

## วงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์โหมดแรงดัน\*

ธนกร ลิ้มสุวรรณ<sup>1)</sup>

- 1) อาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี  
จ. อุบลราชธานี 34190

E-mail: ltk26@hotmail.com

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์โหมดแรงดัน หลักการทำงานอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอดูเลชันสัญญาณทำงานช่วงอิมพัลส์ มีแหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 3$  โวลต์ ใช้วงจรเรล ทุ เรล ทำให้สามารถรับสัญญาณอินพุตได้สูง วงจรที่นำเสนอใช้มอดูเลชันสัญญาณมีขนาดเล็กจำนวน 14 ชิ้น ได้นำวงจรมานำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE พบว่าวงจรมีผลการทดสอบสอดคล้องกับทฤษฎีและมีผลตอบสนองความถี่ 5 MHz ที่ +3 dB

**คำสำคัญ :** การบวกเชิงเวกเตอร์

---

\* รับผิดชอบฉบับเมื่อวันที่ 22 พฤศจิกายน 2548 และได้รับบทความฉบับแก้ไขเมื่อวันที่ 18 เมษายน 2549

# Voltage-Mode Vector Summation Circuit\*

Thanakorn Limsuwan<sup>1)</sup>

- 1) Lecturer, Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering,  
Ubon Ratchathani University, Ubon Ratchathani 34190

E-mail: ltk26@hotmail.com

## ABSTRACT

This paper presents Voltage-Mode Vector Summation Circuit. The circuit can be operated at  $\pm 3$  volt supply voltage based on square law characteristic of CMOS operation saturation region. The input stage is rail to rail operation and has wide input range. There only fourteen sets of MOS transistors in the circuit. The proposed circuit is simulated by HSPICE. These results agree with the theory and +3dB bandwidth of 5 MHz

**Keywords** : vector summation

---

\* Original manuscript submitted: November 22, 2005 and Final manuscript received: April 18, 2006

## บทนำ

วงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์แบบอนาล็อก เป็นวงจรที่นำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง ทั้งด้านการสื่อสาร เครื่องมือวัด และประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อก(นุกูลและคณะ, 2545) อาทิเช่น วงจรตรวจจับค่าสูงสุดของรูปคลื่น วงจรดีเทคสัญญาณ วงจรทวีความถี่ วงจรมอดูเลชัน และระบบพีซีซี (Zimmermann, 1991) เป็นต้น

วงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์ปัจจุบันนี้นิยมออกแบบวงจรมอดูเลชัน(ทิพย์และคณะ, 1999) เนื่องจากมีข้อดีหลายประการเช่น มีการตอบสนองความถี่ได้สูงมาก และใช้กำลังไฟฟ้าต่ำ (Shen *et al.*, 1996) แต่เมื่อใช้งานร่วมกับวงจรอื่นๆในโหมดแรงดันจะต้องเสริมวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันด้วยอุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ ซึ่งจะทำให้วงจรมีความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้น

บทความนี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรวกเชิงเวกเตอร์โดยอาศัยคุณสมบัติกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ โดยจัดกระแสไบอัสในย่านอิมิตัว ใช้หลักการบวกสัญญาณของกระแสอย่างง่าย โดยออกแบบวงจรมอดูเลชันและแรงดันสัญญาณขาออกทำงานแบบแอกทิฟ จึงไม่จำเป็นต้องเสริมวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันด้วยอุปกรณ์ชนิดพาสซีฟ นอกจากนี้วงจรมอดูเลชันยังสามารถรักษาคุณสมบัติที่ดีของวงจรมอดูเลชันโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำและตอบสนองความถี่ได้ดี

## หลักการเบื้องต้น

วงจรมอดูเลชันใช้หลักการคูณสมบัติพื้นฐานการกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ จัดกระแสไบอัสให้ทำงานย่านอิมิตัว ดังสมการที่ 1

$$I_{DS} = \mu C_{OX} \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (1)$$

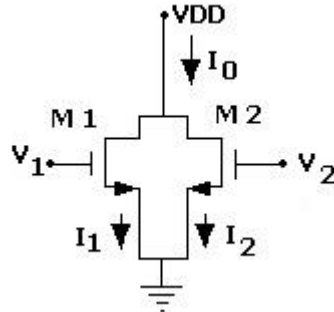
จากรูปวงจรที่ 1 วงจรพื้นฐานการบวกกระแสของวงจรมอดูเลชันประกอบด้วยสองอินพุตคือ  $V_1$  และ  $V_2$  ได้สมการกระแส  $I_o$  ดังนี้

$$I_o = I_1 + I_2 \quad (2)$$

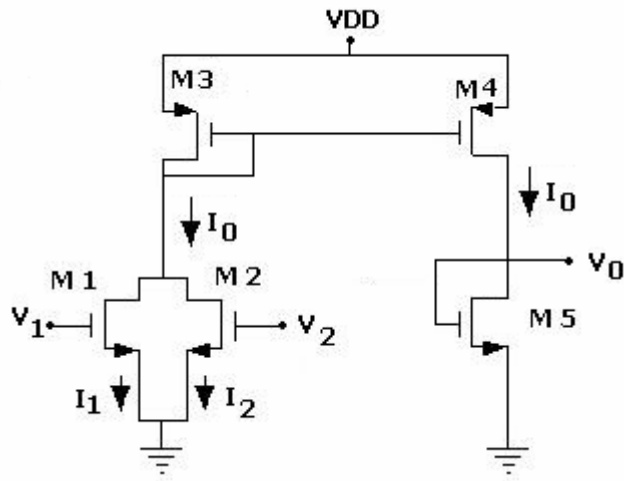
$$I_1 = K(V_{GSM[1]} - V_T)^2 \quad (3)$$

$$I_2 = K(V_{GSM[2]} - V_T)^2 \quad (4)$$

$$I_o = K(V_{GSM[1]} - V_T)^2 + K(V_{GSM[2]} - V_T)^2 \quad (5)$$



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานการบวกกระแสของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานการบวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์

จากรูปที่ 2 วงจรพื้นฐานการบวกเชิงเวกเตอร์ กระแส  $I_{DS}$  ของ M5 เท่ากับ  $I_0$  ได้ผลการบวกสัญญาณดังนี้

$$K(V_{GSM[5]} - V_T)^2 = K(V_{GSM[1]} - V_T)^2 + K(V_{GSM[2]} - V_T)^2 \quad (6)$$

$$V_{GSM[1]} = V_1 + V_T \quad (7)$$

$$V_{GSM[2]} = V_2 + V_T \quad (8)$$

$$V_{GSM[5]} = V_o + V_T \quad (9)$$

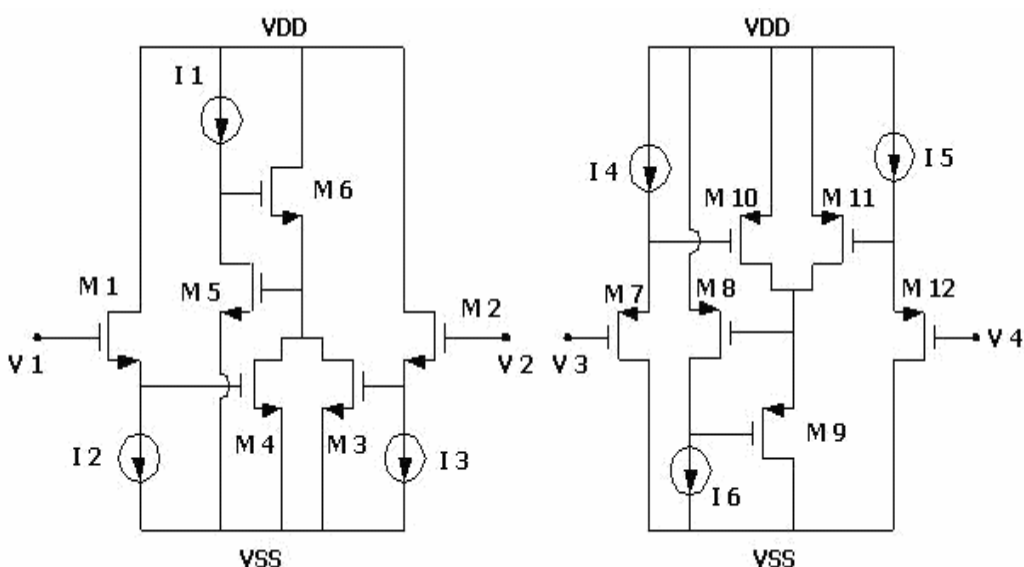
ถ้ากำหนดให้  $K$  และ  $V_T$  มีค่าเท่ากันทุกตัวและสามารถกำจัด  $V_T$  ในสมการที่ (6) ได้ผลสุดท้าย จะได้สมการการบวกแบบเวกเตอร์

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (7),(8),(9) ในสมการที่ (6) จะได้สมการการบวกแรงดันแบบเวกเตอร์

$$V_o = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (10)$$

จากวงจรรูปที่ 3 ได้ต่อวงจรอินพุตแบบเรล ทุ เรล เพื่อต้องการกำจัด  $V_T$  ดังกล่าวข้างต้น  
 เนื่องจากว่าวงจรถูกไบอัสในคลาสบีจึงจะมีสองส่วนคือด้านแรงดันอินพุตบวก(CMOS-N)  
 และ ด้านแรงดันอินพุตลบ (CMOS-P) เมื่อพิจารณาอินพุต  $V_1$  จากรูปที่ 3 จะได้ลูป  $V_1 \rightarrow V_{GSM1} \rightarrow$   
 $V_{GSM4} \rightarrow V_{SS}$  กำหนดให้  $V_{SS}$  เป็นแรงดันลบ ได้สมการ

$$V_{GSM4} = V_1 + (V_{SS} - V_{GSM1}) \tag{11}$$



รูปที่ 3 วงจรบวกแรงดันเชิงเวกเตอร์แรงดันอินพุตบวก

รูปที่ 4 วงจรสร้างกระแสจากแรงดันอินพุตลบ

กำหนดให้  $V_{SS}$  มีค่าคงที่และสามารถไบอัส  $I_2$  เพื่อให้ได้ค่า  $V_{GSM1}$  ที่จะทำให้  $(V_{SS} - V_{GSM1})$  มี  
 ค่าเท่ากับ  $V_T$  จะได้สมการ

$$V_{GSM4} = V_1 + V_T \tag{12}$$

$V_{GSM4}$  ในสมการที่ (12) ก็คือ  $V_{GSM[1]}$  ของวงจรรูปที่ 2 ในสมการที่ (7) สำหรับอินพุต  $V_2$  จะได้  
 ลูป  $V_2 \rightarrow V_{GSM2} \rightarrow V_{GSM3} \rightarrow V_{SS}$  จะได้สมการ

$$V_{GSM3} = V_2 + V_T \tag{13}$$

การพิจารณาด้านการสร้างกระแสจากชุด CMOS-P จากรูปที่ 4 สามารถหาสมการได้ใน  
 หลักการเดียวกันกับชุด CMOS-N

การวิเคราะห์ด้านเอาต์พุตพิจารณาได้จาก รูปที่ 5 ในรูป  $V_o \rightarrow V_{GSM6} \rightarrow V_{GSM5} \rightarrow V_{SS}$  ได้สมการ

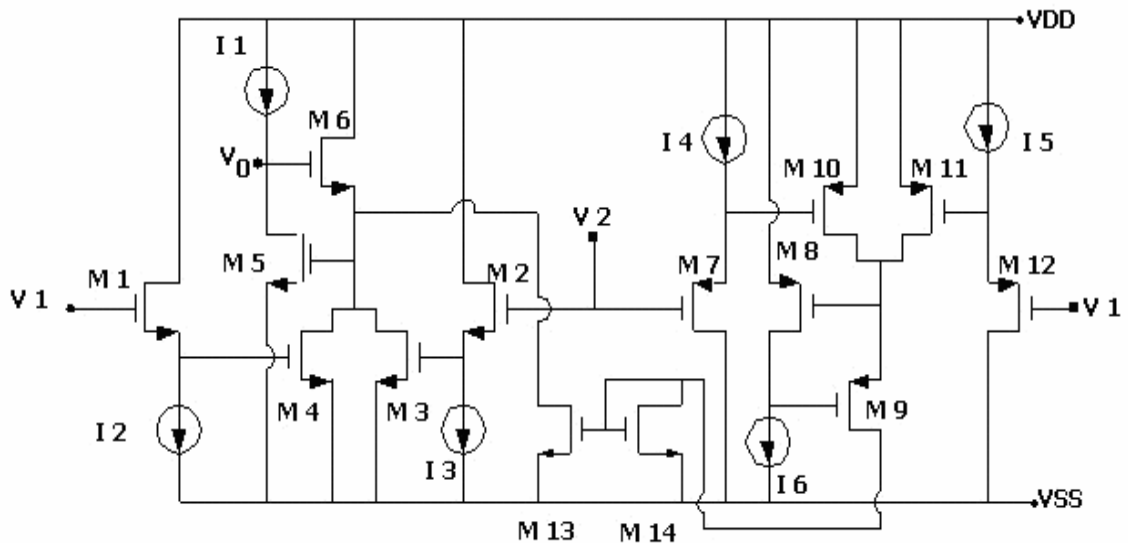
$$V_{GSM5} = V_o + (V_{SS} - V_{GSM6}) \quad (14)$$

ไบอัส  $I_1$  เพื่อให้ได้ค่า  $V_{GSM5}$  ที่จะทำให้  $(V_{SS} - V_{GSM6})$  มีค่าเท่ากับ  $V_T$  ได้สมการ

$$V_{GSM5} = V_o + V_T \quad (15)$$

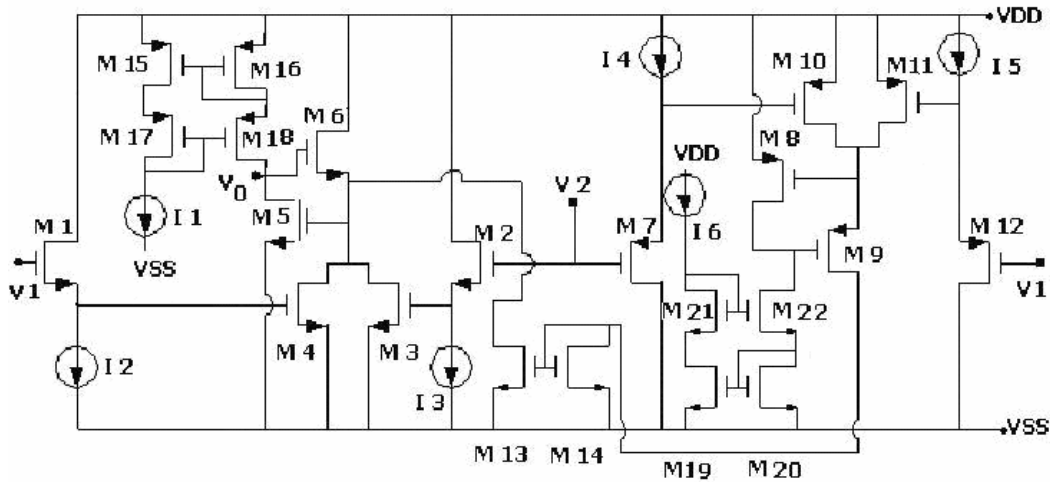
$V_{GSM5}$  ในสมการที่ (15) เท่ากับ  $V_{GSM[5]}$  ของวงจรรูปที่ 2 ในสมการที่ (9) จากการวิเคราะห์สมการทั้งหมดจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 5 ในส่วนของเอาต์พุตการแปลงกระแสเป็นแรงดัน ซึ่งอยู่ในส่วนของวงจรชุด CMOS-N ประกอบด้วย  $M_5$  และ  $M_6$  เป็นการต่อวงจรแบบคาสโคดคองที่ ซึ่งจะช่วยให้แรงดัน  $V_{DS}$  ของ  $M_4$  และ  $M_3$  มีการแกว่งต่ำทำให้แรงดันเอาต์พุตมีความคลาดเคลื่อนต่ำ

สำหรับกระแสที่เกิดจากวงจรชุด CMOS-P จะถูกนำมาบวกกับกระแสที่เกิดจากวงจรชุด CMOS-N ด้วยวงจรจำลองกระแสของ  $M_{14}$  และ  $M_{13}$  ก่อนที่จะทำการแปลงกระแสเป็นแรงดัน



รูปที่ 5 วงจรสมมูลของวงจรบวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์

เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแส  $I_1$  และ  $I_6$  ใช้วงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานซึ่งมีความคลาดเคลื่อนสูง มีผลกระทบต่อกรแปลงกระแสเป็นแรงดันเอาต์พุต เพื่อเป็นการปรับปรุงให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงทฤษฎีมากขึ้น จึงเปลี่ยนเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน(Improved Wilson's current mirror) ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 วงจรปรับปรุงใหม่ของวงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์

วงจรส่วนอินพุตรับแรงดันได้สูงกว่าแหล่งจ่ายงานแบบ เรล ทู เรล พิจารณาได้จากเงื่อนไขการทำงานกำลังสองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ว่า  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ดังนั้นเมื่อพิจารณา M1 วงจรชุด CMOS-N จะได้สมการที่ 16

$$V_{GSM1} = V_{DSM1} + V_{TN} \quad (16)$$

พิจารณาอินพุต  $V_1$  กำหนดให้  $V_G = V_1$  และ  $V_D = V_{DD}$  จะได้  $V_1 = V_{DD} + V_{TN}$  ส่วน  $V_2$  สามารถพิจารณาได้ในหลักการเดียวกัน

เมื่อพิจารณา M12 ในลักษณะเดียวกันแต่เป็นชุด CMOS-P จะได้สมการ  $V_1 = V_{SS} + V_{TP}$  เมื่อรวมการทำงานของชุด CMOS-N กับ ชุด CMOS-P ได้สมการที่ 17

$$V_{SS} + V_{TP} < V_1 < V_{DD} + V_{TN} \quad (17)$$

กำหนดให้  $V_{DD} = 3V, V_{SS} = -3V, V_{TN} = 0.848V, V_{TP} = -0.785V$  ดังนั้นได้ช่วงอินพุตดังสมการที่ 18

$$-3.785V < V_1 < 3.848V \quad (18)$$

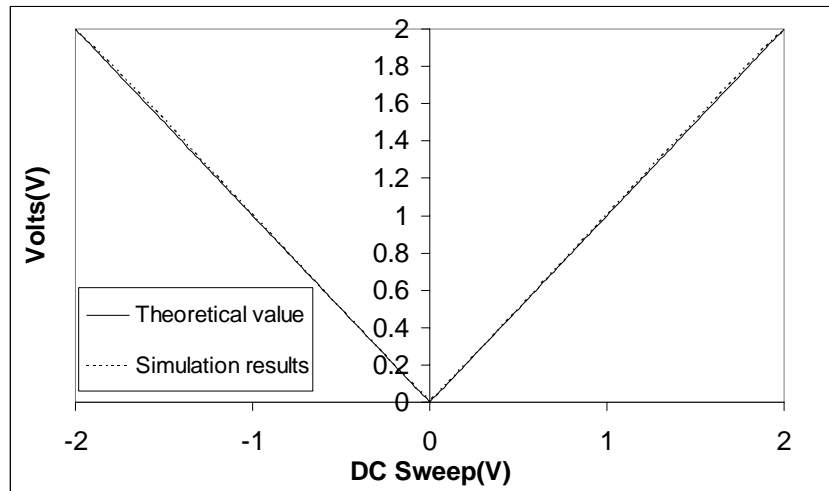
### ผลการจำลอง

ใช้โปรแกรม HSPICE จำลองการทำงานวงจรที่ได้นำเสนอ ด้วยโมเดลมอสเฟทขนาด  $0.6 \mu m$  โดยใช้อัตราส่วนขนาด W:L ของทรานซิสเตอร์ดังนี้ M1,M2=9:0.6 M7,M12=30:0.6 M3,M4=105:1 M10,M11=105:1 M5=68:1 M6=53:1 M8=180:1 M9=41:1 M13=320:0.6 M14=90:0.6 และ

ทรานซิสเตอร์ในวงจรสะท้อนกระแสทั้งหมดใช้เท่ากับ 150:1 กระแสไบอัส(uA)  $I_1=110$   $I_6=200$   $I_2, I_3=300$   $I_4, I_5=410$  แรงดันเทรลโฮลด์  $V_{TN}=0.848$  V ,  $V_{TP}=-0.785$  V และใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 3$  V ได้ผลการทดลองดังนี้

รูปที่ 7 คุณสมบัติแรงดันไฟกระแสตรง จ่ายแรงดันอินพุต  $V_{in1}$  เท่ากับ 0 V. และ  $V_{in2}$  จ่ายแรงดัน DC Sweep จาก -2 V ถึง 2 V ได้แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  (Simulation results) และ  $V_{theory}$  คือแรงดันผลบวกเชิงเวกเตอร์ในทางทฤษฎี(Theoretical value) ดังสมการที่ 19 เพื่อเปรียบเทียบหาความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นของ  $V_{out}$

$$V_{theory} = \sqrt{V_{in1}^2 + V_{in2}^2} \quad (19)$$



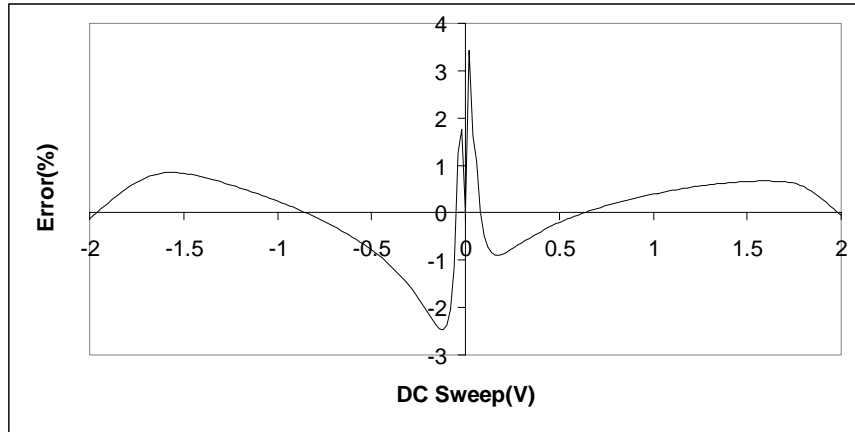
รูปที่ 7 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุต DC ระหว่างผลการจำลองกับค่าทางทฤษฎี

ผลการเปรียบเทียบพบว่าผลของการจำลองกับค่าทางทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกัน พิจารณาความคลาดเคลื่อนจากสมการที่ 6 ได้กำหนดให้ค่า K เท่ากันเพื่อต้องการตัดตัวแปร K ออกจากสมการ แต่ในการจำลองวงจรค่า K จริง ซึ่งประกอบด้วยตัวแปร mobility, ตัวเก็บประจุ ( $C_{ox}$ ) ซึ่งในทรานซิสเตอร์ชนิด N และ P จะมีค่าไม่เท่ากัน และ อัตราส่วน W/L ในแต่ละทรานซิสเตอร์มีค่าแตกต่างกัน ทำให้ค่า K ไม่ได้เท่ากันตามที่กำหนดไว้ จึงทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนได้

รูปที่ 8 เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้น (%error) คือความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นของแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับ  $V_{theory}$  โดยคิดเป็นเปอร์เซนต์ ดังสมการที่ 20

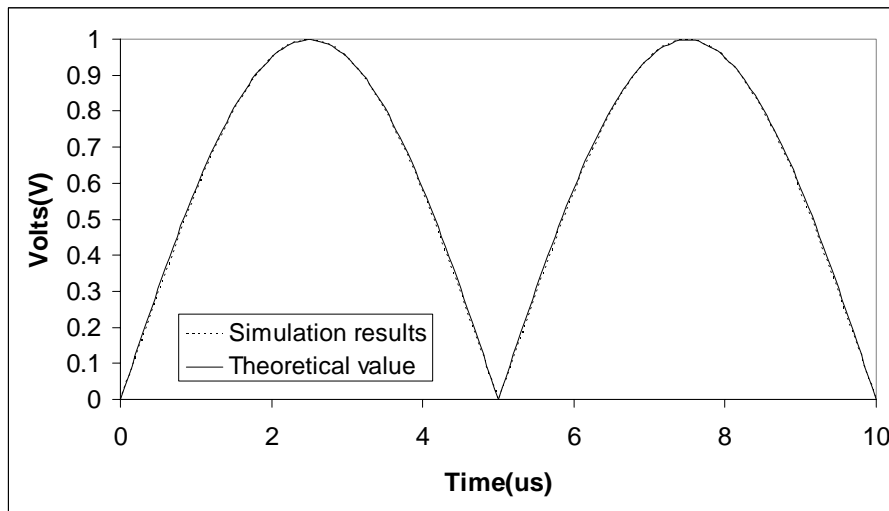
$$\%error = \frac{(V_{out} - V_{theory})}{V_{theory}} \times 100\% \quad (20)$$





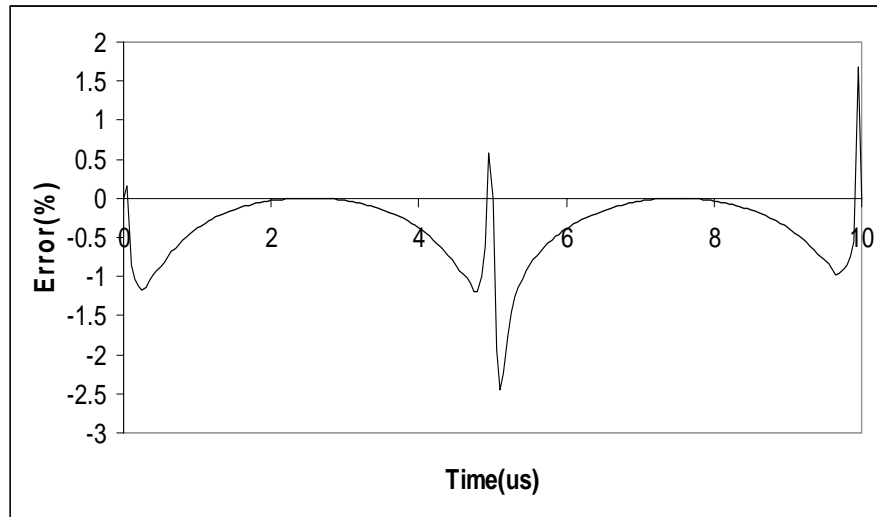
รูปที่ 8 เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นแรงดันเอาต์พุต DC

รูปที่ 9 กำหนดให้แรงดันอินพุต  $V_{in1}$  เท่ากับ 0 V. จ่ายสัญญาณไซน์หุซอยด์ที่อินพุต  $V_{in2}$  เท่ากับ 2 V<sub>p-p</sub> ความถี่ 100 kHz ได้ค่าของแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีตั้งรูปกราฟ ค่าทางทฤษฎีได้จากสมการที่ 19 และ  $V_{in2} = V_{in2(V_p)} \sin(\omega t)$



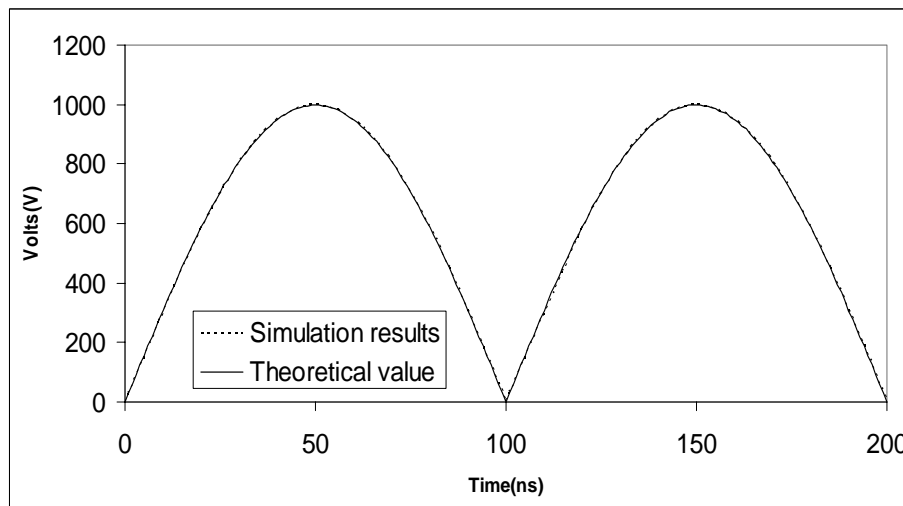
รูปที่ 9 เปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตไซน์หุซอยด์ 100 kHz ระหว่างผลการจำลองกับค่าทางทฤษฎี

รูปที่ 10 เปอร์เซนต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตไซน์หุซอยด์ความถี่ 100 kHz คำนวณได้จากสมการที่ 20



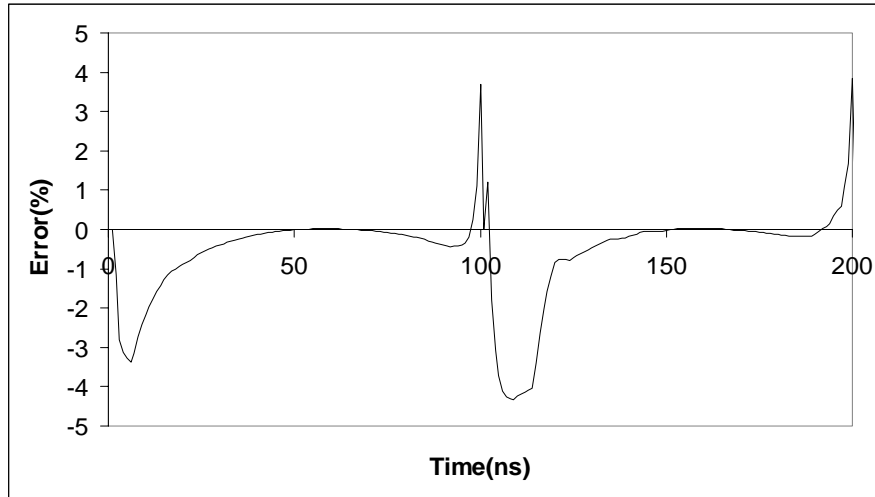
รูปที่ 10 เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นสัญญาณเอาต์พุตไซน์รูปชอยด์ 100 kHz

รูปที่ 11 กำหนดให้แรงดันอินพุต  $V_{in1}$  เท่ากับ 0 V. จำยสัญญาณไซน์รูปชอยด์ที่อินพุต  $V_{in2}$  เท่ากับ 2 V<sub>P-P</sub> ความถี่ 5 MHz ได้ค่าของแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าทางทฤษฎีที่ตั้งรูปกราฟ



รูปที่ 11 เปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตไซน์รูปชอยด์ 5 MHz ระหว่างผลการจำลองกับค่าทางทฤษฎี

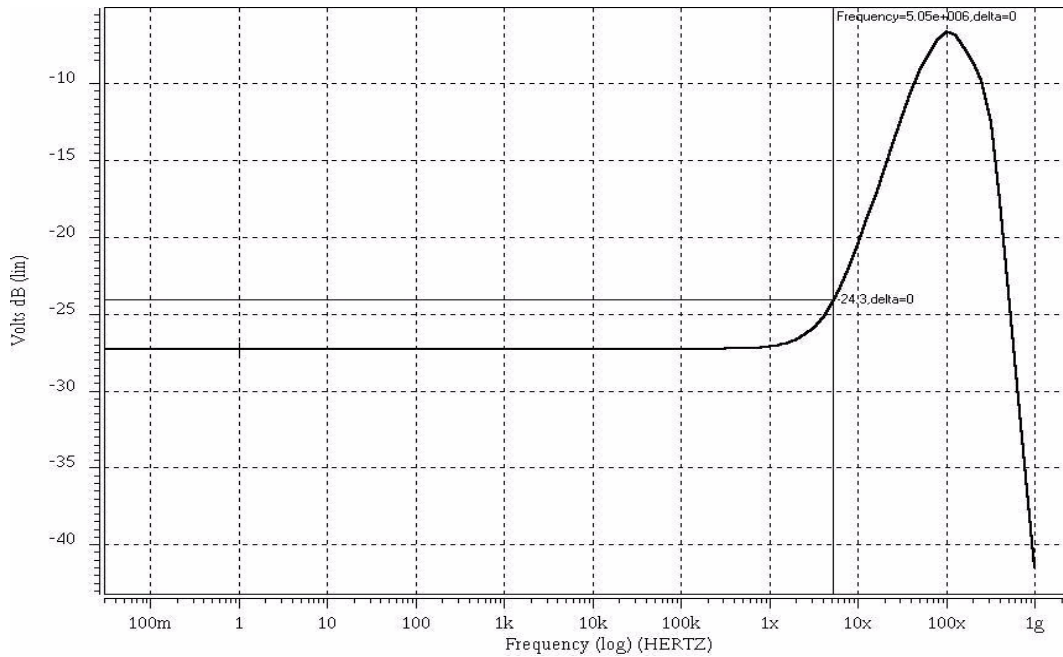
รูปที่ 12 เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตไซน์รูปชอยด์ความถี่ 5 MHz คำนวณได้จากสมการที่ 20



รูปที่ 12 เปรอ์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นสัญญาณเอาท์พุทไซน์ฮุซอยด์ 5 MHz

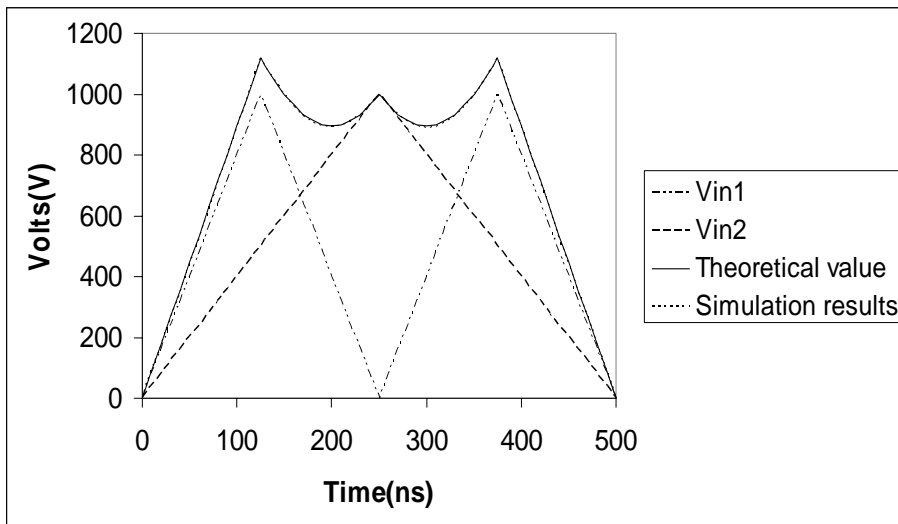
รูปที่ 13 กำหนดให้แรงดันอินพุต  $V_{in1}$  เท่ากับ 0 V. และ  $V_{in2}$  จ่ายสัญญาณไซน์ฮุซอยด์ขนาด 1 V<sub>p-p</sub> ให้ผลการตอบสนองความถี่ 5 MHz (+3 dB)

การตอบสนองความถี่ที่สูงกว่า 5 MHz มีการเปลี่ยนแปลงลักษณะที่เพิ่มอัตราขยาย เนื่องจากความถี่ที่สูงกว่า 5 MHz มีความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ เมื่อพิจารณารูปที่ 10 พบว่า  $V_{out}$  มีความคลาดเคลื่อนสูงและมีแรงดัน offset ที่มากกว่าศูนย์ ทำให้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้น นอกนี้ช่วงเวลา 0 ns ถึง 100 ns (ทำงานโดยชุด CMOS-N) และ 100 ns ถึง 200 ns (ทำงานโดยชุด CMOS-P) มีความคลาดเคลื่อนต่างกันเพราะตัวเก็บประจุแฝงในชุด CMOS-N และชุด CMOS-P มีค่าต่างกัน



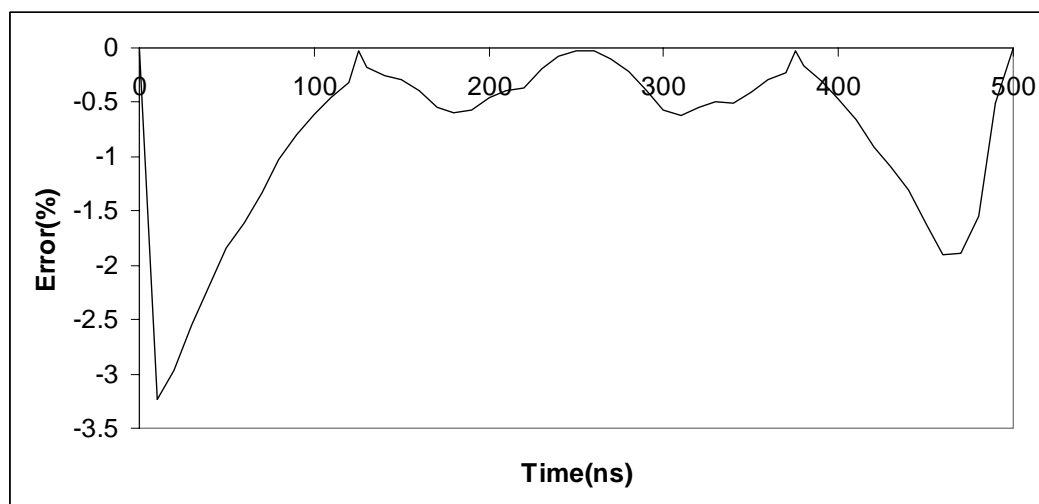
รูปที่ 13 ผลการตอบสนองความถี่

รูปที่ 14 จำยสัญญาณ  $V_{in1}$  สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่ 4 MHz และ  $V_{in2}$  สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่ 2 MHz ได้สัญญาณเอาต์พุต Simulation results และ สัญญาณผลบวกเชิงเวกเตอร์ในทางทฤษฎี  $V_{theory}$  (Theoretical value) คำนวณได้จากสมการที่ 19



รูปที่ 14 สัญญาณอินพุต  $V_{in1}$  ,  $V_{in2}$  และสัญญาณเอาต์พุตจากการจำลองกับค่าทางทฤษฎี

รูปที่ 15 เปรอ์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นของสัญญาณผลบวกเชิงเวกเตอร์ระหว่างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 4 MHz และ 2 MHz จำนวนได้สมการที่ 20



รูปที่ 15 เปรอ์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเชิงเส้นสัญญาณผลบวกเชิงเวกเตอร์ระหว่างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 4 MHz และ 2 MHz

## สรุป

วงจรวกสัญญาณเวกเตอร์ซิมอสแรงดันสวิงสูงที่นำเสนอในบทความนี้ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า วงจรผลบวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์โหมดแรงดันได้ผลลัพธ์ ตามหลักการทางทฤษฎี บทความเรื่องวงจรวกสัญญาณเวกเตอร์ ส่วนใหญ่นิยมออกแบบวงจรวกสัญญาณเชิงเวกเตอร์โหมดกระแส เพราะมีข้อดีที่ใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำและตอบสนองความถี่ได้สูง ดังตารางที่ 1

เมื่อเปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอกับบทความอ้างอิง วงจรวกสัญญาณเวกเตอร์ซิมอสโหมดแรงดันที่นำเสนอ ตอบสนองความถี่ได้สูงกว่าบทความอ้างอิง นอกจากนี้วงจรโหมดกระแสเมื่อใช้งานในโหมดแรงดันจะแปลงกระแสเอาท์พุทเป็นแรงดันเอาท์พุทโดยใช้ตัวต้านทาน ซึ่งเป็นข้อจำกัดประการหนึ่งในการใช้งาน วงจรที่นำเสนอทำงานในโหมดแรงดัน จึงไม่ต้องเพิ่มตัวต้านทานที่เอาท์พุท จากผลการทดสอบ วงจรรวมที่ออกแบบมีขนาดเล็กมีจำนวนมอสทรานซิสเตอร์ 14 ตัว, ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน  $\pm 3$  โวลต์และมีผลตอบสนองความถี่ 5 MHz (+3 dB)

เอกสารอ้างอิง	แหล่งจ่ายแรงดัน ( $\pm V$ )	ผลตอบสนองความถี่
(นุกูลและคณะฯ, 2545)	2.5 V	1.24 MHz (-3dB)
(ทิพย์และคณะฯ, 1999)	ไม่ได้ระบุไว้	ไม่ได้ระบุไว้
(Shen <i>et al.</i> , 1996)	5 V	1 MHz (-3dB)
(Cheng <i>et al.</i> , 1999)	2.5 V	1 MHz (-3dB)
<u>บทความที่นำเสนอ</u>	3 V	5 MHz (+3dB)

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบวงจรที่นำเสนอกับบทความอ้างอิง

### กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณ ผศ. พิสิษฐ์ เตชะรุ่งไพศาล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี  
ที่ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ในการศึกษานี้

### เอกสารอ้างอิง

- ทิพย์ แม้นเมฆ, วรรณญา งานขำ, และนฤมล เกียรติวารินทร์. 1999. "วงจรรวมสัญญาณเชิงเวกเตอร์  
ด้วยหลักการทรานสลิเนียร์", **Engineering Etransach**. Vol.2, No.1, Jan-April 1999.
- นุกูล สุวรรณชาติ, กอบชัย เตชะหาญ, "การออกแบบวงจรบวกสัญญาณทางเวกเตอร์โดยใช้วงจร  
คูณสัญญาณ", **วิทยานิพนธ์ KMITL**. 2545
- สุพจน์ หุ่นย่อง, กอบชัย เตชะหาญ และอิทธิพงศ์ ชัยสายัณห์. 2547. "วงจรถ้าลงสองแบบเรล ทุ  
เรล", **Ladkrang Engineering Journal**. Vol.21, No 1, Jan 2004.
- Cheng-chieh chang, Shen-Iuan lin and Jiin-Long Lee "Analogue BiCMOS squarer and its  
applications", **ELECTRONICS LETTERS**, 4<sup>th</sup>, Vol.35, No.5, March 1999
- H.-J.Zimmermann.1991 "Fuzzy set Theory and Its Application", 2<sup>nd</sup> revised edition, **Kluwer  
Academic Publishers**, 1991, pp.49-50
- Shen-Iuan Liu and CHing Chang "A CMOS Square-Law Vector Summation Circuit" **IEEE  
Transactions on Circuits and Systems**, vol 43, No 7, July 1996