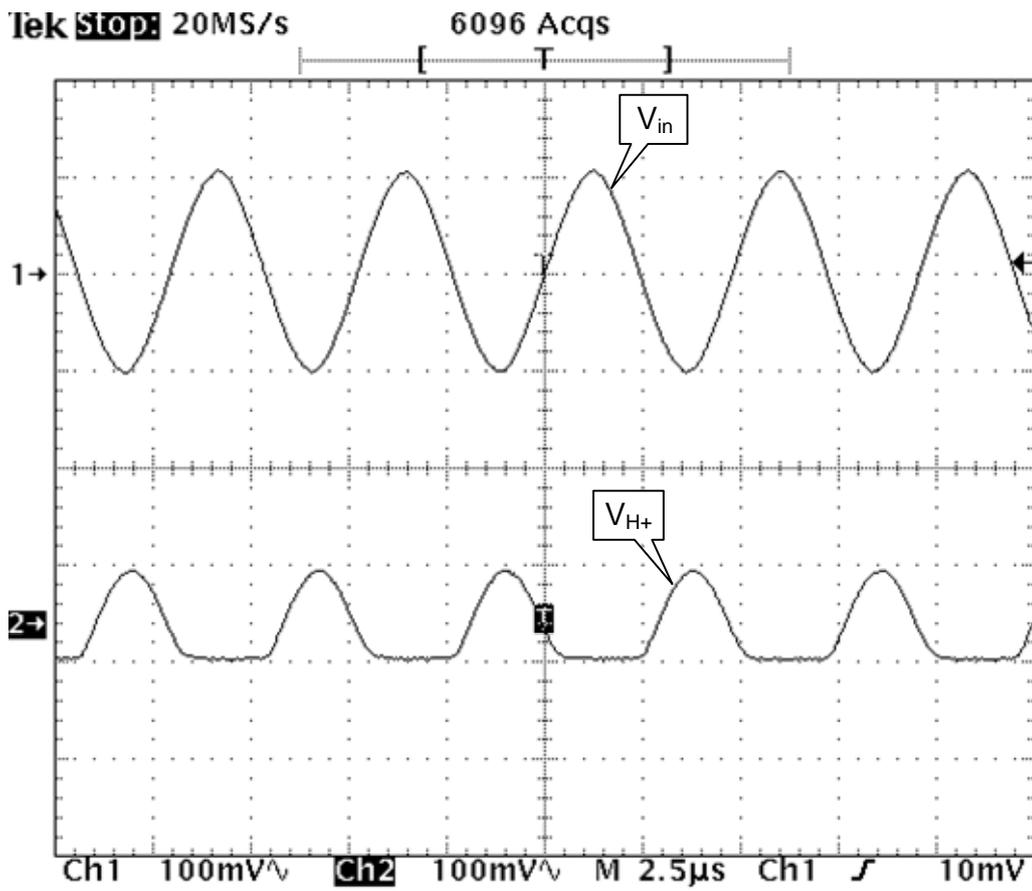
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรขาคณิตสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 400 MHz



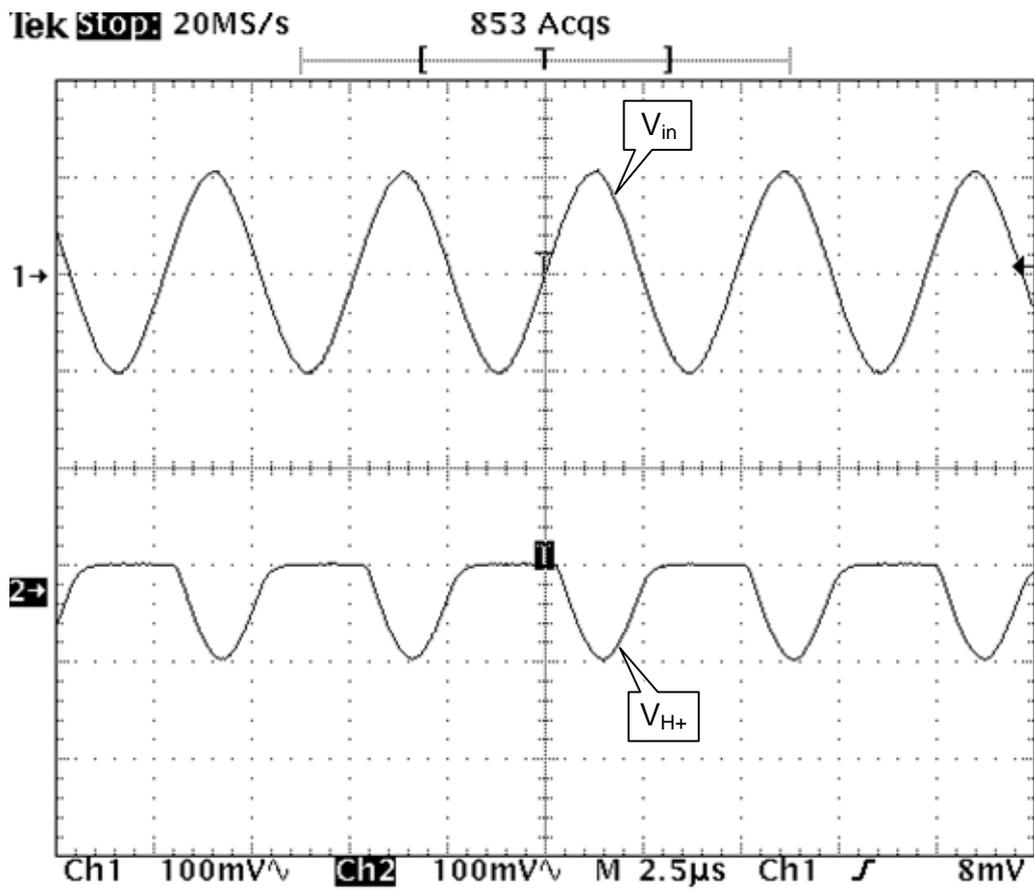
รูปที่ 4.7 ค่า THD ของสัญญาณที่ความถี่ค่าต่างๆ

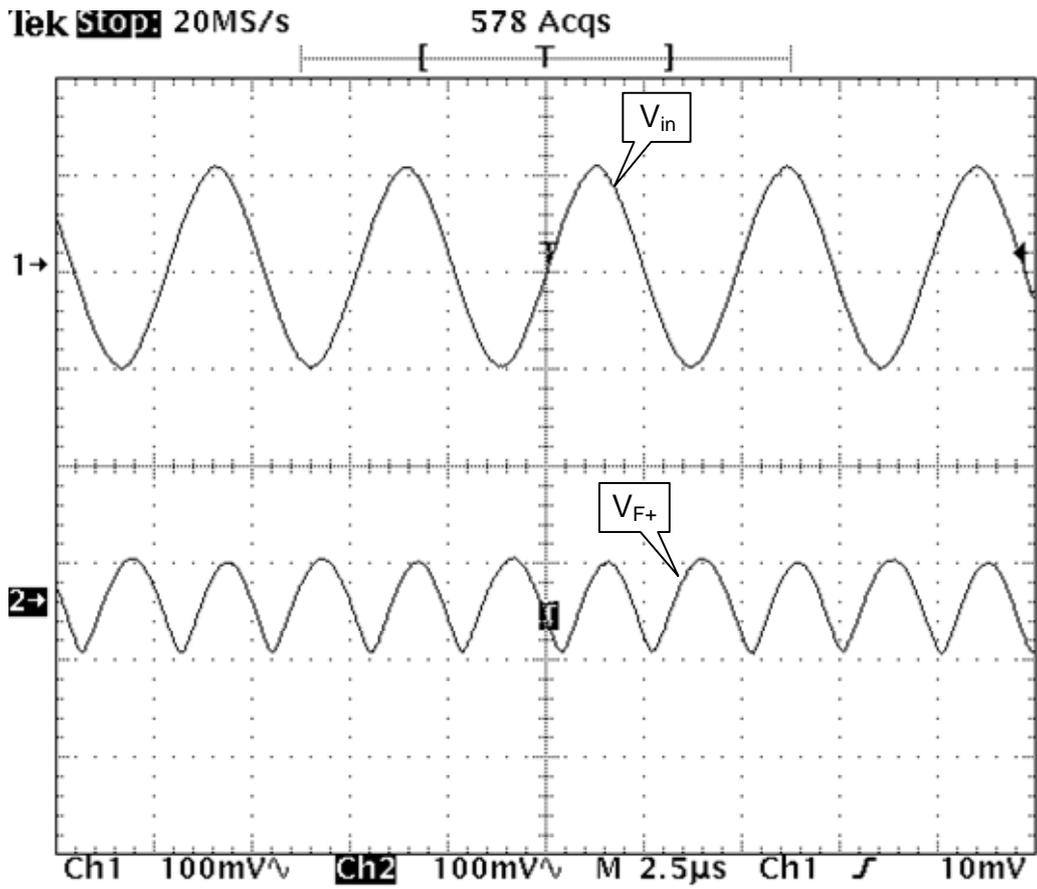


รูปที่ 4.8 ผลการจำลองแบบ Monte-Carlo เมื่อทำการจำลอง 100 ครั้งเพื่อศึกษาผลของแรงดันแทรกโซลที่มีต่อสัญญาณเอาท์พุท

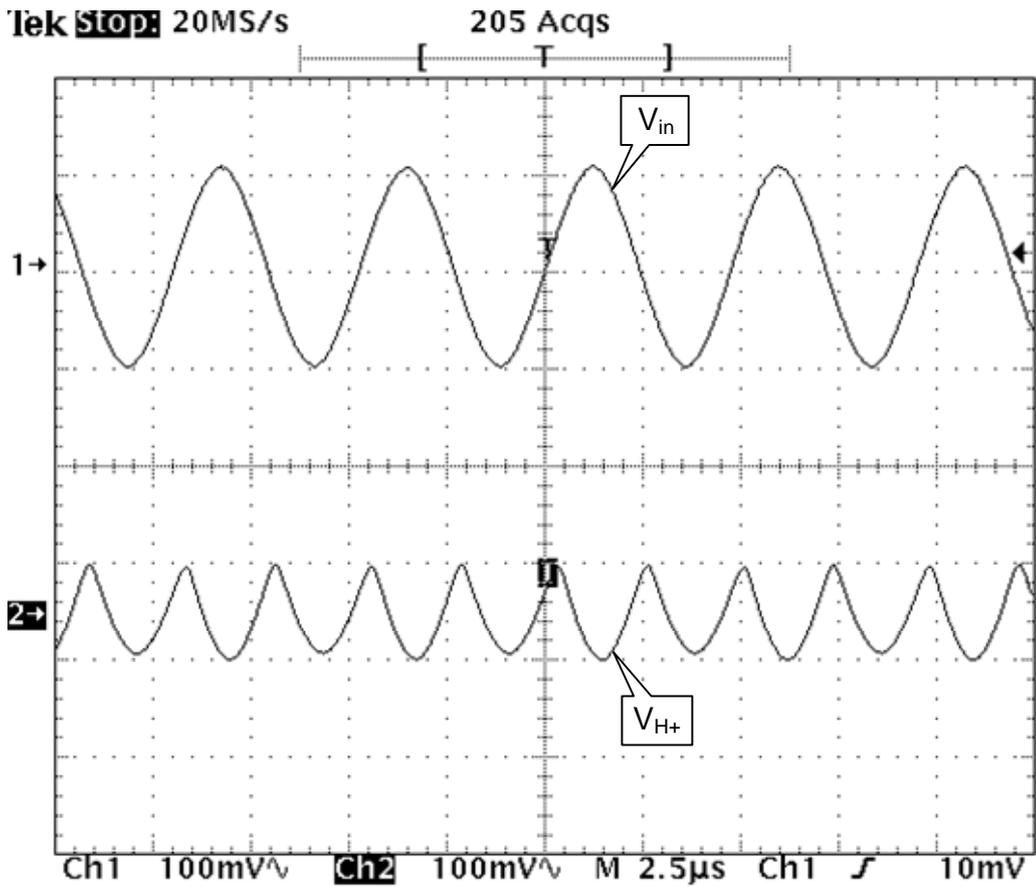


(n)





(a)



(ง)

รูปที่ 4.9 ผลการทดลองของวงจรเรียงกระแสแบบหลายหน้าที่ได้จากการวัดจริงเมื่ออินพุทเป็นสัญญาณเฟสเดียวความถี่ 100 kHz (ก) สัญญาณอินพุทและเอาต์พุทครึ่งคลื่นแบบบวก (ข) สัญญาณอินพุทและเอาต์พุทครึ่งคลื่นแบบลบ (ค) สัญญาณอินพุทและเอาต์พุทเต็มคลื่นแบบบวก (ง) สัญญาณอินพุทและเอาต์พุทเต็มคลื่นแบบ

ลบ

รูปที่ 4.6 แสดงการทำงานของวงจรของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นที่สัญญาณอินพุตความถี่ 400MHz ขนาด  $100\text{mV}_{\text{peak}}$  จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นขนาดของสัญญาณจะลดลง ขนาดของสัญญาณที่ลดทอนลงไปมีสาเหตุมาจากการลดลงของอัตราขยายเมื่อวงจรทำงานที่ความถี่สูง ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มค่าความต้านทานเอาต์พุต  $R_{o1}$  และ  $R_{o2}$  การทำงานที่ความถี่สูงถึง 400 MHz นี้สามารถทำงานได้เฉพาะกับวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นเท่านั้น เนื่องจากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะได้รับผลกระทบจากค่าโพลความถี่ภายในของวงจรมากกว่าวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นดังวิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.24) ถึง (3.27)

วงจรที่นำเสนอได้จำลองการทำงานเพื่อศึกษาการเพี้ยนของสัญญาณทางเอาต์พุต เมื่อทำการเปลี่ยนความถี่จาก 1 MHz ถึง 100 MHz โดยขนาดสัญญาณคงไว้ที่  $100\text{mV}_{\text{peak}}$  ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกสรรวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ในการจำลองการทำงานค่าที่วัดได้จะอยู่ในหน่วย dB ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$\text{THD (dB)} = 20 \log_{10} (V_{\text{THD}}) \quad (4.1)$$

โดยที่  $V_{\text{THD}} = \sqrt{\sum_{n=2} (V_n^2 / V_1^2)}$  เมื่อ เทอม  $V_1$  คือความถี่มูลฐาน และ  $V_n$  คือ ฮาร์โมนิกอันดับที่  $n$

เพื่อศึกษาผลกระทบเมื่อค่าแรงดันแทรกซอลของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากอุณหภูมิ การจำลองการทำงานแบบ Monte Carlo จึงได้ถูกนำมาใช้ โดยได้ทำการจำลองการทำงานซ้ำเป็นจำนวน 100 ครั้ง และ กำหนดให้ค่าแรงดันแทรกซอลเปลี่ยนแปลง 10 % ผลการจำลองการทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 เมื่อป้อนอินพุตความถี่ 100 MHz ขนาด  $100\text{mV}_{\text{peak}}$  โดยแสดงผลทางสถิติขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่เบี่ยงเบนไปโดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์

วงจรที่นำเสนอได้ถูกสร้างในรูปที่ 3.3 ได้ถูกนำมาทดสอบการทำงาน โดยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมดถูกสร้างโดยใช้ไอซีซีมอสเบอร์ MC14007 วงจรสายพานกระแสใช้ไอซีเบอร์ AD844 กระแสไบอัส  $I_1$  และ  $I_2$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทาน ค่า  $1.5\text{M}\Omega$  กระแสไบอัส  $I_3$  และ  $I_4$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทาน ค่า  $10\text{k}\Omega$  และ กระแสไบอัส  $I_5$  และ  $I_8$  ถูกแทนด้วยตัวต้านทานปรับค่าได้โดยปรับค่าไว้ที่  $500\text{k}\Omega$  ตัวต้านทาน  $R_{in}$  มีค่า  $1\text{k}\Omega$  และ ใช้แหล่งจ่าย  $\pm 7.5$  โวลต์ เมื่อป้อนสัญญาณขนาด  $100\text{mV}_{\text{peak}}$  ความถี่ 200 kHz เข้าที่อินพุตของวงจร รูปคลื่นสัญญาณอินพุต และ เอาต์พุตของวงจรที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.9 จากผลการทดลองสามารถยืนยันได้ว่า วงจรสามารถเรียงกระแสสัญญาณขนาดเล็กได้เป็นอย่างดี

## บทที่ 5

### ผลการสรุปรงานวิจัย

โครงการวิจัยนี้นำเสนอวงจรเรียงกระแสชนิดเที่ยงตรงแบบหลายหน้าที่ หมายความว่าเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณเฟสเดียวให้กับวงจร จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นแบบครึ่งคลื่นแบบบวก ครึ่งคลื่นแบบลบ เต็มคลื่นแบบบวก และ เต็มคลื่นแบบลบได้ในวงจรเดียวโดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจรแต่อย่างใด วงจรเรียงกระแสแบบหลายหน้าที่ที่นำเสนอใช้วงจรสายพานกระแสหนึ่งวงจร วงจรสะท้อนกระแสทวนวงจร ตัวต้านทานแบบต่อลงกราวด์ห้าตัว โครงสร้างวงจรเรียงกระแสชนิดเที่ยงตรงที่นำเสนอจะถูกนำมาสร้างด้วยเทคโนโลยีซีมอส เมื่อวงจรที่นำเสนอถูกออกแบบด้วยเทคโนโลยีซีมอสขนาด  $0.18 \mu\text{m}$  TSMC วงจรใช้แหล่งจ่าย  $\pm 1.2 \text{ V}$  สามารถทำงานได้ที่ความถี่  $100 \text{ MHz}$  และมีเสถียรภาพทางอุณหภูมิดีมาก โครงสร้างของวงจรสามารถสร้างได้ทั้งเทคโนโลยีซีมอส และ ไบโพลาร์โดยไม่ต้องมีการปรับเปลี่ยนโครงสร้างใดๆ นอกจากนี้ วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นยังสามารถทำงานได้สูงถึง  $400 \text{ MHz}$  ดังนั้นวงจรจึงเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรคมนาคม ระบบอิเล็กทรอนิกส์ และ ระบบเครื่องมือวัดที่ต้องการเรียงกระแสสัญญาณขนาดเล็ก

วงจรที่นำเสนอได้ถูกนำมาสร้างโดยใช้ไอซีมอสเบอร์ MC14007 เพื่อยืนยันว่าโครงสร้างที่นำเสนอสามารถนำมาสร้างได้ด้วยทรานซิสเตอร์ในแบบต่างๆ วงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นจะใช้แหล่งจ่าย  $\pm 7.5 \text{ V}$  และสามารถเรียงกระแสได้ที่ความถี่  $200 \text{ kHz}$  ขนาด  $100 \text{ mV}_{\text{peak}}$  งานวิจัยนี้ได้ถูกตอบรับตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ IET Circuits, Devices & Systems ซึ่งมีค่า impact factor ปี 2012 เท่ากับ 1.017 ถึงแม้ว่าวงจรที่นำเสนอจะได้รับการยอมรับตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ แต่วงจรที่นำเสนออยู่ต้องการการพัฒนาเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดต่อไป

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยนี้นำเสนอวงจรเรียงกระแสแบบเที่ยงตรงซึ่งเป็นวงจรที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบโทรคมนาคม ระบบควบคุม และ ระบบเครื่องมือวัดที่ต้องการเรียงกระแสสัญญาณขนาดเล็กซึ่งไดโอดไม่สามารถทำงานได้ วงจรเรียงกระแสที่นำเสนอยังมีข้อด้อย และ ต้องการการพัฒนาต่อไปดังนี้

1. วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นเอาต์พุตค่อนข้างใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์มาก
2. วงจรเรียงกระแสมีช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตขึ้นอยู่กับข้อกำหนดค่า  $R_{in}$  ถ้าค่า  $R_{in}$  มีค่ามากช่วงปฏิบัติงานทางอินพุตจะกว้างขึ้นแต่ความไวของอินพุตจะลดลง นอกจากนี้ค่าความต้านทานแฝง  $R_x$  ของวงจรสายพานกระแสจะมีผลต่อความเที่ยงตรงกับการทำงานของวงจร ค่า  $R_x$  ที่เข้าใกล้ศูนย์จะทำให้ได้วงจรเรียงกระแสมีความเที่ยงตรงสูงมากยิ่งขึ้น

3. คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอสามารถแสดงได้ใกล้เคียงกับการนำไปใช้งานจริงมากขึ้น ถ้าผลการทดลองที่ได้มากจากการวัดจากวงจรรวมที่สร้างขึ้นจริง
4. ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอจะมีความใกล้เคียงกับผลที่จะได้จากวงจรจริงยิ่งขึ้น ถ้าวงจรที่นำเสนอถูกออกแบบ และ จำลองในแบบวงจรรวมโดยใช้ซอฟต์แวร์ Cadence

## เอกสารอ้างอิง

- [1] P. E. Allen and D. R. Holberg, CMOS analog circuit design, Holt, Rinehart and Winston, New York, 1987.
- [2] A. J. Peyton, V. Walsh, Analog electronics with op amps: a source book of practical circuits, New York, Cambridge University Press, 1993.
- [3] P. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, Analysis and design of analog integrated circuit, New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [4] Z. Wang, "Full-wave precision rectification that is performed in current domain and very suitable for CMOS implementation," IEEE Transactions on Circuit and Systems-I, vol. 39, pp. 456-462, 1992.
- [5] S. J. G. Gift, "A high-performance full-wave rectifier circuit," International Journal of Electronics, vol. 89, pp. 467-476, 2000.
- [6] S. J. G. Gift, "An improved precision full-wave rectifier," International Journal of Electronics, vol. 89, pp. 259-265, 2002.
- [7] S. J. G. Gift, "Versatile precision full-wave rectifiers for instrumentation and measurements," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 56, pp. 1703-1709, 2007.
- [8] P. P. Sahu, M. Singh, A. Baishya, "A novel versatile precision full-wave rectifier," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 59, pp. 2742-2746, 2010.
- [9] P. P. Sahu, M. Singh, A. Baishya, "New low-voltage full wave rectification technique without a diode," IET Circuits, Devices and Systems, vol. 5, pp. 33-36, 2011.
- [10] C. Toumazou, F. J. Lidgley, S. Chattong, "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier," Electronics Letters, vol. 30, pp. 745-746, 1994.
- [11] K. Hayatleh, S. Porta, F. J. Lidgley, "Temperature independent current conveyor," Electronics Letters, vol. 30, pp. 2091-2093, 1994.
- [12] A. A. Khan, M. A. El-Ela, M. A. Al-Turaigi, "Current-mode precision rectification," International Journal of Electronics, vol. 79, pp. 853-859, 1995.
- [13] B. Wilson, V. Mannama, "Current-mode rectifier with improved precision," Electronics Letters, vol. 31, pp. 247-248, 1995.

- [14] K. Anuntahirunrat, W. Tangsrirat, V. Riewruja, W. Surakampontrorn, "Sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier based on translinear current-controlled current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 85, pp. 55-60, 1998.
- [15] A. Monpapassorn, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, "A full-wave rectifier using a current conveyor and current mirrors," *International Journal of Electronics*, vol. 88, pp. 751-758, 2001.
- [16] S. J. G. Gift, "New precision rectifier circuits with high accuracy and wide bandwidth," *International Journal of Electronics*, vol. 92, pp. 601-617, 2005.
- [17] E. Yuce, S. Minaei, O. Cicekoglu, "Full-wave rectifier realization using only two CCII+s and NMOS transistors," *International Journal of Electronics*, vol. 93, pp. 533-541, 2006.
- [18] S. Maheshwari, "Current controlled precision rectifier circuits," *Journal of Circuit Systems, and Signal Components*, vol. 16, pp. 129-138, 2007.
- [19] S. Minaei, E. Yuce, "A new full-wave rectifier circuit employing single dual-X current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 95, pp. 777-784, 2008.
- [20] D. Biolek, E. Hancioglu, A. U. Keskin, "High-performance current differencing transconductance amplifier and its application in precision current-mode rectification," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 62, pp. 92-96, 2008.
- [21] F. Khateb, J. Vavra, D. Biolek, "A novel current-mode full-wave rectifier based on one CDTA and two diodes," *Radioengineering*, vol. 19, pp. 437-445, 2010.
- [22] J. Koton, N. Herencsar, K. Vrba, "Current and voltage conveyors in current and voltage-mode precision full-wave rectifiers," *Radioengineering*, vol. 20, pp. 19-24, 2011.
- [23] M. Kumngern, "Precision full-wave rectifier using only two DDCCs," *Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 127-132, 2011.
- [24] E. Sanchez-Sineccio, J. Ramirez-Angulo, B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-Vazquez, "Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 1576-1586, 1989.
- [25] P. Heim, F. Krummenacher, E. Vittoz, "CMOS full-wave operational transconductance rectifier with improved DC transfer characteristic," *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 333-334, 1992.

- [26] J. Ramirez-Angulo, "High frequency low voltage CMOS diode," *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 298-299, 1992.
- [27] M. Kumngern, K. Dejhan, "High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier," *International Journal of Electronics*, vol. 93, pp. 185-199, 2006.
- [28] C. Jongkuntidchai, C. Fongsamut, K. Kumwachara, W. Surakamponorn, "Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers," *International Journal Electronics and Communications*, vol. 61, pp. 195-201, 2007.
- [29] N. Minhaj, "OTA-based non-inverting and inverting precision full-wave rectifier circuits without diodes," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 1, pp. 72-75, 2009.
- [30] M. Kumngern, "High frequency and high precision CMOS full-wave rectifier," in *Proceedings of IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2010)*, Singapore, 2010, pp. 5-8.
- [31] V. Surakumponorn, V. Riewruja, "Integrable CMOS sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier," *International Journal of Electronics*, vol. 73, pp. 627-632, 1992.
- [32] J. Ramirez-Angulo, R. G. Carvajal, J. Tombs, A. Torralba, "Very low-voltage class-AB CMOS and bipolar precision current rectifiers," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1904-1905, 1999.
- [33] V. Riewruja, R. Guntapong, "A low-voltage wide-band CMOS precision full-wave rectifier," *International Journal of Electronics*, vol. 89, pp. 467-476, 2002.
- [34] K. Kumngern, B. Knobnob, K. Dejhan, "High frequency and high precision CMOS half-wave rectifier," *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 29, pp. 815-836, 2010.
- [35] M. Samy Hosny, J. Hanson, "A wide-band, high-precision CMOS rectifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 5, pp. 183-190, 1994.
- [36] H. Chaoui, "CMOS high-frequency rectifier with unity voltage gain," *Electronics Letters*, vol. 31, pp. 717-718, 1995.
- [37] A. Monpapassorn, K. Dejhan, F. Cheevasuvit, "CMOS dual output current mode half-wave rectifier," *International Journal of Electronics*, vol. 88, pp. 1073-1084, 2001.
- [38] M. Kumngern, K. Dejhan, "Current conveyor-based versatile precision rectifier," *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, vol. 7, pp. 1070-1079, 2008.

- [39] Z. Wang, "2-MOSFET transistor with extremely low distortion for output reaching supply voltage," *Electronics Letters*, vol. 26, pp. 951-952, 1990.
- [40] A. Sedra, K. Smith, "A second-generation current-conveyor and its applications," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 132-134, 1970.
- [41] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, K. Dejhan, "Accurate CMOS-based current conveyors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, pp. 699-702, 1991.
- [42] A. M. Ismail, A. M. Soliman, "Wideband CMOS current conveyor," *Electronics Letters*, vol. 34, pp. 2368-2369, 1998.
- [43] G. Ferri, N. C. Guerrini, "Low-voltage low-power CMOS current conveyors," Kluwer Academic Publishers, New York, 2003.
- [44] D. Johns, K. Martin, *Analog integrated circuit design*, John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [45] <http://www.mosis.com/pages/Technical/Testdata/tsmc-018-prm>