

วงจรรำเน็ดสัณญานมมุณกรูบไซน่ที่สำมรถปรับควมถึได้ระหว่ง 200 ถึง 800 เมกกะเฮิร์ต
โดยใช้เทคนิควัคณควมจุไฟฟ้



นายรดิศ สมนัญญาหิรัณ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

CHULALONGKORN UNIVERSITY

วิทยานินพณ์นี้เป็นส่วนหนึ่ของการศึษาตามหลักรัฐประณญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณทิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึษา 2556

ลิสสิทธีของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลบับเติมของวิทยานินพณ์ตั้งแต่ปีการศึษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)

เป็นแฟ้มข้อมูลของนินสิตเจ้าของวิทยานินพณ์ ที่ส่งผ่านทางบัณทิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository (CUIR) are the thesis authors' files submitted through the University Graduate School.

QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR CAPABLE OF TUNING FREQUENCY
BETWEEN 200 TO 800 MHz BY USING CAPACITANCE MULTIPLIER TECHNIQUE

Mr. Radit Smunyahirun



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

CHULALONGKORN UNIVERSITY

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2013

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรกำเนิดสัญญาณมอดูเลชันที่สามารถปรับความถี่
ได้ระหว่าง 200 ถึง 800 เมกกะเฮิร์ต โดยใช้เทคนิควิศวกรรม
ความจุไฟฟ้า

โดย

นายรติศ สมัญญาหิรัญ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

รองศาสตราจารย์ ดร.เอกชัย ลีสารค์มี

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.บัณฑิต เอื้ออาภรณ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันเฉลิม โปรา)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร.เอกชัย ลีสารค์มี)

.....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อมร จิรเสรีอมรกุล)

.....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ดร.ณพงศ์ ปณีธานธรรม)

รติศ สมัญญาทิรัญ : วงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์ที่สามารถปรับความถี่ได้ระหว่าง 200 ถึง 800 เมกกะเฮิร์ต โดยใช้เทคนิควิศวกรรมความจุไฟฟ้า. (QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR CAPABLE OF TUNING FREQUENCY BETWEEN 200 TO 800 MHZ BY USING CAPACITANCE MULTIPLIER TECHNIQUE) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: รศ. ดร. เอกชัย ลีลาธรรม, 84 หน้า.

ในระบบการสื่อสาร วงจรที่สำคัญและขาดไม่ได้คือวงจรกำเนิดสัญญาณท้องถิ่น ซึ่งมีหน้าที่กำเนิดสัญญาณพาหะให้กับระบบสื่อสาร เพื่อทำการมอดูเลตและส่งสัญญาณออกไป วงจรกำเนิดสัญญาณท้องถิ่นนี้ต้องกำเนิดสัญญาณที่เป็นรูปไซน์และอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการจะใช้ในการสื่อสารนั้นๆ นอกจากนี้ สิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบสื่อสารคือสัญญาณพาหะที่เป็นมมจากรูปไซน์ เพื่อที่จะใช้ในการมอดูเลตแบบต่างๆ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้ในช่วงความถี่ White space โดยใช้เทคนิควิศวกรรมความจุไฟฟ้าบนเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ CMOS 0.35 ไมครอน ใช้ไฟเลี้ยง 3.3 โวลต์ วงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์นี้ประกอบด้วยวงจรสองส่วนคือ วงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้าและวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์

ผู้วิจัยใช้หลักการของมิลเลอร์ (Miller's theorem) ในการสร้างวงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้า ซึ่งคือวงจรที่เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัส ผู้วิจัยได้ทำวิเคราะห์ห้วงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้าโดยละเอียดเพื่อขยายช่วงความถี่การใช้งานของวงจรมมนี้ด้วยการวิเคราะห์ผลของตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ และใช้วิธีการหักล้างของโพลและซีโรในการเพิ่มช่วงความถี่ในการใช้งาน ช่วงการแปรค่าความจุไฟฟ้าสมมูลของวงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้าเมื่อแปรค่ากระแสไบอัสของวงจรสูงสุดมีค่าเป็น 3.153 เท่า

ส่วนวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้โครงสร้างของวงจรแบบ Shunt – coupling QRXO (Quadrature Relaxation Oscillator) ในวงจรกำเนิดสัญญาณ Shunt – coupling QRXO จะมีตัวเก็บประจุที่ใช้งานอยู่ในวงจร ซึ่งการแปรค่าความจุไฟฟ้าในวงจรจะทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณได้ความถี่ต่างๆกัน วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการแปรค่าความจุไฟฟ้านี้ด้วยวงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้า ทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณสามารถแปรค่าความถี่ของสัญญาณได้โดยการแปรกระแสไบอัสของวงจรวิศวกรรมความจุไฟฟ้า

ผลการทดสอบและการวิเคราะห์ห้วงจรกำเนิดสัญญาณ Shunt – coupling QRXO ได้อธิบายไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ ผลการทดสอบเมื่อใช้พารามิเตอร์ของวงจรมมที่ค่าหนึ่งนั้น จะได้ความถี่สูงสุดของสัญญาณคือ 772.2 MHz สัญญาณมีค่า THD ของฮาร์โมนิกที่สามเป็น 0.01494% มีเฟสลอยซ์ที่ความถี่ offset 1MHz คือ -67.46 dBc/Hz และใช้กำลัง 71.05 mW ขณะที่ความถี่ต่ำสุดของสัญญาณคือ 599.9 MHz สัญญาณมีค่า THD ของฮาร์โมนิกที่สามเป็น 4.077% มีเฟสลอยซ์ที่ความถี่ offset 1MHz คือ -91.71 dBc/Hz และใช้กำลัง 91.25 mW

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อนิสิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ปีการศึกษา 2556

5670349521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: QUADRATURE RELAXATION OSCILLATOR (QRXO) / OSCILLATOR /
QUADRATURE / CAPACITANCE MULTIPLIER

RADIT SMUNYAHIRUN: QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR CAPABLE OF TUNING FREQUENCY BETWEEN 200 TO 800 MHZ BY USING CAPACITANCE MULTIPLIER TECHNIQUE. ADVISOR: ASSOC. PROF. EKACHAI LEELARASMEE, 84 pp.

In the communication system, the most important circuit is local oscillator. Local oscillator generates the carrier signals that are used for modulation. This local oscillator must provide the sinusoidal signal in the usage frequency range. Quadrature signal is also important because it is used for many types of modulation.

Quadrature sinusoidal oscillator capable of White Space spectrum range tuning by using capacitance multiplier technique is proposed in this thesis. CMOS 0.35 micron technology is used in this research with bias voltage of 3.3 volts. This quadrature sinusoidal oscillator consists of capacitance multiplier circuit and quadrature sinusoidal oscillator circuit.

Miller's theorem is applied for capacitance multiplier circuit which is equivalent to tunable capacitance by tuning bias current. Parasitic elements of the circuit are analyzed for improve the range of frequency usage by using pole – zero cancellation technique. The maximum tuning range of equivalent capacitance of capacitance multiplier circuit is 3.153 times.

For quadrature sinusoidal oscillator, shunt – coupling QRXO (Quadrature Relaxation Oscillator) is used in this work. This circuit has capacitors in it and frequency of signals can be tuned by adjusting capacitance. This work proposes capacitance tuning method by using capacitance multiplier circuit. Therefore, frequency of the signal from oscillator can be tuned by adjusting bias current of capacitance multiplier circuit.

Simulation and analysis results of shunt – coupling QRXO are explained in this thesis. For simulation results, maximum frequency of the signals is 772.2 MHz with THD of third harmonic is 0.01494%, phase noise at 1 MHz offset is -67.46 dBc/Hz and 71.05 mW power consumption. And minimum frequency of the signals is 599.9 MHz with THD of third harmonic is 4.077%, phase noise at 1MHz offset is -91.71 dBc/Hz and 91.25 mW power consumption.

Department: Electrical Engineering

Student's Signature

Field of Study: Electrical Engineering

Advisor's Signature

Academic Year: 2013

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร. เอกชัย ลีลาธรรม อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ช่วยเหลือและให้คำปรึกษาอย่างมากมายในการวิจัยค้นคว้า กำหนดแนวทางในการทำวิจัยและช่วยแก้ปัญหา รวมถึงแนะนำวิธีการทำวิจัยต่างๆจนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ขึ้นมาได้

ขอขอบพระคุณ บริษัทซิลิกอนกราฟท์เทคโนโลยี จำกัด ที่เอื้อเฟื้อโปรแกรมพร้อมทั้งความช่วยเหลือในการทำงานวิจัย

ขอขอบพระคุณ คณะกรรมการสอบทุกท่าน ที่สละเวลาอันมีค่ามาเป็นคณะกรรมการสอบ และช่วยชี้แนะแนวทางในการทำงานวิจัย

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้อง ที่เป็นกำลังใจและเป็นทุนทรัพย์ในการทำงานวิจัยครั้งนี้



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฌ
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
บทที่ 2 ทบทวนวรรณกรรม.....	4
2.1 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า.....	4
2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉาก.....	7
2.3 สรุป.....	19
บทที่ 3 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า.....	20
3.1 การวิเคราะห์วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์.....	20
3.2 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์.....	24
3.3 ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์.....	26
3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดในวงจรสมมูล.....	30
3.5 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS.....	32
3.6 สรุป.....	37
บทที่ 4 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล.....	39
4.1 ความจุไฟฟ้าสมมูลที่ปรับค่าได้.....	39
4.2 ข้อจำกัดของกระแสไป้อส.....	40

4.3 อัตราขยายของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล	43
4.4 ความจุสมมูลจากการจำลองวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล	50
4.5 ตัวต้านทานสมมูลจากการจำลองวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล	53
4.6 สรุป.....	55
บทที่ 5 วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากแบบ Shunt – Coupling QRXO	56
5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ QRXO (Quadrature Relaxation Oscillator).....	56
5.2 การกำเนิดสัญญาณของ Shunt – coupling QRXO.....	57
5.3 หลักการทำงานในย่านการกำเนิดสัญญาณมุมฉาก.....	61
5.4 การเปลี่ยนความถี่ด้วยตัวเก็บประจุ	66
5.5 การปรับความถี่ด้วยวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า.....	70
5.6 สรุป.....	73
บทที่ 6 บทสรุป.....	75
6.1 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า.....	75
6.2 วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้.....	77
รายการอ้างอิง.....	79
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	84

สารบัญตาราง

ตารางที่ 1.1 ความถี่สัญญาณพาหะของช่องโทรทัศน์บางช่อง.....	1
ตารางที่ 3.1 ค่าความต้านทานสมมูลและความถี่สูงสุดที่ใช้งานได้เมื่อใช้ C_L ค่าต่างๆ	30
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ในการจำลองผลวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้า.....	33
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กและพารามิเตอร์ของวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าโดย ใช้บัฟเฟอร์	33
ตารางที่ 3.4 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากทางทฤษฎีและจากการจำลองผล	35
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ในการจำลองผลวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล	41
ตารางที่ 4.2 ค่ากระแสไบอัสสูงสุด กระแสไบอัสต่ำสุด ช่วงของการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส และ เงื่อนไขสำหรับการจำกัดกระแสสูงสุดที่แรงดันสงบขาเข้าหนึ่งๆ.....	41
ตารางที่ 4.3 อัตราขยายเมื่อแรงดันสงบขาเข้ามีค่าทำให้ช่วงอัตราขยายมีค่าสูงสุด	50
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจร	56
ตารางที่ 5.2 ความหมายของตัวแปรต่างๆ.....	64
ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ที่ใช้นำการจำลองผลวงจร Shunt – coupling QRXO ที่ใช้วงจรที่ความ ถี่ความจุไฟฟ้า.....	70
ตารางที่ 5.4 ผลการจำลองวงจรที่ความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด.....	73
ตารางที่ 6.1 ผลการจำลองวงจรที่ความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด.....	78

สารบัญรูป

รูปที่ 2.1 แนวคิดของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า	4
รูปที่ 2.2 CCCII+/-.....	5
รูปที่ 2.3 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าของ W. Petchakit และ S. Petchakit.....	6
รูปที่ 2.4 วงจร CCCII+/-, CCII+/-	7
รูปที่ 2.5 โครงสร้างวงแหวน.....	8
รูปที่ 2.6 โครงสร้างวงแหวนแบบสัญญาณกระแส	10
รูปที่ 2.7 โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียล	13
รูปที่ 2.8 โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลแบบง่าย.....	13
รูปที่ 2.9 OTA.....	14
รูปที่ 2.10 4OTA2C.....	15
รูปที่ 2.11 QRXO.....	17
รูปที่ 2.12 การทำงานของ QRXO ในช่วงแรงดันตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้น.....	17
รูปที่ 2.13 การทำงานของ QRXO ในช่วงแรงดันตัวเก็บประจุลดลง	18
รูปที่ 2.14 รูปคลื่นที่กำเนิดจาก QRXO.....	18
รูปที่ 3.1 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์	20
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 3.1.....	20
รูปที่ 3.3 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าที่คำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยาย	21
รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของขนาดอิมพีแดนซ์ในกรณีที่วงจรขยายเป็นอุดมคติและไม่ใช่ อุดมคติ.....	22
รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลที่มีตัวเก็บประจุอนุกรมกับตัวต้านทาน.....	22
รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรสมมูลกับวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า แบบไม่เป็นอุดมคติ (ก) ขนาด (ข) เฟส	24
รูปที่ 3.7 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์	24
รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลขาเข้ากับอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวิคูณ ความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	26
รูปที่ 3.9 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์.....	26
รูปที่ 3.10 เส้นทางเคลื่อนที่ของโพลและซีโรเมื่อแปรค่า C_L	27
รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลขาเข้ากับอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวิคูณ ความจุไฟฟ้าโดยการหักล้างโพลและซีโร (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	29
รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดวงจรสมมูล (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	31

รูปที่ 3.13 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์.....	33
รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองความผิดพลาดทางทฤษฎีของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	35
รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองความผิดพลาดทางปฏิบัติของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	36
รูปที่ 3.16 ผลตอบสนองความผิดพลาดเมื่อ $C_c = 0$ (ก) ขนาด (ข) เฟส.....	37
รูปที่ 4.1 ช่วงการแปรค่ากระแสไบอัสกับแรงดันสงบขาเข้า.....	43
รูปที่ 4.2 Trans-conductance และ ความต้านทานที่แรงดันสงบขาเข้า (ก) – (ข) 1.000V (ค) – (ง) 1.550V (จ) – (ฉ) 2.000V.....	46
รูปที่ 4.3 อัตราขยายที่ได้จากทางทฤษฎีและจากการจำลองผล (ก) $V_i = 1.000V$	48
รูปที่ 4.4 ความผิดพลาดของอัตราขยายจากทางทฤษฎีและจากการจำลองผล (ก) $V_i = 1.000V$ (ข) $V_i = 1.550V$ (ค) $V_i = 2.000V$	49
รูปที่ 4.5 อัตราขยายของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าเมื่อ $V_i = 1.3V$ ที่กระแสไบอัสต่างๆ.....	50
รูปที่ 4.6 ความจุสมมูลที่ความถี่ 10MHz เมื่อใช้ $V_i = 1.3V$	51
รูปที่ 4.7 ความจุสมมูลเมื่อใช้ $C = 2.5pF$	51
รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความจุสมมูลเมื่อ $V_i = 1.3V$ และ $I_b = 1mA$	52
รูปที่ 4.9 ค่าความจุสมมูลที่ความถี่ 10MHz, 100MHz, 400MHz, และ 800MHz.....	52
รูปที่ 4.10 วงจรสมมูลของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า.....	53
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความต้านทานสมมูล เมื่อ $V_i = 1.3V$ และ $I_b = 1mA$	53
รูปที่ 4.12 ความต้านทานเมื่อแปรค่ากระแสไบอัสที่ความถี่ 10MHz, 100MHz, 400MHz.....	54
รูปที่ 4.13 ความต้านทานสมมูลเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส โดยตัวเก็บประจุในวงจรมีค่าเป็น 1pF และ 2.5pF.....	54
รูปที่ 5.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ QRXO.....	56
รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจร QRXO.....	57
รูปที่ 5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ Shunt – coupling QRXO.....	57
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางเวลา (ก) สัญญาณแรงดันเมื่อเริ่มการสร้างสัญญาณ (ข) สัญญาณแรงดัน เมื่อสภาวะคงตัว (ค) สัญญาณกระแสขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ N_2 และ N_6 เมื่อสภาวะคงตัว.....	59
รูปที่ 5.5 ลตอบสนองทางเวลา (ก) วงจรเริ่มกำเนิดสัญญาณ (ข) สัญญาณในสภาวะอยู่ตัว (ค) สัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (ง) สัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ N_2 และ ทรานซิสเตอร์ N_6	61

รูปที่ 5.6 วงจรที่เป็นแนวคิดของการกำเนิดสัญญาณมุลมจาก.....	62
รูปที่ 5.7 วงจร Shunt – coupling QRXO เมื่อตัวเก็บประจุใหญ่มากจนลัดวงจร.....	63
รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 5.7.....	63
รูปที่ 5.9 ตำแหน่งของโพลเมื่อแปรขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling.....	65
รูปที่ 5.10 ความถี่ของสัญญาณในวงจรรูปที่ 5.7 เมื่อแปรขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling.....	66
รูปที่ 5.11 เส้นทางการเคลื่อนที่ของโพลเมื่อแปรค่าตัวเก็บประจุจาก 800 fF ถึง 820 fF	67
รูปที่ 5.12 ความถี่ของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุตั้งแต่ 1 pF ถึง 10 pF	67
รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_i และ v_o เมื่อ $C = 1pF$	68
รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_{ci} และ v_{co} เมื่อ $C = 1pF$	68
รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_i และ v_o เมื่อ $C = 10pF$	68
รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_{ci} และ v_{co} เมื่อ $C = 10pF$	69
รูปที่ 5.17 ขนาดของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า.....	69
รูปที่ 5.18 THD_3 ของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า.....	69
รูปที่ 5.19 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล.....	70
รูปที่ 5.20 ความถี่ของสัญญาณเมื่อแปรค่ากระแสไบอัสวงจรถวิคูณความจุไฟฟ้า.....	71
รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ (ก) เมื่อใช้กระแสไบอัส 167 μA (ข) เมื่อใช้กระแสไบอัส 3.223 mA	72
รูปที่ 5.22 ขนาดของสัญญาณเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส.....	72
รูปที่ 5.23 เฟสของสัญญาณเมื่อกระแสไบอัสเป็น 1.5 mA	73
รูปที่ 6.1 โครงสร้างวงจรถวิคูณความจุไฟฟ้า.....	75
รูปที่ 6.2 อิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูลของวงจรถวิคูณความจุไฟฟ้า.....	75
รูปที่ 6.3 วงจรถวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล.....	76
รูปที่ 6.4 วงจร Shunt – coupling QRXO.....	77

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

ในปัจจุบัน ระบบการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทยกำลังอยู่ในช่วงการเปลี่ยนแปลงจากระบบการแพร่สัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล โดยคาดว่าจะเริ่มเปลี่ยนระบบได้ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2558 และสิ้นสุดภายในปี พ.ศ. 2563 [1-3] ช่วงความถี่ในการแพร่สัญญาณโทรทัศน์แบบอนาล็อกบางช่องในสัญญาณในปัจจุบันแสดงไว้ในตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 ความถี่สัญญาณพาหะของช่องโทรทัศน์บางช่อง

ช่องโทรทัศน์	ความถี่สัญญาณพาหะภาพ (MHz)	ความถี่สัญญาณพาหะเสียง (MHz)
3	559.25	565.75
5	175.25	180.75
7	189.25	194.75
9	203.25	208.75

การเปลี่ยนระบบแพร่สัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัลก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงหลายอย่าง แต่ประเด็นสำคัญที่เป็นที่มาของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือ แบนวิทซ์การแพร่สัญญาณที่แคบลง การแพร่สัญญาณแบบอนาล็อกจะใช้แบนวิทซ์ประมาณ 8 MHz ขณะที่แบนวิทซ์ของระบบการแพร่แบบดิจิทัลอยู่ที่ 6 MHz เนื่องจากระบบอนาล็อกมีแบนวิทซ์ 8 MHz ทำให้ช่องความถี่ในการแพร่สัญญาณต้องห่างกันอย่างน้อย 8 MHz เพื่อการสัญญาณรบกวนกันระหว่างช่อง แต่ถ้าหากเปลี่ยนเป็นระบบดิจิทัลที่มีแบนวิทซ์เพียง 6 MHz แล้ว ช่องความถี่ในการแพร่สัญญาณก็จำเป็นต้องห่างกันเพียง 6 MHz เท่านั้น จึงก่อให้เกิดช่วงความถี่ที่ว่างเกิดขึ้น หากช่วงความถี่ที่ว่างดังกล่าวนี้ถูกปล่อยให้ใช้ได้อย่างอิสระ เราก็จะสามารถใช้ช่วงความถี่ดังกล่าวในการสื่อสารในองค์กรที่มีพื้นที่ที่กว้างขวางได้ ช่วงความถี่นี้เรียกว่า White Space

ทั้งนี้ในปัจจุบันยังไม่เป็นที่แน่ชัดนักว่า เมื่อระบบการแพร่สัญญาณเปลี่ยนเป็นดิจิทัลแล้ว จะมี White Space อยู่ในช่วงใดบ้าง แต่อย่างไรก็ดี White Space ย่อมเป็นช่วงความถี่ที่แทรกอยู่ตามช่วงความถี่ของสัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งระบบการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ของประเทศไทยในปัจจุบันมีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 48 MHz ถึง 860 MHz แต่ถ้าหากเป็นระบบในกรุงเทพมหานคร ซึ่งมีระบบวิทยุแบบ FM อยู่ด้วย ระบบการแพร่สัญญาณโทรทัศน์จะอยู่ระหว่าง 150 MHz ถึง 860 MHz

ในการสื่อสาร จำเป็นจะต้องมีวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ความบริสุทธิ์สูงเป็นสัญญาณพาหะรวมทั้งกำเนิดสัญญาณมอดูมจากการมอดูเลตต่างๆ หากวงจรกำเนิดสัญญาณกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่ความบริสุทธิ์ไม่สูงมากนัก นั่นคือ มีฮาร์มอนิกอื่นๆ ฮาร์มอนิกเหล่านี้จะรบกวนช่องสัญญาณอื่นได้

วิทยานิพนธ์นี้ จึงมุ่งมันที่จะวิจัยและออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้ระหว่าง 200 MHz ถึง 800 MHz เพื่อใช้สำหรับการสื่อสารในช่วงความถี่ White Space

1.2 วัตถุประสงค์

ออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้กว้าง สำหรับการสื่อสารในช่วงความถี่ White Space

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1.3.1 ออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากรูปไซน์บนเทคโนโลยี $0.35\mu\text{m}$ EE PROM ไฟเลี้ยง 3.3 โวลต์ ของ Global Foundry

1.3.2 สัญญาณที่ได้เป็นมมจก

1.3.3 สัญญาณจะต้องเป็นรูปไซน์ที่มี THD ของฮาร์โมนิกที่สามไม่เกิน 3%

1.3.4 สัญญาณที่ได้มีความถี่ในช่วง 200 MHz ถึง 800 MHz

1.3.5 ใช้เทคนิควิศวกรรมความจุไฟฟ้าในการปรับความถี่ของสัญญาณ

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.4.1 ศึกษาผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.4.2 ออกแบบโครงสร้างของวงจรในระดับ Block diagram

1.4.3 ออกแบบวงจรในแต่ละ Block

1.4.4 วิเคราะห์ผล Simulation ของวงจรจากโปรแกรม Cadance ว่าถูกต้องตามทฤษฎีหรือไม่ มีทางแก้ไขและปรับปรุงวงจรต่อไปอย่างไร

1.4.5 ปรับแก้วงจรในแต่ละ Block จนได้ผลตามที่ต้องการ แล้วจึงนำไปใช้งานตาม Block diagram ที่ออกแบบไว้

1.4.6 วิเคราะห์ผลที่ได้ว่าตรงกับขอบเขตงานวิจัยหรือไม่ หากไม่ตรงจะต้องมีวิธีแก้ไขปรับปรุงอย่างไร

1.4.7 เมื่อได้ผลตรงกับขอบเขตงานวิจัยแล้วจึงจะรวบรวมผลที่ได้ สรุป และ จัดทำวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้วงจรกิจการเนตส์สัญญาณมมจากรูปไซนเพื่อใช้สำหรับการสื่อสารในช่วงความถี่ White Space

1.5.2 ได้วงจรวีคุณความจุไฟฟ้าที่ใช้ในการปรับความถี่ของวงจรกิจการเนตส์สัญญาณ



บทที่ 2

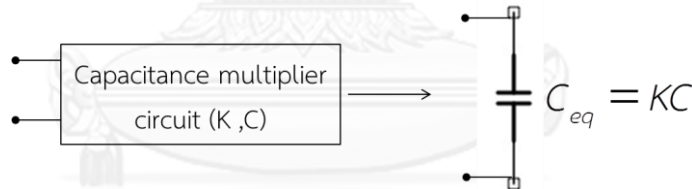
ทบทวนวรรณกรรม

2.1 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า

วงจรรวมแอนะล็อกประกอบด้วยองค์ประกอบทางไฟฟ้ามากมาย อาทิเช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน แหล่งจ่ายแรงดัน แหล่งจ่ายกระแส เป็นต้น และหนึ่งในองค์ประกอบของวงจรที่สำคัญคือตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุในวงจรรวมนิยมประดิษฐ์ขึ้นมาโดยใช้ชั้นของโลหะสองชั้นขนานกัน ความจุไฟฟ้าจะแปรผันตรงตามสัดส่วนของพื้นที่ นั่นหมายความว่าหากต้องการใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก ย่อมต้องใช้พื้นที่ในวงจรรวมมาก ส่งผลให้ต้นทุนในการผลิตวงจรรวมแพงขึ้น ในงานวิจัยของ G. Ferri และ S. Pennisi กล่าวไว้ว่า ในกระบวนการ $0.5\mu\text{m}$ ตัวเก็บประจุที่มีค่า 20pF ใช้พื้นที่เท่ากับ ทรานซิสเตอร์ประมาณหนึ่งพันตัว [4] ดังนั้น เพื่อเป็นการประหยัดพื้นที่ในวงจรรวมหากต้องการใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก จึงได้มีการคิดค้นวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าขึ้น [5-16]

หลักการของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า คือใช้วงจรที่ประกอบด้วยองค์ประกอบทางไฟฟ้าต่างๆ และตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีค่าน้อย แต่มีคุณลักษณะที่สามารถเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวที่มีค่ามากขึ้นโดยมีตัวคูณคูณอยู่กับค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจรมานั้น นั่นคือ



รูปที่ 2.1 แนวคิดของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า

$$C_{eq} = KC \quad (2.1)$$

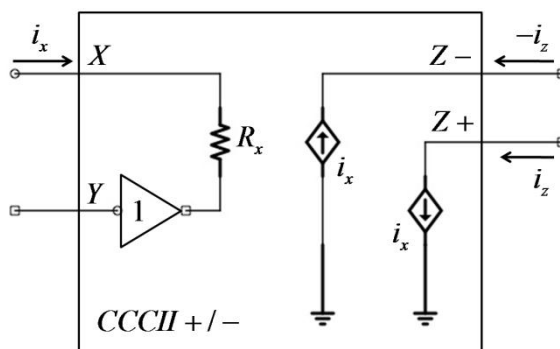
โดยที่ K คือตัวคูณความจุ C คือความจุไฟฟ้าที่อยู่ในวงจรและ C_{eq} คือค่าความจุสมมูลของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า

นอกจากวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าจะถูกใช้เพื่อสร้างตัวเก็บประจุที่มีค่ามากโดยใช้พื้นที่ในวงจรรวมน้อย แต่ข้อดีของวงจรตัวเก็บประจุก่ออย่างหนึ่งก็คือ ถ้าหากตัวคูณความจุ K นั้นปรับค่าได้แล้ว วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ ดังนั้นการใช้งานของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าอาจจะใช้เป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ก็ได้ (กรณีไม่ได้คำนึงถึงการประหยัดพื้นที่ในวงจรรวม)

ในงานวิจัยที่ผ่านมา ได้มีการคิดค้นวงจรทวิคุณความจุไฟฟ้าไว้มากมาย และมีการใช้วงจรร้อยๆ ไม่ว่าจะเป็น Current Controlled Current Conveyor (CCCII), Operational Transconductance Amplifier (OTA) และอื่นๆ รวมถึงมีประเด็นต่างๆที่ต้องคำนึงถึงอีกเช่น การลดผลของความจุไฟฟ้าสมมูลที่ขึ้นกับอุณหภูมิ และการสังเคราะห์วงจรเป็นความจุสมมูลแบบ Grounded หรือแบบ Floating รวมถึงหลักการวิเคราะห์วงจรก็สามารถเป็นไปได้หลากหลายรูปแบบ แต่ที่นิยมใช้กันก็คือ การหาอิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูล นอกจากนี้ วงจรทวิคุณความจุไฟฟ้าจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่มีค่าคงที่เพียงช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น ในความถี่ที่สูงขึ้นไป วงจรอาจจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่มีค่าไม่คงที่ แต่แปรเปลี่ยนตามความถี่ หรือวงจรอาจจะไม่เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุอีกเลยก็ได้

ผู้เขียนได้ศึกษาและเห็นว่่างานของ W. Petchakit และ S. Petchakit [17] มีความง่ายต่อการเข้าใจแนวคิดในการสร้างวงจรทวิคุณความจุไฟฟ้า จึงจะนำความคิดของงานนี้ มาอธิบายอย่างคร่าวๆดังต่อไปนี้

งานของ W. Petchakit และ S. Petchakit ใช้วงจรร้อยคือ Current-Controlled Second Generation Current Conveyors หรือ CCCII ซึ่งมีสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 CCCII+/-

จากรูป จะเห็นสมบัติของ CCCII+/- หลายประการคือ

$$i_y = 0 \quad (2.2)$$

$$i_x = \frac{v_x - v_y}{R_x} \quad (2.3)$$

$$i_{z+} = i_x \quad (2.4)$$

$$i_{z-} = -i_x \quad (2.5)$$

แต่ถ้าหากละเลย R_x นั่นคือให้ $R_x = 0$ ก็จะเป็น Second Generation Current Conveyors หรือ CCII แบบอุดมคติ ซึ่งจะมีสมบัติคือ

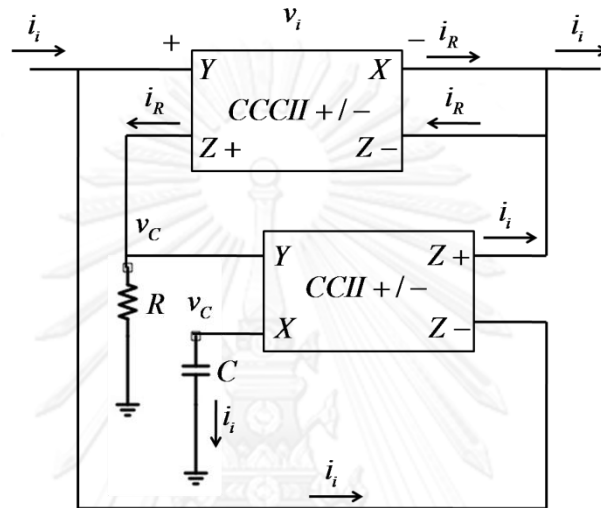
$$i_y = 0 \quad (2.6)$$

$$v_x = v_y \quad (2.7)$$

$$i_{z+} = i_x \quad (2.8)$$

$$i_{z-} = -i_x \quad (2.9)$$

นำ CCCII+/- และ CCII+/- มาทำเป็นวงจร Capacitance Multiplier ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าของ W. Petchakit และ S. Petchakit

ในการพินิจวิเคราะห์วงจร จะเห็นว่า

$$i_R = \frac{v_i}{R_x} \quad (2.10)$$

โดยที่ R_x คือความต้านทานภายใน CCCII+/-

ในขณะเดียวกัน

$$i_R = \frac{v_C}{R} \quad (2.11)$$

และ

$$i_i = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.12)$$

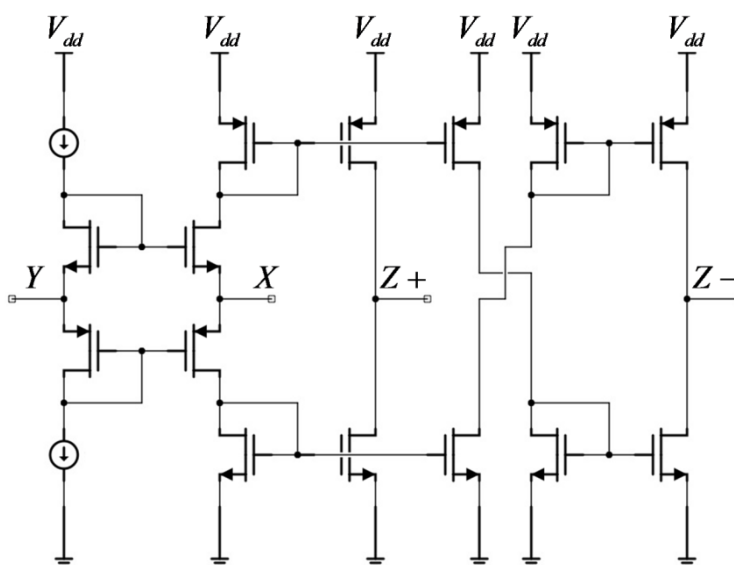
เมื่อนำสมการที่ 2.10 ถึง 2.13 มาแทนค่ากัน จะได้

$$i_i = C \frac{R}{R_x} \cdot \frac{dv_i}{dt} = C_{eq} \frac{dv_i}{dt} \quad (2.13)$$

$$\therefore C_{eq} = \frac{R}{R_x} C \quad (2.14)$$

จะเห็นว่าวงจรนี้มีคุณลักษณะเป็นตัวเก็บประจุที่มีตัวคูณ R/R_x อยู่ ดังนั้นหากเราสามารถปรับค่า R_x ได้ ก็จะได้วงจรที่เป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ นอกจากนั้นวงจรทวีคูณตัวเก็บประจุนี้ยังเป็นตัวเก็บประจุแบบ floating ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานโดยทั่วไปมากกว่าตัวเก็บประจุแบบ grounded

สำหรับค่า R_x ที่ต้องการปรับ เป็นความต้านทานภายในของวงจร CCCII+/- ซึ่งสามารถปรับได้โดยการปรับค่ากระแสที่ไบอัสวงจรภายในของ CCCII+/- หรือ CCII+/- ดังรูปที่ 2.4



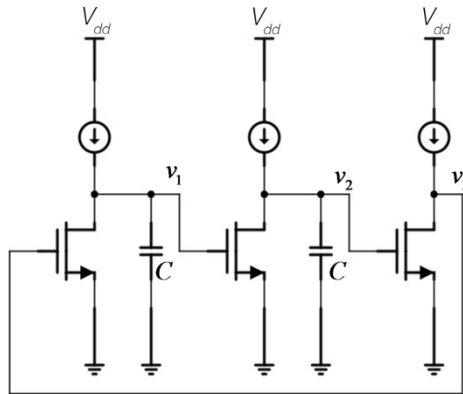
รูปที่ 2.4 วงจร CCCII+/-, CCII+/-

การวิเคราะห์ดังกล่าวเป็นแนวทางหนึ่งในการสร้างวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้า อย่างไรก็ตามในการสร้างวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้ายังต้องคำนึงถึงประเด็นต่างๆให้เหมาะสมกับการใช้งานดังที่กล่าวไว้ข้างต้น

2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณมุลมฉาก

วงจรกำเนิดสัญญาณมุลมฉาก มีหลากหลายโครงสร้าง และมีงานวิจัยออกมามากมาย [17–30] ผู้เขียนได้ศึกษาและนำแนวคิดของงานวิจัยบางงานมาอธิบายไว้ดังต่อไปนี้

2.2.1 โครงสร้างวงแหวน [17]



รูปที่ 2.5 โครงสร้างวงแหวน

โครงสร้างวงแหวนพื้นฐานที่ให้กำเนิดสัญญาณมุมฉากได้เป็นดังรูปที่ 2.5 เมื่อพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็ก จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{-g_m r_o}{1 + s r_o C} \quad (2.15)$$

$$\frac{v_3(s)}{v_2(s)} = \frac{-g_m r_o}{1 + s r_o C} \quad (2.16)$$

และ

$$\frac{v_1(s)}{v_3(s)} = -g_m r_o \quad (2.17)$$

โดยที่ g_m คือ trans-conductance และ r_o คือความต้านทานของทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีขนาดเท่ากัน

จากสมการที่ 2.15 ถึง 2.17 สามารถจัดรูปเป็นระบบสมการได้คือ

$$\begin{bmatrix} g_m r_o & 1 + s r_o C & 0 \\ 0 & g_m r_o & 1 + s r_o C \\ 1 & 0 & g_m r_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(s) \\ v_2(s) \\ v_3(s) \end{bmatrix} = 0 \quad (2.18)$$

จะได้ characteristic equation ว่า

$$(g_m r_o)^3 + (1 + s r_o C)^2 = 0 \quad (2.19)$$

จัดรูปได้เป็น

$$r_o^2 C^2 s^2 + 2 r_o C s + 1 + g_m^3 r_o^3 = 0 \quad (2.20)$$

$$\therefore s = -\frac{1}{r_o C} \pm j \frac{g_m}{C} \sqrt{g_m r_o} \quad (2.21)$$

หากผลเฉลยของ r_o ($r_o \rightarrow \infty$) จะได้ว่า

$$s = \pm j \frac{g_m}{C} \sqrt{g_m r_o} \quad (2.22)$$

จะเห็นว่าระบบจะเกิดการสั่นที่ความถี่

$$f = \frac{g_m \sqrt{g_m r_o}}{2\pi C} \quad (2.23)$$

และเมื่อนำสมการที่ 2.22 แทนค่าลงไปในสมการที่ 2.15 และ 2.16 โดยที่ละเลยผลของ r_o แล้ว จะสังเกตได้ว่า

v_2 มีเฟสนำ v_1 อยู่ 90°

v_3 มีเฟสนำ v_2 อยู่ 90°

v_1 มีเฟสนำ v_3 อยู่ 180°

ดังนั้นโครงสร้างนี้สามารถให้สัญญาณที่เป็นมุมฉากกันและเป็นรูปไซน์ เนื่องจาก $\text{Re}(s) = 0$

ตามหลักการของ Barkhausen วงจรจะเกิดการสั่นได้ก็ต่อเมื่อมีการเลื่อนเฟสในวงรอบครบเป็นจำนวนเท่าของ 360° และเนื่องจากโครงสร้างนี้ประกอบด้วยสามสเตจต่อกันเป็นวงแหวน โดยที่สเตจสุดท้ายเป็นวงจรถยายที่มีการเลื่อนเฟสเป็น 180° เท่านั้น อีกสองสเตจที่เหมือนกันจะทำให้เกิดการสั่นได้จะต้องมีการเลื่อนเฟสอย่างละ 90° ซึ่งถ้าหากไม่ละเลยผลของ r_o ทั้งสองสเตจดังกล่าวจะไม่สามารถเลื่อนเฟส 90° ได้ ทำให้วงจรหยุดสั่นในที่สุด

แต่ถ้าวงจรดังกล่าวทำงานย่านความถี่สูง ผลของตัวเก็บประจุแฝงในทรานซิสเตอร์จะส่งผลให้สเตจที่หนึ่งและสเตจที่สองมีการเลื่อนเฟส 90° ได้ แต่สเตจที่สามจะเลื่อนเฟสได้ไม่ถึง 180° เพราะผลของตัวเก็บประจุแฝงดังนั้นสเตจที่หนึ่งและสเตจที่สองก็จะไม่เลื่อนเฟสที่ 90° ทำให้วงจรถ่ายสัญญาณที่ไม่เป็นมุมฉากกัน

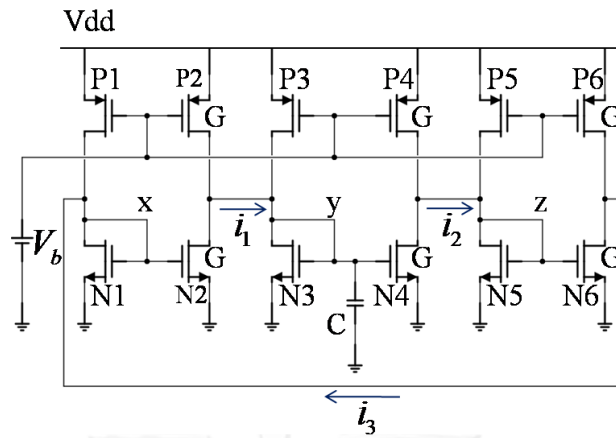
ด้วยความคิดดังกล่าว หากสเตจสุดท้ายสามารถเลื่อนเฟสได้ 180° ก็จะสามารถกำเนิดสัญญาณที่เป็นมุมฉากและเป็นรูปไซน์ได้ วงจรที่สามารถเลื่อนเฟสได้ 180° อย่างแน่นอนคือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ทำการไขว้สาย โครงสร้างแบบวงแหวนนี้จึงสามารถปรับปรุงได้โดยใช้เพียงสองสเตจที่เป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียล แล้วไขว้สายกลับมาเข้าที่สเตจแรก

อย่างไรก็ตาม หากไม่ละเลย r_o $\text{Re}(s) = -\frac{1}{r_o C} < 0$ ส่งผลให้สัญญาณจะค่อยๆ เล็กลง

และหยุดสั่นไปในที่สุด

2.2.2 โครงสร้างวงแหวนแบบสัญญาณกระแส [18]

รูปวงจรโครงสร้างวงแหวนแบบกระแสเป็นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 โครงสร้างวงแหวนแบบสัญญาณกระแส

โครงสร้างดังกล่าวประกอบด้วยวงจรถ่ายโอนกระแสที่สร้างจาก NMOS จำนวนสามชุดต่อกันเป็นวงแหวน โดยที่สแตจตรงกลางมีตัวเก็บประจุที่ใหญ่กว่าสแตจอื่นๆเพิ่มเติมเข้าไป ขณะที่สแตจอื่นๆมีเพียงตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์เท่านั้น หากทรานซิสเตอร์ N2 ใหญ่กว่า N1 เป็น G เท่าแล้ว (สแตจอื่นๆก็เช่นเดียวกัน) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรถ่ายโอนกระแสสำหรับสัญญาณกระแสคือ

$$F(s) = \frac{i_1}{i_3} = -\frac{G}{1 + sC_x/g_{mn1}} \quad (2.24)$$

โดยที่ g_{mn1} คือ trans-conductance ของทรานซิสเตอร์ N1 และ C_x คือตัวเก็บประจุแฝงที่ขาเกต

เมื่อนำวงจรถ่ายโอนกระแสมาต่อกันเป็นวงแหวนดังรูปที่ 2.6 โดยมี PMOS เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรง จะได้ว่าอัตราขยายวงรอบคือ

$$L(s) = F_1(s) \cdot F_2(s) \cdot F_3(s) \quad (2.25)$$

$$L(s) = -\frac{G^3}{\left(1 + \frac{sC_x}{g_{mn1}}\right) \left(1 + \frac{sC_y}{g_{mn3}}\right) \left(1 + \frac{sC_z}{g_{mn5}}\right)} \quad (2.26)$$

โดยที่ C_x, C_y, C_z เป็นตัวเก็บประจุที่ปม x, y และ z ตามลำดับ

ที่สภาวะคงตัว วงจรจะเกิดการสั่นได้ ต้องเข้าเงื่อนไขที่ว่า

$$|L(j\omega)| = 1 \quad (2.27)$$

และ

$$\angle L(j\omega) = 360^\circ \quad (2.28)$$

เมื่อนำลูปเกนมาพิจารณาด้วยสมการที่ 2.28 จะได้ว่า

$$\angle F_1(j\omega) + \angle F_2(j\omega) + \angle F_3(j\omega) = 360^\circ \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.24 เราจะเห็นว่า สัญญาณกระแสขาออกของวงจรสะท้อนกระแสจะมีเฟส นำหน้าสัญญาณกระแสขาเข้าได้ระหว่าง 90° ถึง 180° หรืออาจจะเขียนได้ว่า

$$90^\circ < \angle F(j\omega) < 180^\circ \quad (2.30)$$

ดังนั้น หากเราให้การเลื่อนเฟสของวงจรสะท้อนกระแสชุดใดชุดหนึ่งมีค่าใกล้ 90° มากๆ เรา ย่อมที่จะได้สัญญาณที่มีลักษณะเกือบจะเป็นมุมฉากกัน

สมมติให้วงจรสะท้อนกระแสชุด N3, N4 เป็นชุดที่ทำให้กำเนิดสัญญาณมุมฉาก กำหนดให้ θ คือความต่างเฟสที่เบี่ยงเบนไปจาก 90° ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออกของวงจรสะท้อนกระแส ชุดนี้ จะได้ว่า

$$\angle F_2(j\omega) = 90^\circ + \theta \quad (2.31)$$

เมื่อให้วงจรสะท้อนกระแสอีกสองชุดที่เหลือเหมือนกัน และวงจรสะท้อนกระแสทั้งสามชุดมี อัตราขยายเท่ากัน จะทำให้สรุปได้ว่า $C_x = C_z \neq C_y$, $g_{mn1} = g_{mn3} = g_{mn5}$ และ $\angle F_1(j\omega) = \angle F_3(j\omega) \neq \angle F_2(j\omega)$ เมื่อนำไปรวมกับสมการที่ 2.30 และ 2.31 จะได้

$$2\angle F_1(j\omega) + 90^\circ + \theta = 360^\circ \quad (2.32)$$

ในขณะเดียวกัน

$$\angle F_1(j\omega) = 180^\circ - \arctan\left(\frac{\omega C_x}{g_{mn1}}\right) \quad (2.33)$$

เมื่อแก้สมการที่ 2.32 และ 2.33 เข้าด้วยกัน จะได้

$$f = \frac{g_{mn1}}{2\pi C_x} \tan\left(45^\circ + \frac{\theta}{2}\right) \quad (2.34)$$

โดย f คือความถี่ของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.31 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\angle F_2(j\omega) = 180^\circ - \arctan\left(\frac{\omega C_y}{g_{mn3}}\right) = 90^\circ + \theta \quad (2.35)$$

นำสมการที่ 2.34 มาแทนในสมการที่ 2.35 จะได้

$$C_y = C_x \cot \theta \cot\left(45^\circ + \frac{\theta}{2}\right) \quad (2.36)$$

นำผลที่ได้จากสมการที่ 2.34 และ 2.36 ไปแทนในสมการที่ 2.26 และ 2.27 จะได้เงื่อนไข ของอัตราขยายว่า

$$G^3 \sin \theta \cos^2 \left(45^\circ + \frac{\theta}{2} \right) = 1 \quad (2.37)$$

หากประมาณให้ θ มีค่าน้อยๆ จะสามารถจัดสมการที่ 2.34, 2.36 และ 2.37 ให้ง่ายลงได้ เป็น

$$f = \frac{S_{mn1}}{2\pi C_x} (1 + 2G^{-3}) \quad (2.38)$$

$$C_y = C_x (0.5G^3 - 1) \quad (2.39)$$

และ
$$\theta = 114.59G^{-3} \quad (2.40)$$

โดยเราสามารถเลือกค่า C_y ได้สองวิธี คือ การทำให้วงจระสะท้อนกระแสที่ปม y ใหญ่กว่าปมอื่นๆ หรือ ใส่ตัวเก็บประจุเพิ่มเติมลงไปที่ปม y และให้วงจระสะท้อนกระแสของทั้งสามชุดเหมือนกัน

สมการที่ 2.38 ถึง 2.40 เป็นสมการไว้ออกแบบวงจรในรูปที่ 2.6 เพื่อให้ได้สัญญาณกระแส i_2 มีเฟสหน้า i_1 อยู่ $90^\circ + \theta$

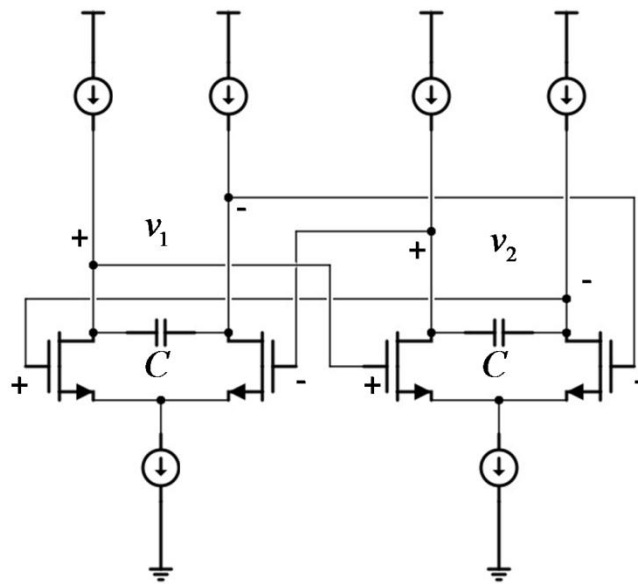
ขั้นถัดมา เมื่อได้สมการที่ 2.38 และ 2.39 แล้ว เราจะนำไปแทนกลับในสมการที่ 2.24 สำหรับวงจระสะท้อนกระแส เพื่อวิเคราะห์หาขนาดของสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออกของแต่ละชุดของวงจระสะท้อนกระแส จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 2.41 และ 2.42

$$|i_2| = 2G^{-2} |i_1| \quad (2.41)$$

$$|i_3| = 0.707G |i_2|, |i_1| = 0.707G |i_3| \quad (2.42)$$

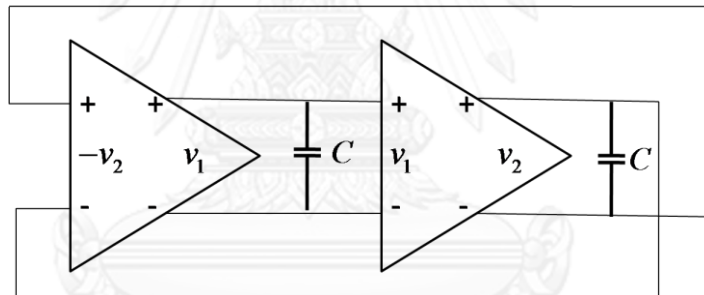
วงจระนี้ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณมมจากในรูปแบบของสัญญาณกระแส ซึ่งสัญญาณกระแสที่ได้มีขนาดไม่เท่ากัน และมีความผิดพลาดจากความเป็นมมจากกันอย่างแน่นอน อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวสามารถประมาณความผิดพลาดเป็นสูตรออกมาได้ ถ้าการออกแบบของวงจระไม่สอดคล้องกับสมการที่ 2.38 ถึง 2.40 สัญญาณจะไม่เป็นรูปไซน์ ซึ่งในทางปฏิบัติ การออกแบบวงจระให้สอดคล้องกับสมการที่ 2.38 ถึง 2.40 ทำได้ยาก

2.2.3 โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียล [19]



รูปที่ 2.7 โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียล

โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลประกอบด้วยวงจรรขยายอินทิเกรเตอร์สองสเตจต่อกันดังรูปที่ 2.7 วงจรดังรูปที่ 2.7 สามารถทำให้เป็นวงจรรอย่างง่ายได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้างวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลแบบง่าย

ฟังก์ชันการถ่ายโอนของแต่ละสเตจ เมื่อพิจารณาผลของตัวเก็บประจุแผ่นที่เด่นๆแล้ว จะได้เป็น

$$A(s) = -\frac{g_m - C_{gd}s}{1 + 2r_oCs} r_o \quad (2.43)$$

โดยที่ g_m คือ trans-conductance r_o คือความต้านทานของทรานซิสเตอร์ C_{gd} คือตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขั้วเกตและเดรนของทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีขนาดเท่ากัน

หากพิจารณาในทำนองเดียวกับหัวข้อที่ 2.2.1 จะได้สมการ characteristic ว่า

$$(4C^2 + C_{gd}^2)r_o^2s^2 + 2r_o(2C - g_m r_o C_{gd})s + g_m^2 r_o^2 + 1 = 0 \quad (2.44)$$

$$\therefore s \approx \frac{g_m r_o C_{gd} - 2C}{4r_o C^2} \pm j \frac{g_m}{2C} \quad (2.45)$$

วงจรจะกำเนิดสัญญาณได้เมื่อ $\text{Re}(s) \geq 0$ เราจะเรียกเงื่อนไขดังกล่าวนี้ว่า Condition for oscillation (CO)

$$\text{CO: } g_m r_o C_{gd} \geq 2C \quad (2.46)$$

และความถี่ของสัญญาณหรือ Frequency of oscillation (FO) คือ

$$\text{FO: } f = \frac{g_m}{4\pi C} \quad (2.47)$$

แต่ถ้าหากต้องการสัญญาณที่เป็นรูปไซน์ อสมการ CO จะต้องเปลี่ยนเป็นสมการ นั่นคือ

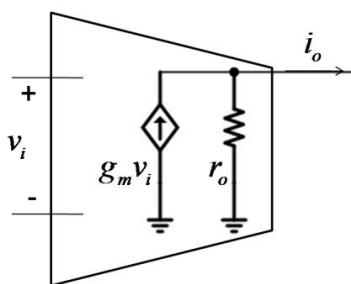
$$g_m r_o C_{gd} = 2C \quad (2.48)$$

ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวนี้ ไม่สามารถทำได้จริงในทางปฏิบัติ เนื่องจากการประติษฐ์จะมีความผิดพลาดเสมอ ดังนั้นวงจรนี้สามารถทำได้เพียงกำเนิดสัญญาณที่เป็นมุมฉากกันได้ (เพราะเงื่อนไขการเลื่อนเฟสครบรอบนั้นเป็นไปตามที่กล่าวไว้ข้างต้น) หากเป็นไปตามอสมการ CO โดยสัญญาณจะเริ่มจากสัญญาณรูปไซน์ขนาดเล็กแล้วขยายใหญ่ขึ้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งสัญญาณถูกความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์ทำให้รูปร่างบิดเบี้ยวไป

จาก CO และ FO ข้างต้น จะเห็นว่าทั้ง g_m และ C ต่างก็เกี่ยวข้องทั้งคู่ ซึ่งทำให้การออกแบบวงจรเป็นไปได้ยาก กล่าวคือ ถ้าหากต้องการที่จะทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้ ก็จะต้องเลือกค่า g_m หรือ C ที่เหมาะสม แต่ในขณะเดียวกัน หากต้องการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ ก็จะต้องปรับ g_m หรือ C อีกเช่นเดียวกัน ซึ่งจะส่งผลต่อ CO และอาจจะทำให้วงจรนั้นไม่กำเนิดสัญญาณได้ ดังนั้นวงจรกำเนิดสัญญาณที่ดี ควรได้ CO และ FO ที่แยกขาดออกจากกัน

2.2.4 Four Operational Trans-conductance Amplifiers and Two Capacitors [20]

ลักษณะและสัญลักษณ์ทั่วไปของ Operational Trans-conductance Amplifier (OTA) เป็นดังรูปที่ 2.9

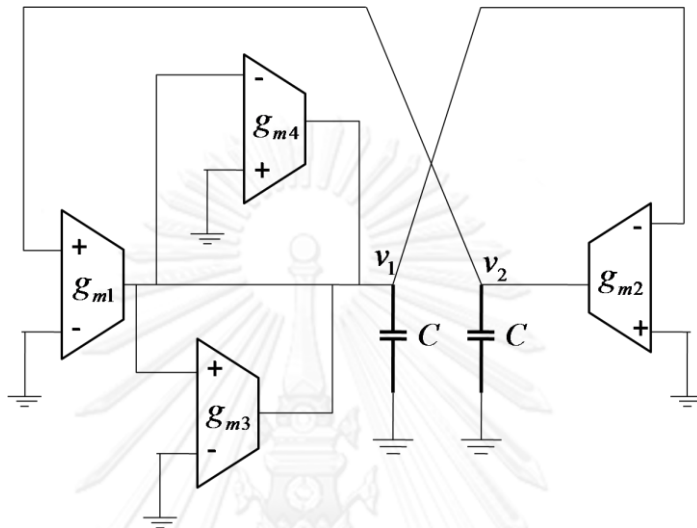


รูปที่ 2.9 OTA

OTA ในอุดมคติจะละลาย r_o จะทำให้ได้สมการที่สำคัญของ OTA คือ

$$i_o = g_m v_i \quad (2.49)$$

บทบาทวงจร OTA คือเป็นวงจรที่เปลี่ยนจากสัญญาณแรงดันเป็นสัญญาณกระแสด้วยอัตราขยาย g_m



รูปที่ 2.10 4OTA2C

โครงสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ OTA 4 ตัวกับตัวเก็บประจุอีก 2 ตัวเป็นดังรูปที่ 2.10 เมื่อพิจารณาที่ปมที่หนึ่ง จะได้ว่า

$$sCv_1 - g_{m1}v_2 - (g_{m3} - g_{m4})v_1 = 0 \quad (2.50)$$

และปมที่สอง

$$sCv_2 + g_{m2}v_1 = 0 \quad (2.51)$$

จากสมการ 2.50 และ 2.51 จะได้สมการ characteristic คือ

$$C^2 s^2 + (g_{m4} - g_{m3})Cs + g_{m1}g_{m2} = 0 \quad (2.52)$$

$$\therefore s = \frac{g_{m3} - g_{m4}}{2C} \pm j \frac{\sqrt{4g_{m1}g_{m2}C^2 - (g_{m4} - g_{m3})^2}}{2C^2} \quad (2.53)$$

จะสังเกตเห็นได้ว่าเงื่อนไขการสั่นคือ

$$\text{CO: } g_{m3} \geq g_{m4} \quad (2.54)$$

แต่ถ้าหากต้องการให้สัญญาณเป็นรูปไซน์นั้น จะต้องทำให้

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (2.55)$$

แล้วจะได้ความถี่ของการสั่นว่า

$$\text{FO: } f = \frac{\sqrt{g_{m1}g_{m2}}}{2\pi C} \quad (2.56)$$

จะเห็นว่าเราสามารถปรับเงื่อนไขของการสั่นให้เป็นรูปไซน์ได้โดยการปรับ g_{m3} หรือ g_{m4} ขณะที่เราสามารถปรับความถี่ได้โดยปรับ g_{m1}, g_{m2} หรือ C ซึ่งความถี่ของการสั่นกับเงื่อนไขของการสั่นนั้น แยกขาดออกจากกัน รวมทั้งสัญญาณที่ได้ยังเป็นรูปไซน์ด้วย

สำหรับความเป็นมุมฉากของสองสัญญาณนั้น สามารถพิจารณาได้หลายวิธี วิธีหนึ่งคือดูจาก OTA ตัวที่สอง สัญญาณที่เข้า OTA ตัวที่สองคือ $-v_1$ ทำให้กระแสที่ไหลออกมาจาก OTA นี้มีเฟสตรงกับ $-v_1$ หรือมีเฟสนำ v_1 อยู่ 180° กระแสดังกล่าวนี้ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ซึ่งจะทำให้แรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุ v_2 มีเฟสตามหลังกระแสอยู่ 90° แต่กระแสมีเฟสนำ v_1 อยู่ 180° จึงสรุปได้ว่า v_2 มีเฟสนำ v_1 อยู่ 90° หรือทั้งสองสัญญาณนี้เป็นมุมฉากกันนั่นเอง

โครงสร้าง 4OTA2C มีความน่าสนใจและเหมาะสมต่อวิทยานิพนธ์นี้ไม่น้อย เนื่องจากทั้งสามารถทำสัญญาณให้เป็นรูปไซน์ได้ และ ทำสัญญาณที่เป็นมุมฉากได้ แต่ปัญหาหลักๆ นั้นมีอยู่สองประเด็นคือ

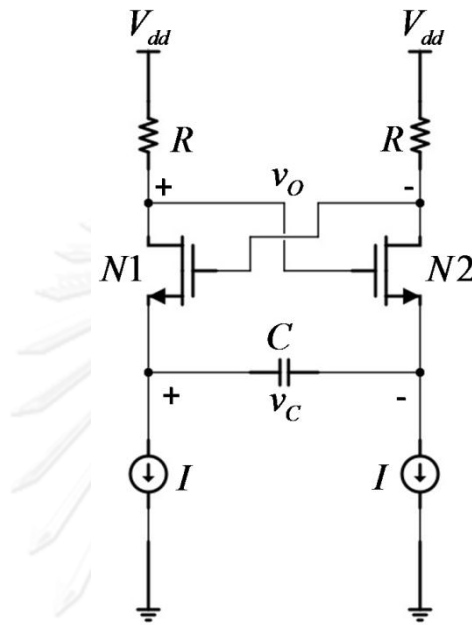
หนึ่ง ในการวิเคราะห์ที่ผ่านมา เราวิเคราะห์ OTA ในอุดมคติที่ละเลย r_o แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถละเลยได้ r_o จะส่งผลเป็นอย่างมากต่อความเป็นมุมฉากของสัญญาณ สัญญาณที่ได้จะไม่ได้เป็นมุมฉากอย่างแม่นยำ ต้องมีความคลาดเคลื่อนอย่างแน่นอน แต่ประเด็นนี้จะไม่เป็นปัญหากับวงจรวงแหวนแบบดิฟเฟอเรนเชียล เพราะหลักการของดิฟเฟอเรนเชียลคือการเลื่อนเฟสให้ได้ 360° ในหนึ่งวงรอบ ซึ่งจะส่งผลให้แต่ละสเตจต้องเลื่อนเฟส 90° อย่างแน่นอนตามหลักการที่กล่าวมาข้างต้น โดยจะคำนึงถึงหรือไม่คำนึงถึงความไม่อุดมคติของแต่ละสเตจก็ได้

สอง เงื่อนไขการสั่นให้ได้รูปไซน์นั้น จะต้องออกแบบให้ $g_{m3} = g_{m4}$ ในทางปฏิบัติ ถึงแม้จะออกแบบตามเงื่อนไขขั้นต้นแล้ว แต่จะพบกับปัญหาความไม่ตรงกัน (mismatch) ซึ่งจะทำให้ $g_{m3} \neq g_{m4}$ อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ดังนั้นหากต้องการให้วงจรเป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว จำเป็นจะต้องมีวงจรเพิ่มเติมที่มาช่วยปรับแบบอัตโนมัติให้ $g_{m3} = g_{m4}$ อยู่ตลอดเวลา

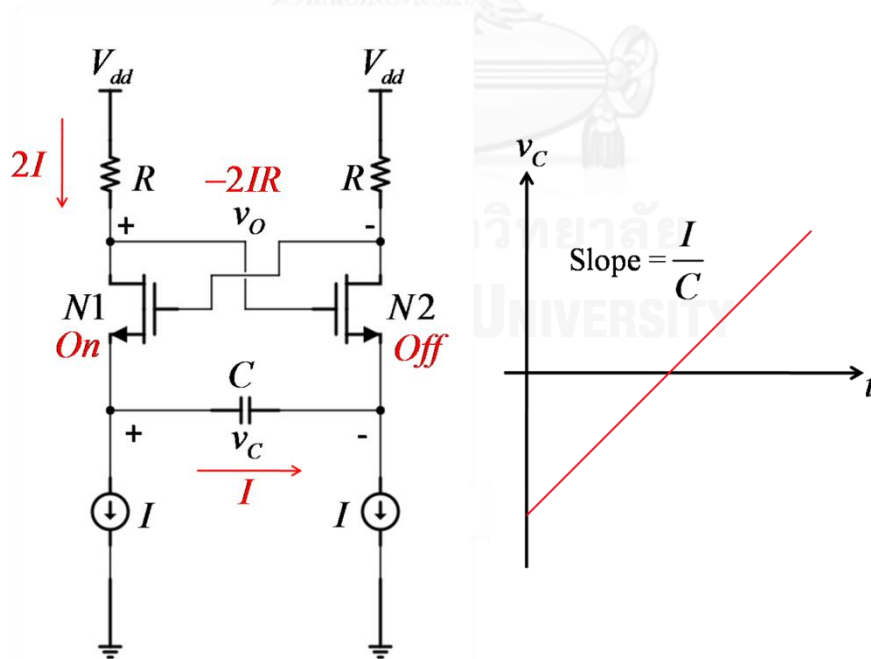
2.2.5 วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากแบบผ่อนคลาย [21]

วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากเป็นดังรูปที่ 2.11 วงจรลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่า Quadrature Relaxation Oscillator (QRXO) เมื่อวงจรทำงานทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะสลับกันเปิดและปิดไปพร้อมๆ กัน สมมุติว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์ N1 เปิด ทรานซิสเตอร์ N2 จะปิด ส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่าน N1 มีค่าเป็น $2I$ และแยกไหลไปทางด้านขวา ผ่านไปทางตัวเป็นประจุเป็น I แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_c ก็จะเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น (เนื่องจากกระแสไหลผ่านคงที่) ดังรูปที่ 2.12 จนกระทั่ง v_c

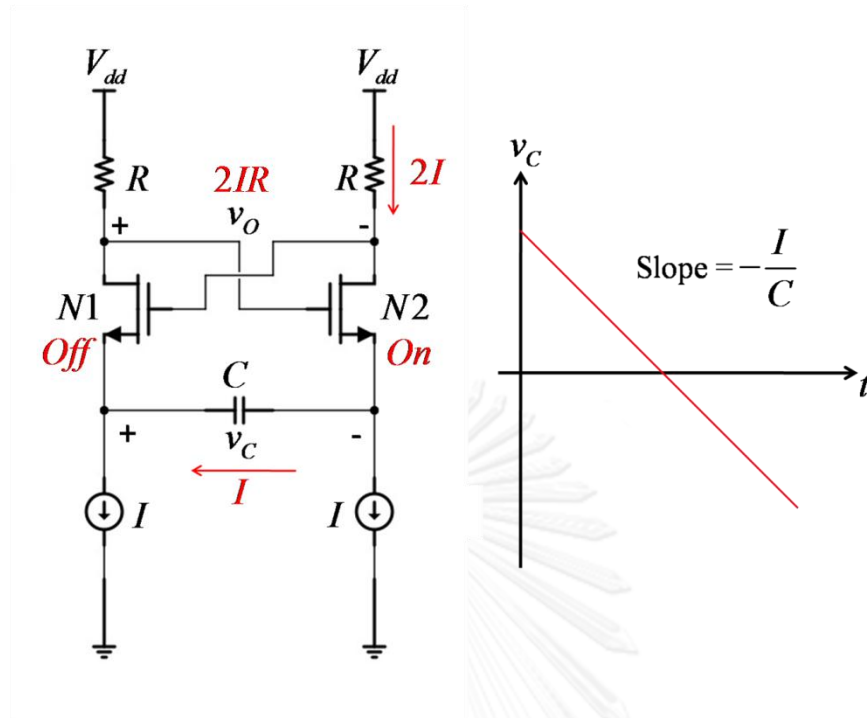
มีค่ามากเกินไป จะทำให้ N1 ปิด และ N2 เปิดแทน กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุก็จะไหลไปทางด้านซ้ายด้วยค่า I ทำให้ v_C ลดลงแบบเชิงเส้นจนกระทั่งมีค่าเป็นลบได้ ดังรูปที่ 2.13 แต่เมื่อ v_C มีค่าเป็นลบมากเกินไป ก็จะทำให้ N1 เปิดและ N2 ปิด เป็นกระบวนการสลับกันไปกันมาเช่นนี้เรื่อยไป



รูปที่ 2.11 QRXO

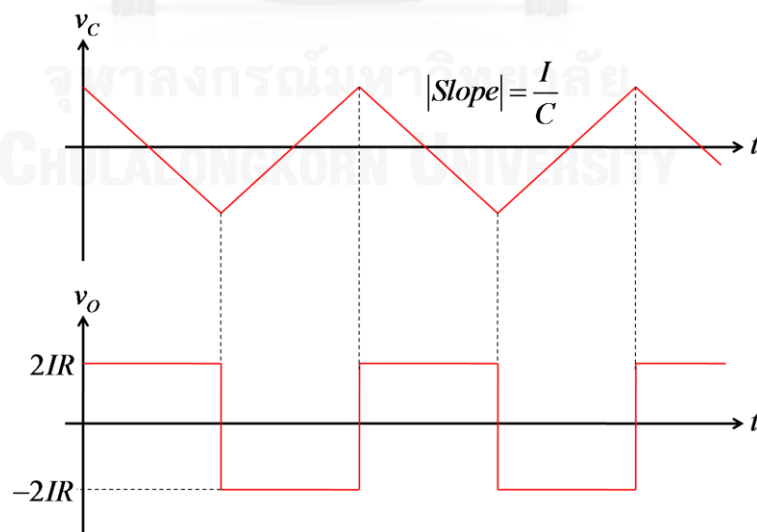


รูปที่ 2.12 การทำงานของ QRXO ในช่วงแรงดันตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.13 การทำงานของ QRXO ในช่วงแรงดันตัวเก็บประจุลดลง

สำหรับการวิเคราะห์ v_o นั้น พิจารณาขณะที่ N1 เปิด และ N2 ปิด จะต้องไม่มีกระแสไหลในเส้นขนา ดังนั้น ขั้วลบของ v_o จะต้องมามีค่าเป็น V_{dd} ขณะนี้ขั้วบวกของ v_o ย่อมมีค่าเป็น $V_{dd} - 2IR$ ดังนั้น $v_o = -2IR$ ในทำนองเดียวกันหาก N1 ปิด และ N2 เปิดแล้ว v_o จะต้องมามีค่าเท่ากับ $2IR$ รูปคลื่นของ v_o จะต้องเป็นรูปสี่เหลี่ยม ขณะทีรูปคลื่นของ v_c จะต้องเป็นรูปสามเหลี่ยม ความสัมพันธ์ทางด้านเวลาของทั้งสองรูปคลื่นเป็นไปดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นที่กำเนิดจาก QRXO

จะเห็นว่า v_c มีเฟสนำ v_o อยู่ 90° จึงทำให้ได้สัญญาณที่เป็นมุมฉากกัน โดยให้ v_c คือ เฟส Q และ v_o คือเฟส I

หากปรับค่าตัวเก็บประจุ จะทำให้ความชันของสัญญาณสามเหลี่ยมเปลี่ยนไป โดยที่หากค่าความจุมาก ความชันก็จะน้อย แต่ในทางกลับกันหากค่าตัวเก็บประจุน้อยความชันก็จะมาก ซึ่งส่งผลถึงคาบและความถี่ นั่นคือ หากค่าความจุน้อยจะทำให้เกิดสัญญาณความถี่สูง ขณะที่ความจุมาก จะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ต่ำ

นอกจากนี้ สัญญาณทั้งสองเป็นรูปแบบที่แน่นอนคือ เป็นรูปสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม ซึ่งทั้งสองรูปนี้สามารถวิเคราะห์ค่าของสัญญาณฮาร์มอนิกได้ ด้วยข้อมูลดังกล่าว จะทำให้เรามีข้อมูลในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านต่ำเพื่อให้สัญญาณเป็นรูปไซน์ต่อไปได้

2.3 สรุป

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา จะสังเกตเห็นได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณเกี่ยวข้องกับตัวเก็บประจุเป็นส่วนมาก รวมถึงตัวเก็บประจุเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดความถี่ของสัญญาณ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอ วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากรูปไซน์ที่สามารถปรับความถี่ได้โดยการใช้วงจรวีคุณความจุไฟฟ้า นั่นคือ ใช้วงจรวีคุณความจุไฟฟ้าเป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ สำหรับโครงสร้างของวงจรวีคุณความจุไฟฟ้าและโครงสร้างของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะอธิบายในบทถัดๆไป

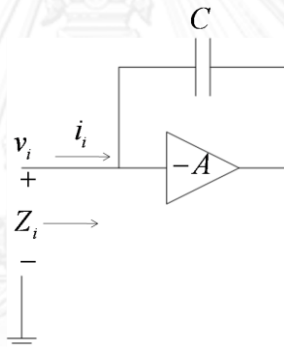
บทที่ 3 วงจรรีคูณความจุไฟฟ้า

3.1 การวิเคราะห์ห้วงจรรีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์

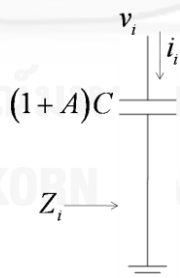
วงจรรีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์ (Miller's theorem) แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยวงจรรขยายที่มีอัตราขยายเป็น $-A$ ต่อขนานอยู่กับตัวเก็บประจุ C วงจรนี้สามารถเขียนอิมพีแดนซ์ขาเข้าได้เป็น

$$Z_i(s) = \frac{1}{s(1+A)C} \quad (3.1)$$

ดังนั้น จากสมการที่ 3.1 จะเห็นได้ว่า วงจรดังกล่าวเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวที่มีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ $(1+A)C$ ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 วงจรรีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ทฤษฎีของมิลเลอร์



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 3.1

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ วงจรรขยายนั้นไม่เป็นอุดมคติและสามารถจำลองความไม่เป็นอุดมคติของวงจรรขยายในรูปแบบต่างๆได้ รูปแบบหนึ่งที่ถูกเขื่อนนำมาใช้คือ การกำหนดให้วงจรรขยายมีความต้านทานขาออกเป็น R_o และมีความจุขาออกเป็น C_L รูปที่ 3.3 แสดงถึงวงจรรีคูณความจุไฟฟ้าโดยจำลองความไม่เป็นอุดมคติของวงจรรขยายเข้าไปด้วย วงจรดังกล่าวสามารถหาความต้านทานขาเข้าได้เป็น

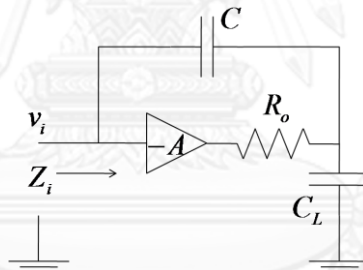
$$Z_i(s) = \frac{C + C_L}{CC_L} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_o(C + C_L)}}{s \left(s + \frac{1 + A}{R_o C_L} \right)} \quad (3.2)$$

สำหรับวงจรใดๆ หากจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุได้ อิมพีแดนซ์ขาเข้าจะต้องมีโพลอยู่ที่ศูนย์เท่านั้น แต่จะสังเกตเห็นได้ว่า อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าที่คำนึงถึงความไม่ เป็นอุดมคติของวงจรขยาย จะมีโพลและซีโรเพิ่มขึ้นมาอีกอย่างละตัวตามสมการที่ 3.2 โดยโพลและซีโรที่เพิ่มมานั้นอยู่ที่

$$\omega_p = -\frac{1 + A}{R_o C_L} \quad (3.3)$$

$$\omega_z = -\frac{1}{R_o(C + C_L)} \quad (3.4)$$

ตามลำดับ



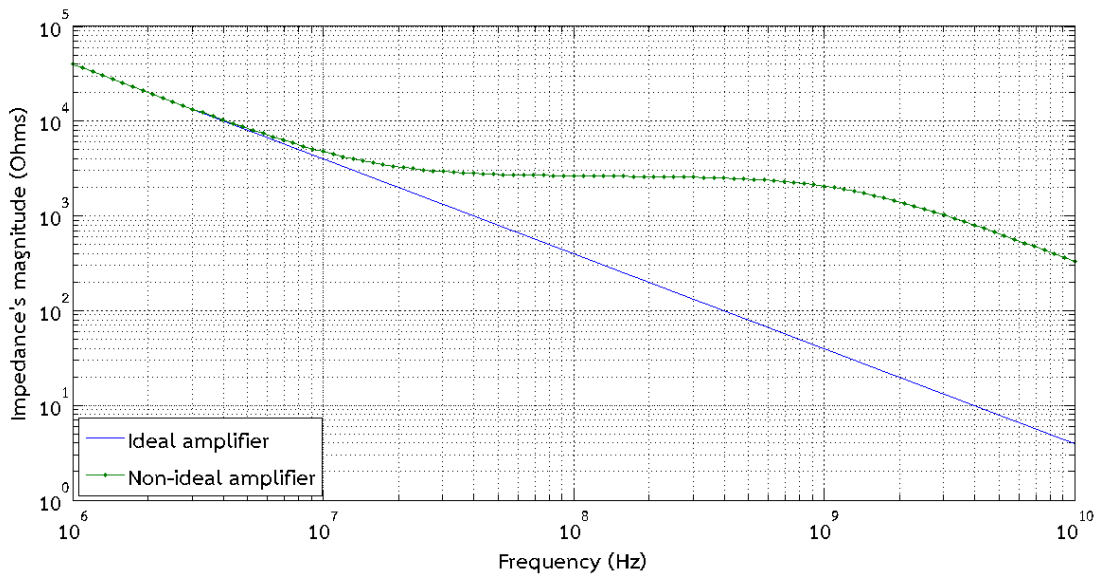
รูปที่ 3.3 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าที่คำนึงถึงความไม่ เป็นอุดมคติของวงจรขยาย

อย่างไรก็ดี หากวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ความไม่ เป็นอุดมคติของวงจรขยายจะส่งผลน้อย และทำให้วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุอยู่ แต่หากวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าใช้งานในย่านความถี่สูง ความไม่ เป็นอุดมคติของวงจรขยายจะส่งผลมาก และทำให้วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าไม่สามารถเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวได้ สมมติให้ $A = 3$, $C = 1\text{pF}$, $R_o = 10\text{k}\Omega$ และ $C_L = 50\text{fF}$ เมื่อใช้สมการที่ 3.3 และ 3.4 จะได้ว่า โพลและซีโรอยู่ที่ -1.273GHz และ -15.16MHz ตามลำดับ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของขนาดอิมพีแดนซ์ขาเข้าจะเป็นดังรูปที่ 3.4

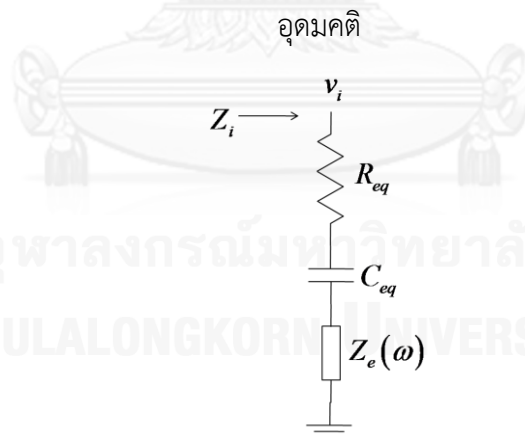
ดังนั้น หากวงจรขยายไม่ เป็นอุดมคติแล้ว อิมพีแดนซ์ขาเข้าจะไม่สามารถเปรียบเสมือนเป็น ตัวเก็บประจุอย่างเดียวได้อีกต่อไป หากสมมติว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าประกอบด้วยตัวเก็บประจุต่อ

อนุกรมกับตัวต้านทาน ดังรูปที่ 3.5 โดยที่ $Z_e(\omega)$ คือผลความผิดพลาดของวงจรสมมูลนี้ที่ความถี่ต่างๆ อิมพีแดนซ์สมมูลนี้ (โดยไม่รวมความผิดพลาด) จะเขียนได้เป็น

$$Z_{eq}(s) = R_{eq} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{eq}C_{eq}}}{s} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของขนาดอิมพีแดนซ์ในกรณีที่วงจรขยายเป็นอุดมคติและไม่เป็น



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลที่มีตัวเก็บประจุอนุกรมกับตัวต้านทาน

เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรในรูปที่ 3.3 ที่ความถี่ใดๆ โดยการแทน $s = j\omega$ ลงไปในสมการที่ 3.2 แล้วพิจารณาที่ความถี่ต่ำ เราจะสามารถละเลยโพลในสมการที่ 3.3 ที่จะได้ สมการที่ 3.2 จะสามารถเขียนได้เป็น

$$Z_i(s) = \frac{R_o(C+C_L)}{(1+A)C} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_o(C+C_L)}}{s} \quad (3.6)$$

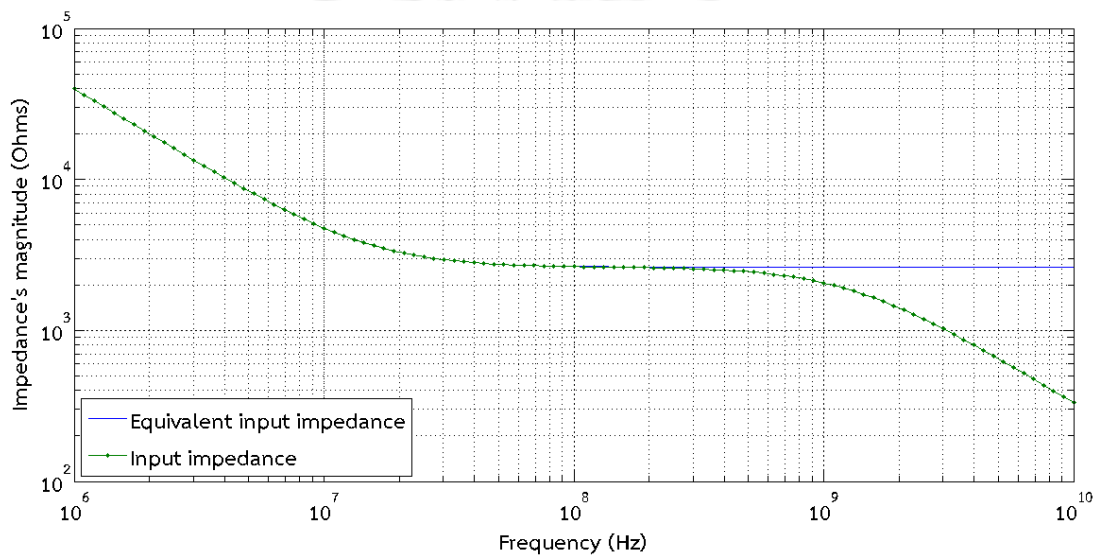
นำสมการที่ 3.6 เปรียบเทียบกับสมการที่ 3.5 จะได้ว่า

$$C_{eq} = (1+A)C \quad (3.7)$$

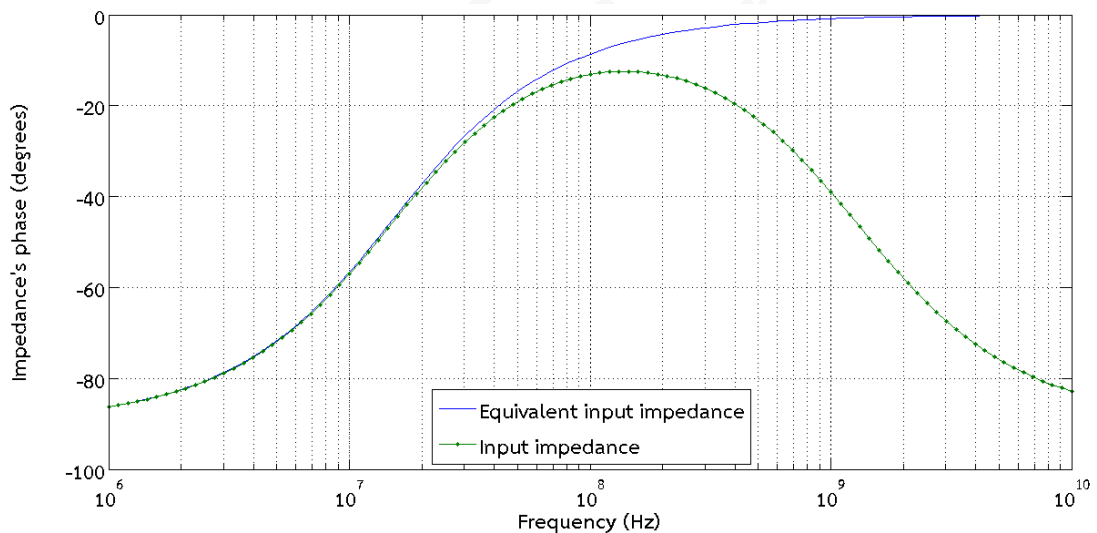
และ

$$R_{eq} = \frac{R_o(C+C_L)}{(1+A)C} \quad (3.8)$$

นั่นคือวงจรที่ความถี่สูงๆยังสามารถวัดความถี่ได้เช่นเดิม เพียงแต่เปรียบเสมือนมีตัวต้านทานมาต่ออนุกรมอยู่ด้วย



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรสมมูลกับวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบไม่เป็นอุดมคติ (ก) ขนาด (ข) เฟส

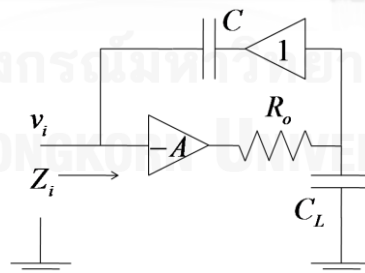
การใช้วงจรสมมูลในแบบดังกล่าวจะสามารถเปรียบเสมือนอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรในรูปที่ 3.3 ได้ดีในกรณีที่ต่ำกว่าความถี่ของโพล (ตัวที่ไม่ใช่ศูนย์) ประมาณสิบเท่า เนื่องจากผลการเลื่อนเฟสของโพลจะเริ่มจากความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่โพลประมาณสิบเท่า แต่ถ้าหากดูเพียงแค่นขนาดของอิมพีแดนซ์ ผลของโพลจะเกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่โพล

หากกำหนดให้ $A=3$, $C=1pF$, $R_o=10k\Omega$ และ $C_L=50fF$ จากสมการที่ 3.7 และ 3.8 อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบไม่เป็นอุดมคติจะสมมูลกับวงจรดังรูปที่ 3.5 โดยที่ $C_{eq}=4pF$ และ $R_{eq}=2.625k\Omega$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลและอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบไม่อุดมคติแสดงไว้ในรูปที่ 3.6

3.2 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์

วิธีการหนึ่งในการปรับปรุงวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าเพื่อให้ความต้านทานสมมูลลดลง คือการต่อบัฟเฟอร์ลงไปในวงจรดังรูปที่ 3.7 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์นี้สามารถเขียนอิมพีแดนซ์ขาเข้าได้เป็น

$$Z_i(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_o C_L}}{s \left(s + \frac{1+A}{R_o C_L} \right)} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.7 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์

เมื่อพิจารณาที่ความถี่ต่ำเพียงพอที่จะละเลยผลของโพลได้ อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรนี้จะลดรูปได้เป็น

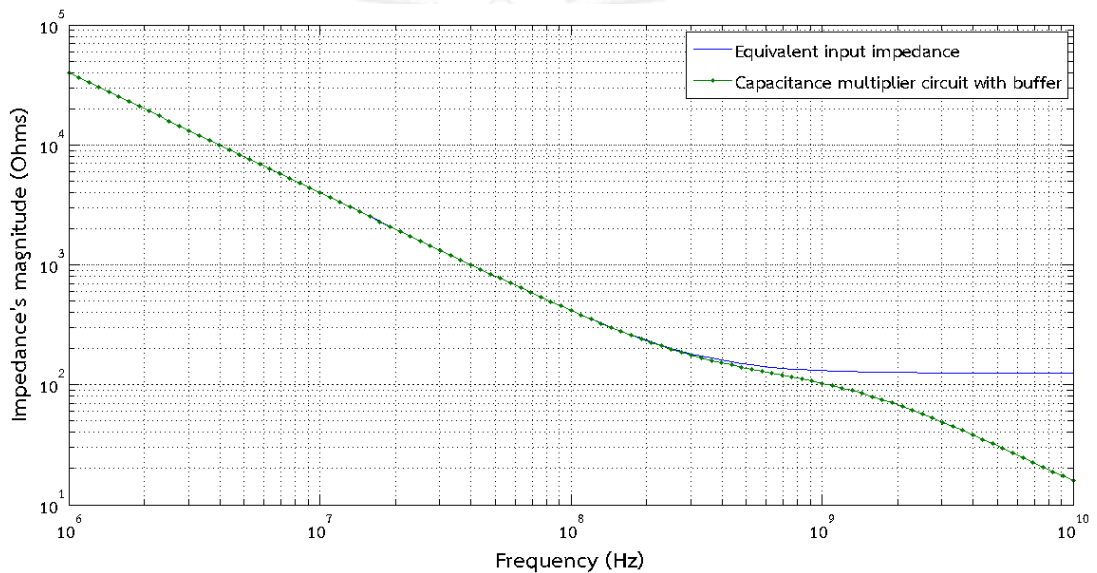
$$Z_i(s) = \frac{R_o C_L}{(1+A)C} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_o C_L}}{s} \quad (3.10)$$

เปรียบเทียบสมการที่ 3.10 กับสมการที่ 3.5 จะได้ว่า

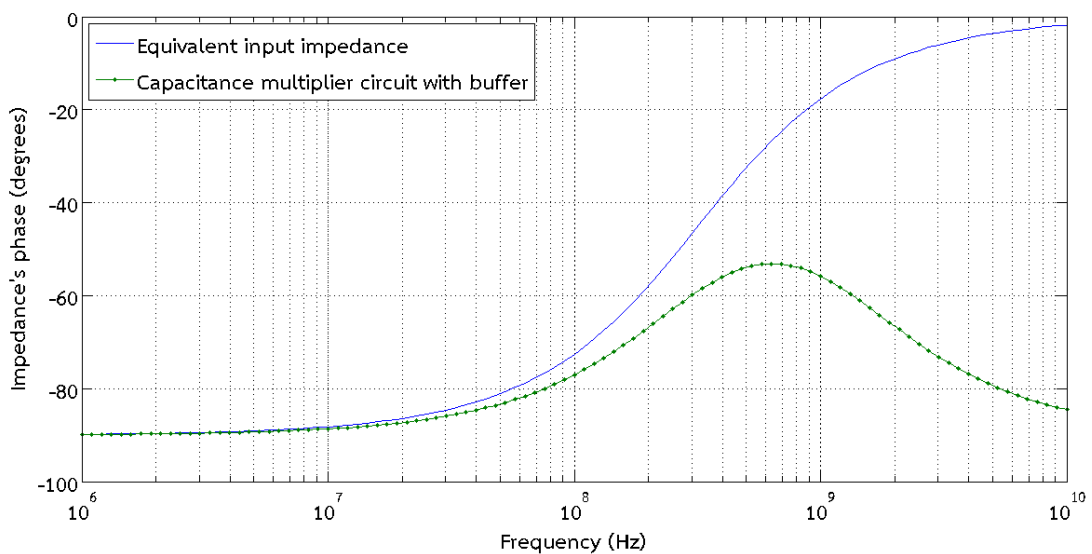
$$C_{eq} = (1 + A)C \quad (3.11)$$

$$R_{eq} = \frac{R_o C_L}{(1 + A)C} \quad (3.12)$$

เมื่อกำหนดให้ $A = 3$, $C = 1pF$, $R_o = 10k\Omega$ และ $C_L = 50fF$ จากสมการที่ 3.11 และ 3.12 อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์จะมีความจุไฟฟ้าสมมูลและความต้านทานสมมูลคือ $C_{eq} = 4pF$ และ $R_{eq} = 125\Omega$ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลและอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.8



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลขาเข้ากับอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรวีคูณ
ความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ (ก) ขนาด (ข) เฟส

จะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทานสมมูลนั้นลดลง ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยการนำสมการที่ 3.12 และสมการที่ 3.8 มาหาอัตราส่วนกัน นั่นคือ

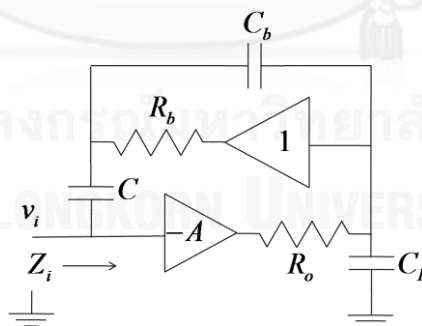
$$\frac{R_{eq}(\text{with buffer})}{R_{eq}(\text{without buffer})} = \frac{C_L}{C + C_L} \quad (3.13)$$

ในกรณีดังกล่าว ความต้านทานสมมูลของวงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ลดลงไป
เป็น $1/21$ เท่าของความต้านทานสมมูลของวงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยไม่ใช้บัฟเฟอร์

อย่างไรก็ตาม การใช้บัฟเฟอร์ไม่ได้ช่วยแก้ปัญหาของผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรวีคูณ
ความจุไฟฟ้า กล่าวคือ ผลของโพลที่ละลายไปจะมีผลที่ความถี่เดียวกัน ทำให้การใช้งานของวงจรวี
คูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ในช่วงความถี่สูงถูกจำกัดด้วยโพลตามสมการที่ 3.3 แต่ถ้าหากเรา
พิจารณาผลที่เกิดขึ้นจากความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์ด้วยแล้ว เราจะสามารถทำให้ช่วงความถี่
การใช้งานของวงจรมีค่าสูงขึ้นได้ โดยการเลือกค่าที่เหมาะสมดังที่จะกล่าวในหัวข้อถัดไป

3.3 ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์

สำหรับการสังเคราะห์วงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ด้วย CMOS วงจรบัฟเฟอร์เอง
ก็มีความไม่เป็นอุดมคติด้วยเช่นกัน ผลจากความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์นี้สามารถจำลองได้ดัง
วงจรในรูปที่ 3.9 โดยที่ C_b และ R_o คือผลจากความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์



รูปที่ 3.9 วงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคติของบัฟเฟอร์

อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรในรูปที่ 3.9 สามารถเขียนได้เป็น

$$Z_i(s) = \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_b} + \frac{1}{C_L} \right) \cdot \frac{s^2 + K_1 s + K_2}{s \left(s + \frac{1+A}{R_o C_L} \right) \left(s + \frac{1}{R_b C_b} \right)} \quad (3.14)$$

โดยที่

$$K_1 = \frac{R_b C + R_o C_L + R_b C_b}{R_o R_b (C_b C + C_L C + C_b C_L)} \quad (3.15)$$

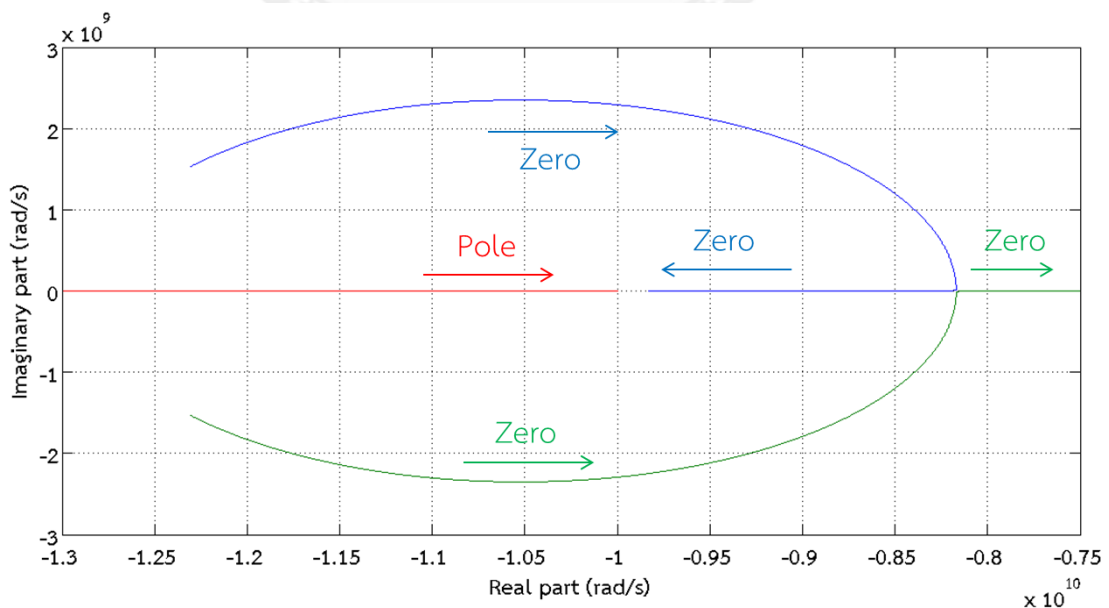
และ

$$K_2 = \frac{1}{R_o R_b (C_b C + C_L C + C_b C_L)} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ 3.14 อิมพีแดนซ์ขาเข้านั้นมีโพลสามตัวและมีซีโรสองตัว โดยที่โพลทั้งสามตัวอยู่ที่ศูนย์, $-\frac{1+A}{R_o C_L}$ และ $-\frac{1}{R_b C_b}$ ตามลำดับ ขณะที่ซีโรไม่สามารถเขียนอยู่ในรูปอย่างง่ายได้ และอาจจะมีค่าเป็นเชิงซ้อนได้อีกด้วย อย่างไรก็ตามหากตัวเก็บประจุ C_L ไม่ได้เป็นตัวเก็บประจุที่เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรรขยาย แต่เป็นตัวเก็บประจุที่ต่อเข้าไปในวงจร การเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุนี้จะสามารถทำให้ โพลที่ $-\frac{1+A}{R_o C_L}$ และซีโรทั้งสองตัวเคลื่อนที่ จากปรากฏการณ์นี้ ทำให้มีค่า C_L ค่าหนึ่งที่ทำให้โพลที่เคลื่อนที่นี้ไปหักล้างกับซีโรตัวหนึ่ง (ที่เคลื่อนที่เช่นกัน) พอดี

กำหนดให้ $A=3$, $C=1pF$, $R_o=10k\Omega$, $R_b=100\Omega$ และ $C_b=0.5fF$ เส้นทางเคลื่อนที่ของโพลและซีโรที่เคลื่อนที่โดยการแปรค่า C_L จาก $6fF$ ถึง $40fF$ เป็นไปดังรูปที่ 3.10 โพลที่ไม่ได้เคลื่อนที่อยู่ที่ศูนย์และ $-\frac{1}{R_b C_b} = -2 \times 10^{13} rad/s$ ตามลำดับ โพลทั้งสองนี้ไม่ได้

แสดงอยู่ในรูปที่ 3.10 ลูกศรในรูปแสดงถึงทิศทางการเคลื่อนที่ของโพลและซีโรเมื่อแปรค่า C_L จากค่าน้อยไปหาค่ามาก



รูปที่ 3.10 เส้นทางเคลื่อนที่ของโพลและซีโรเมื่อแปรค่า C_L

จากรูปแบบการเคลื่อนที่ของโพลและซีโรจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ต้องมี C_L ค่าหนึ่งที่ทำให้ โพลและซีโรเคลื่อนที่มาหากล้ากันได้ เงื่อนไขนี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$-\frac{1+A}{R_o C_L} = \frac{-K_1 - \sqrt{K_1^2 - 4K_1 K_2}}{2} \quad (3.17)$$

โดยที่ K_1 และ K_2 เป็นไปตามสมการที่ 3.15 และ 3.16 ตามลำดับ

เมื่อแก้สมการที่ 3.17 ควบคู่ไปกับสมการที่ 3.15 และ 3.16 จะได้สมการเพื่อหาค่าของ C_L ที่ทำให้เกิดการหักล้างกันของโพลและซีโรคือ

$$C_L^2 - \frac{R_b(C+C_b)(1+A)}{R_o} C_L - \frac{R_b C_b C(1+A)^2}{AR_o} = 0 \quad (3.18)$$

โดยเลือกคำตอบที่ C_L มีค่ามากกว่าศูนย์

หากนำค่า C_L ที่ได้จากการแก้สมการนี้ แทนค่าลงในสมการที่ 3.14 ย่อมจะทำให้โพลและซีโรคู่หนึ่งหักล้างกันไป อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรในรูปที่ 3.9 จะเหลือโพลเพียงสองตัว และซีโรอีกตัวหนึ่ง โดยโพลที่เหลืออยู่ ตัวหนึ่งนั้นอยู่ที่ศูนย์ ขณะที่อีกตัวหนึ่งอยู่ที่

$$\omega_p = -\frac{1}{R_b C_b} \quad (3.19)$$

และซีโรที่เหลืออยู่ที่

$$\omega_z = \frac{-K_1 + \sqrt{K_1^2 - 4K_1 K_2}}{2} \quad (3.20)$$

ในช่วงความถี่ที่ต่ำจนละเลยโพลในสมการที่ 3.19 ได้ อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าโดยใช้บัพเฟอร์จะมีค่าความจุและค่าความต้านทานสมมูลคือ

$$C_{eq} = (1+A)C \quad (3.21)$$

และ

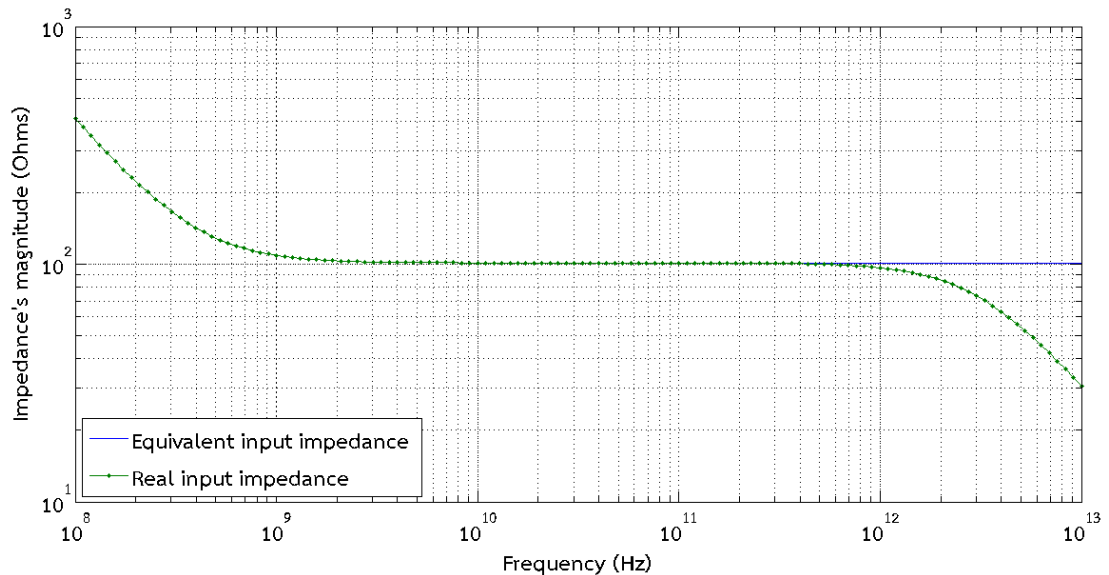
$$R_{eq} = R_b C_b \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_L} + \frac{1}{C_b} \right) \quad (3.22)$$

โดยสมการที่ 3.22 จะถูกต้องได้ จะต้องใช้ค่า C_L ที่ได้จากการแก้สมการที่ 3.18 เท่านั้น

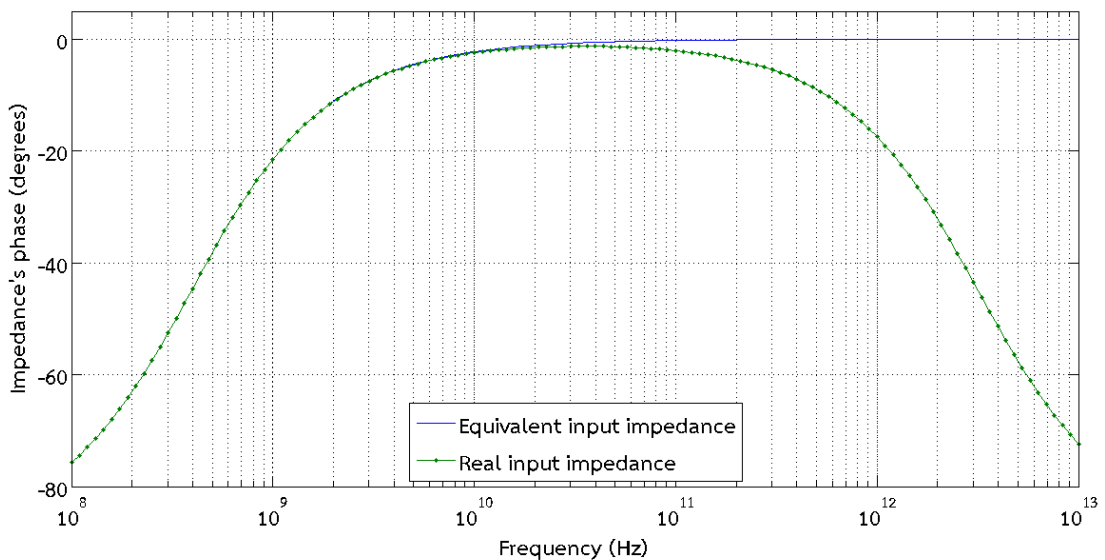
อย่างไรก็ตาม หาก C_L เป็นค่าใดๆ ที่ทำให้ซีโรเป็นจำนวนจริง จะหาค่าความต้านทานสมมูลได้เป็น

$$R_{eq} = \frac{R_o C_L + R_b(C+C_b) + \sqrt{[R_o C_L - R_b(C+C_b)]^2 - 4R_o R_b C_b C}}{2(1+A)C} \quad (3.23)$$

เมื่อ $A=3$, $C=1pF$, $R_o=10k\Omega$, $R_b=100\Omega$ และ $C_b=0.5fF$ แทนค่าทั้งหมดลงในสมการที่ 3.18 จะได้ $C_L=40.676fF$ นำค่าที่ได้แทนต่อลงในสมการที่ 3.21 และ 3.22 จะได้ $C_{eq}=4pF$ และ $R_{eq}=101.28\Omega$ โพลที่เหลืออยู่และจะเป็นโพลที่จำกัดช่วงความถี่ในการใช้งานของวงจรที่ความถี่คือโพลในสมการที่ 3.19 มีค่าเท่ากับ $-3.183THz$



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์สมมูลขาเข้ากับอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรที่ความถี่ความถี่ไฟฟ้าโดยการหักล้างโพลและซีโร (ก) ขนาด (ข) เฟส

ดังนั้น เราสามารถเพิ่มช่วงความถี่ในการใช้งานของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัพเฟอร์ได้ เมื่อพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของบัพเฟอร์และเลือกค่า C_L ที่เหมาะสมในการหักล้างโพลและซีโร

3.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดในวงจรสมมูล

เราได้มองอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าสมมูลกับตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวต้านทาน ซึ่งสามารถเขียนเป็นอิมพีแดนซ์สมมูลได้เป็น

$$Z_{eq}(s) = R_{eq} + \frac{1}{sC_{eq}} \quad (3.24)$$

แต่เมื่อวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าทำงานในย่านความถี่สูง วงจรสมมูลดังกล่าวจะมีความผิดพลาด ซึ่งเราจะสังเกตความผิดพลาดทั้งขนาดและเฟส

สำหรับขนาด เราจะวัดความผิดพลาดโดย

$$\text{normalize magnitude error} = \left| \frac{|Z_{eq}(j\omega)| - |Z_i(j\omega)|}{|Z_i(j\omega)|} \right| \quad (3.25)$$

และเฟสจะวัดความผิดพลาดโดย

$$\text{phase error} = \left| \angle Z_{eq}(j\omega) - \angle Z_i(j\omega) \right| \quad (3.26)$$

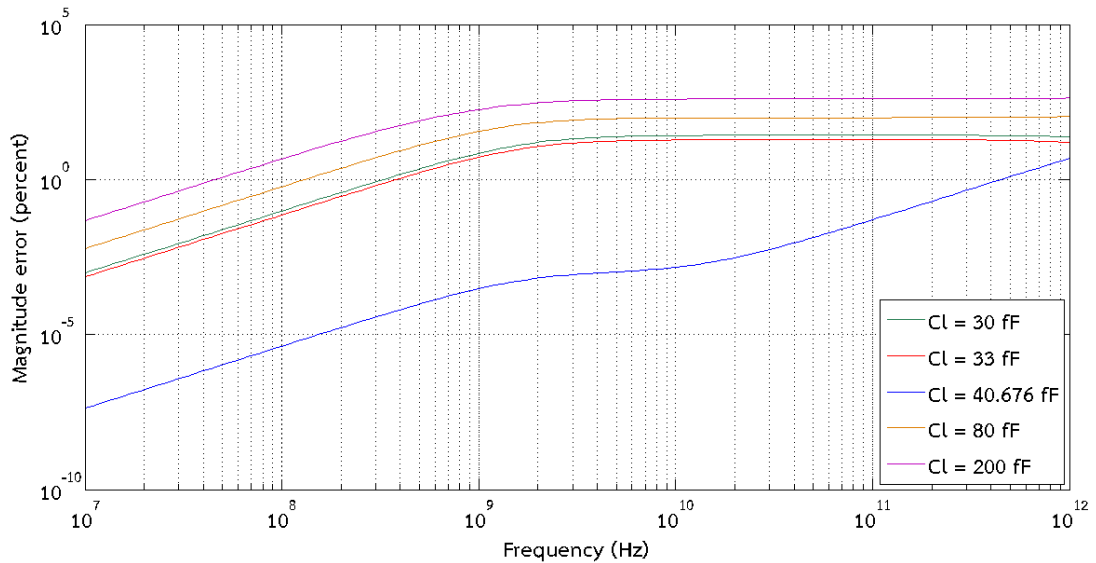
กำหนดให้ $A = 3$, $C = 1\text{pF}$, $R_o = 10\text{k}\Omega$, $R_b = 100\Omega$ และ $C_b = 0.5\text{fF}$ จะคำนวณความจุสมมูลตามสมการที่ 3.21 ได้คือ $C_{eq} = 4\text{pF}$ และเมื่อใช้ C_L ค่าต่างๆกัน จะได้ความต้านทานสมมูลที่คำนวณจากสมการที่ 3.23 ดังตารางที่ 3.1 นอกจากนี้หากกำหนดไว้ว่าความผิดพลาดของวงจรสมมูลทั้งขนาดและเฟสจะต้องไม่เกิน 1% และ 2 องศาตามลำดับ ความถี่สูงสุดที่ใช้งานได้จะสามารถคำนวณได้จากผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดเหล่านี้ ตารางที่ 3.1 ค่าความต้านทานสมมูลและความถี่สูงสุดที่ใช้งานได้เมื่อใช้ C_L ค่าต่างๆ

ค่าความจุ C_L (fF)	ค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} (Ω)	ความถี่ที่ความผิดพลาด ขนาดเป็น 1%	ความถี่ที่ความผิดพลาด เฟสเป็น 2 องศา
30.000	74.37	331.1 MHz	208.9 MHz
33.000	81.95	398.1 MHz	302.0 MHz
40.676	101.3	436.5 GHz	109.6 GHz
80.000	199.8	131.8 MHz	57.54 MHz

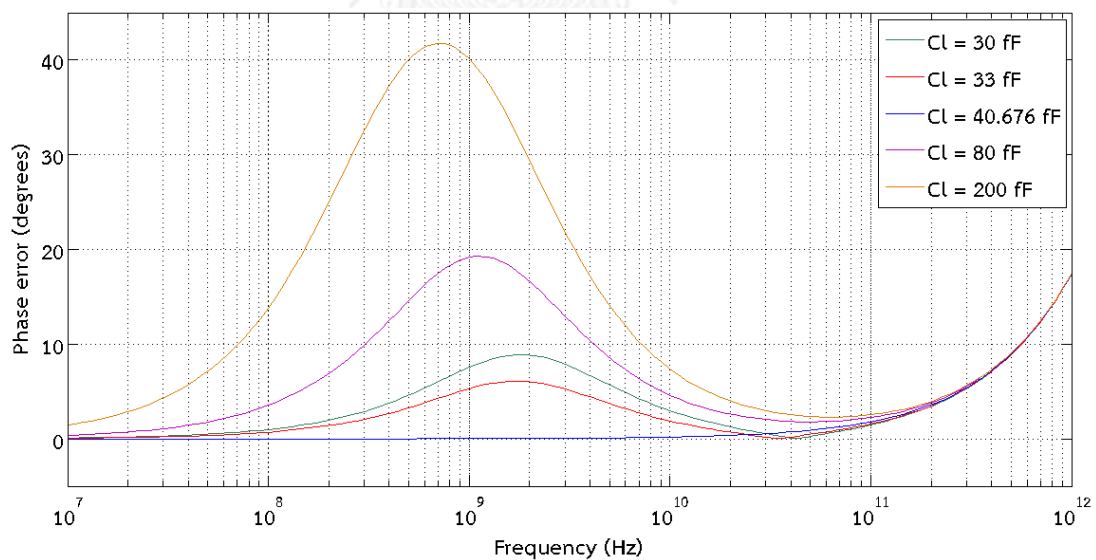
200.00	499.9	47.86 MHz	14.45 MHz
--------	-------	-----------	-----------

จะสังเกตเห็นได้ว่า ค่าความจุ C_L ที่ทำให้โพลและซีโรหักล้างกันได้พอดี (40.676 fF) ทำให้ช่วงความถี่ในการใช้งานขยายขึ้นไปได้เป็นอย่างมาก

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดทั้งขนาดและเฟสเมื่อ C_L มีค่าดังตารางที่ 3.1 เป็นดังรูปที่ 3.12



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดวงจรมุมล (ก) ขนาด (ข) เฟส

3.5 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS

วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์สามารถสังเคราะห์เป็นวงจร CMOS อย่างง่ายได้ดังรูปที่ 3.13 วงจรดังกล่าวใช้วงจรขยายคือ วงจร common source ต่อร่วมกับ วงจรบัฟเฟอร์คือ วงจร source follower อัตราขยายของวงจรจะมีค่าเป็น

$$A = g_{m1} \frac{r_{o1} R}{r_{o1} + R} \quad (3.27)$$

โดยที่ g_{m1} และ r_{o1} คือ trans-conductance และความต้านทานภายในจาก channel length modulation ของทรานซิสเตอร์ N1

ความต้านทานขาออกของวงจรขยายมีค่าเป็น

$$R_o = \frac{r_o R}{r_o + R} \quad (3.28)$$

ค่าความจุ C_L มีค่าเป็น

$$C_L = C_{ds1} + C_c \quad (3.29)$$

โดยที่ C_{ds1} คือค่าความจุระหว่างขั้ว drain และ source ของทรานซิสเตอร์ N1

ความต้านทานขาออกของวงจรบัฟเฟอร์คือ

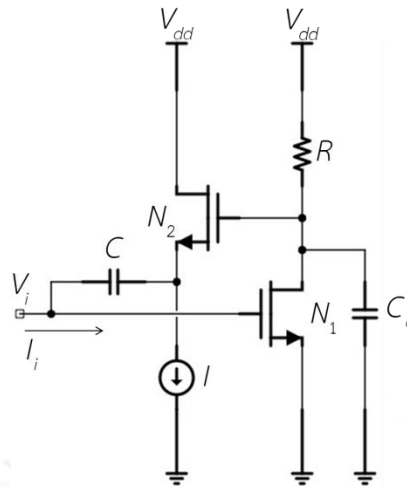
$$R_b = \frac{r_{o2}}{1 + g_{m2} r_{o2}} \quad (3.30)$$

โดยที่ g_{m2} และ r_{o2} คือ trans-conductance และความต้านทานภายในจาก channel length modulation ของทรานซิสเตอร์ N2

และ ค่าความจุของบัฟเฟอร์คือ

$$C_b = C_{gs2} \quad (3.31)$$

โดยที่ C_{gs2} คือค่าความจุระหว่างขั้ว gate และ source ของทรานซิสเตอร์ N2



รูปที่ 3.13 วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์

ในการจำลองผล ทราานซิสเตอร์ทุกตัวใช้แบบจำลองของ Global Foundry 0.35 μm EE PROM พารามิเตอร์ต่างๆเป็นดังตารางที่ 3.2
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ในการจำลองผลวงจรวีคูณความจุไฟฟ้า

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
V_{dd}	3.3V	$(W/L)_{N1}$	40 $\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$
V_i	1.2V	$(W/L)_{N2}$	100 $\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$
I	5mA	C	1pF
R	600 Ω	-	-

ผลจากการจำลองการทำงานวงจร จะได้พารามิเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กต่างๆ และเมื่อนำค่าที่ได้เหล่านี้ ไปแทนลงในสมการที่ 3.27 ถึงสมการที่ 3.31 จะได้พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์ดังตารางที่ 3.3
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กและพารามิเตอร์ของวงจรวีคูณความจุไฟฟ้าโดยใช้บัฟเฟอร์

พารามิเตอร์	ค่าที่ได้	พารามิเตอร์	ค่าที่ได้
g_{m1}	7.573mS	C_{gs2}	103.8 fF
r_{o1}	4.808k Ω	A	4.040
C_{ds1}	15.54 fF	R_o	533.4 Ω
g_{m2}	17.26mS	R_b	56.87 Ω
r_{o2}	3.083k Ω	C_b	103.8 fF

นำค่าที่ได้ ไปแทนค่าในสมการที่ 3.18, 3.21 และ 3.22 จะได้ผลลัพธ์คือ

$$C_{eq} = 5.040\text{pF}, R_{eq} = 71.29\Omega \text{ และ } C_L = 693.5\text{fF}$$

สุดท้าย สืบเนื่องจากสมการที่ 3.29 เราจะได้ว่า ตัวเก็บประจุที่ต้องใส่ลงไปเพื่อหักล้างโพล และซีโรคือ $C_c = 678.0 \text{ fF}$

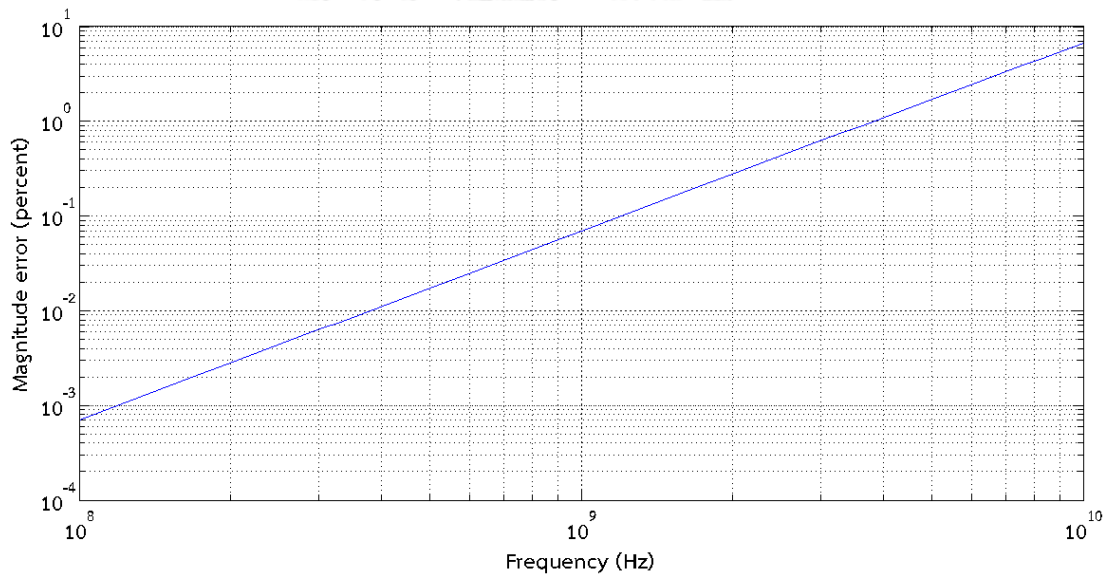
ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดโดยใช้สูตรตามหลักการที่กล่าวไว้ข้างต้นเป็นดังรูปที่ 3.14 ความผิดพลาดขนาดที่ 1% และความผิดพลาดเฟสที่ 2 องศาอยู่ที่ความถี่ 3.631GHz และ 912.0MHz ตามลำดับ

ในทางปฏิบัติ ค่าความจุสมมูลและความต้านทานสมมูลจากการจำลองผลสามารถหาได้จาก

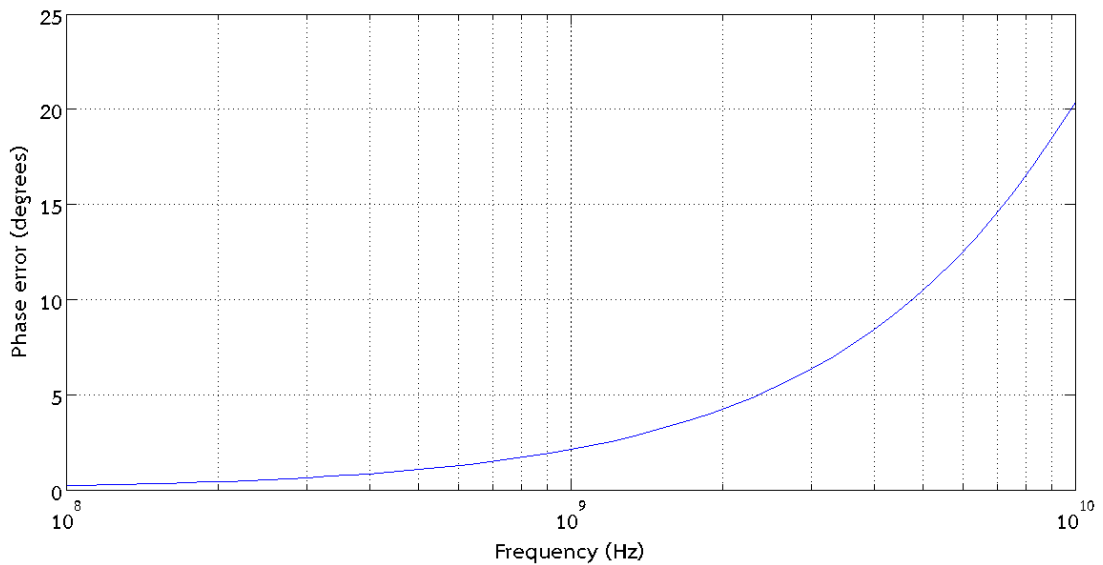
$$R_{eq} = \text{Re} \left(\frac{v_i(j\omega)}{i_i(j\omega)} \right) \quad (3.32)$$

$$C_{eq} = - \frac{1}{\omega \text{Im} \left(\frac{v_i(j\omega)}{i_i(j\omega)} \right)} \quad (3.33)$$

โดยจะต้องใช้สมการดังกล่าวที่ความถี่ต่ำ เนื่องจากที่ความถี่สูงจะมีผลของความผิดพลาดเกิดขึ้น ทำให้ค่าที่ได้ผิดเพี้ยนไป



(ก)



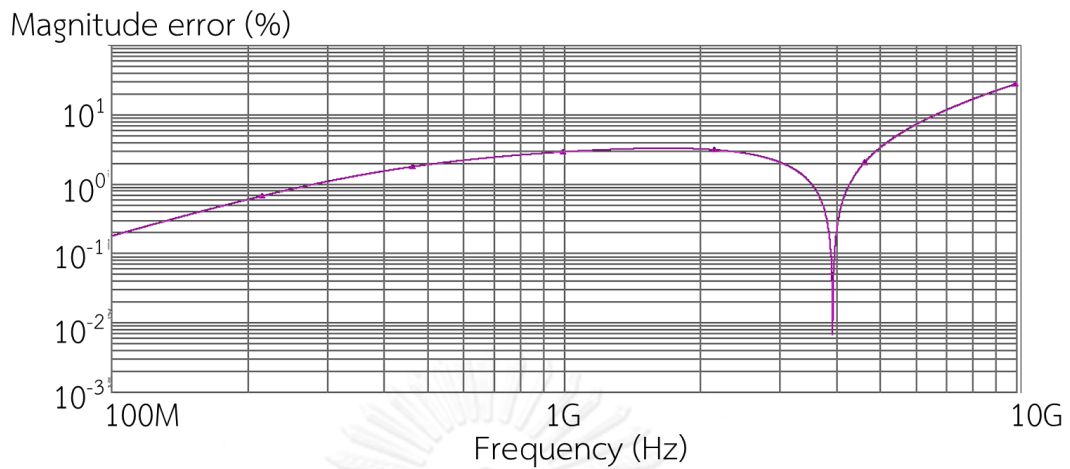
(ข)

รูปที่ 3.14 ผลตอบสนองความผิดพลาดทางทฤษฎีของวงจรที่ควบคุมความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS (ก)
ขนาด (ข) เฟส

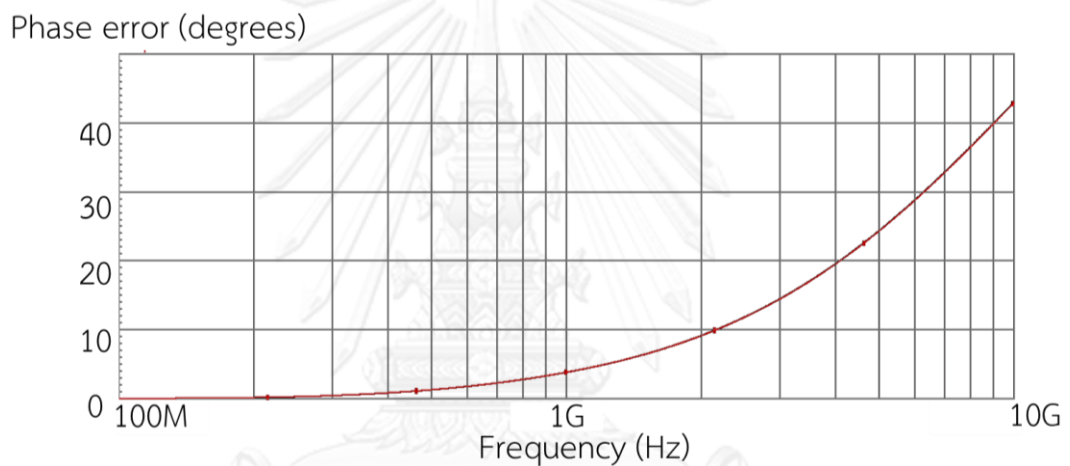
เมื่อใช้ความถี่ที่ 1kHz กับค่าความจุ $C_c = 678.0\text{fF}$ สำหรับการหักล้างกันระหว่างโพลกับซีโร แล้วใช้สมการที่ 3.32 กับ 3.33 จะได้ $C_{eq} = 5.061\text{pF}$ และ $R_{eq} = 75.10\Omega$

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาดเป็นดังรูปที่ 3.15 ความผิดพลาดขนาดที่ 1% และความผิดพลาดเฟสที่ 2 องศาอยู่ที่ความถี่ 279.6MHz และ 645.2MHz ตามลำดับ ตารางที่ 3.4 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากทางทฤษฎีและจากการจำลองผล

ค่าที่ได้	จากทางทฤษฎี	จากการจำลองผล	ความผิดพลาด
C_{eq}	5.040pF	5.061pF	0.4149%
R_{eq}	71.29Ω	75.10Ω	5.073%
ความถี่ที่มีความผิดพลาดขนาด 1%	3.631GHz	279.6MHz	1199%
ความถี่ที่มีความผิดพลาดเฟส 2 องศา	912.0MHz	645.2MHz	41.35%



(ก)



(ข)

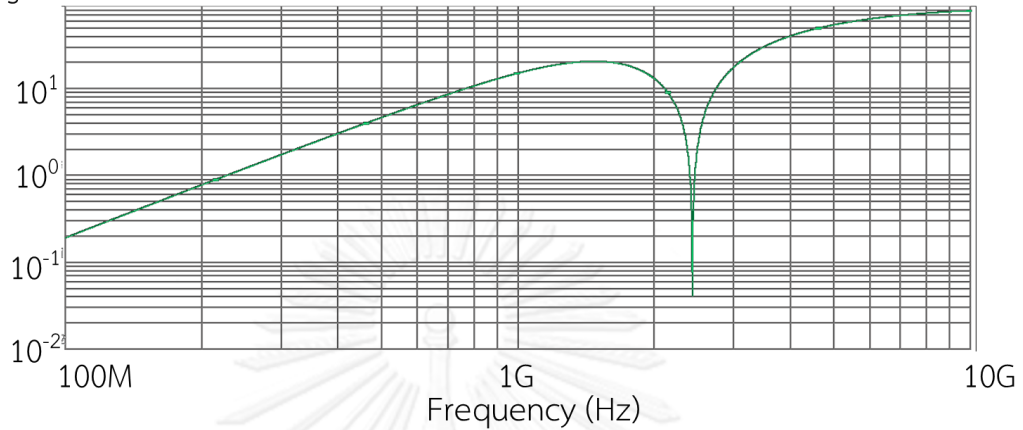
รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองความผิดพลาดทางปฏิบัติของวงจรวีคุณความจุไฟฟ้าโดยใช้ CMOS (ก)
ขนาด (ข) เฟส

ผลการจำลองวงจรมีผลทางทฤษฎีมีความแม่นยำสำหรับ C_{eq} และ R_{eq} แต่มีความผิดพลาดไปอย่างมากในการหาค่าความถี่ที่มีความผิดพลาดขนาด 1% และความถี่ที่มีความผิดพลาดเฟส 2 องศา ทั้งนี้ เป็นเพราะยังมีตัวเก็บประจุแฝงอื่นๆ ของทรานซิสเตอร์ โดยเฉพาะ ความจุแฝงระหว่าง gate กับ source ของทรานซิสเตอร์ N1 ที่ทำให้สมการอิมพีแดนซ์ขาเข้าเปลี่ยนไป ซึ่งการเลือก C_c จะทำให้เกิดการหักล้างกันของโพลและซีโรจะสามารถทำนายได้แม่นยำขึ้น หากคิดตัวเก็บประจุแฝงอื่นๆ อย่างละเอียดมากยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ตาม วิธีการที่ได้นำเสนอมา เป็นความคิดขั้นต้นที่จะสามารถเพิ่มช่วงความถี่ในการใช้งานของวงจรวีคุณความจุไฟฟ้าได้ รูปที่ 3.16 แสดงถึงผลตอบสนองเชิงความถี่ของความผิดพลาด

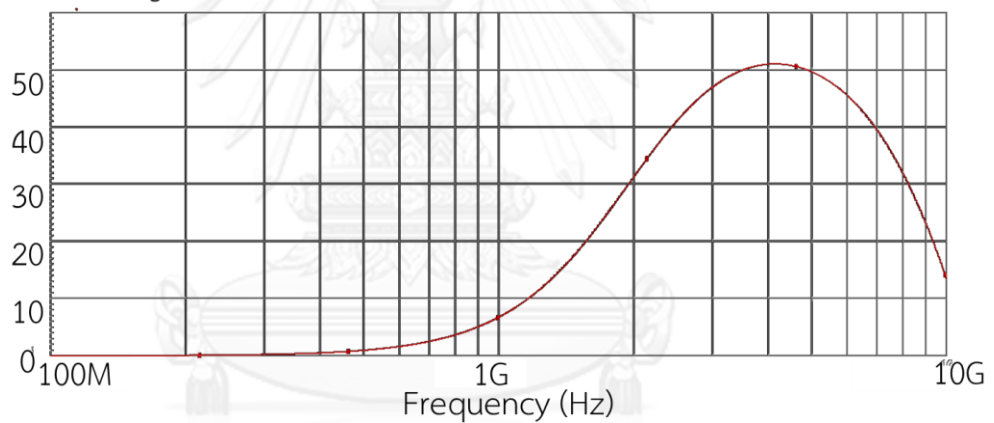
เมื่อไม่มีตัวเก็บประจุ C_c อยู่ ($C_c = 0$) จะสังเกตเห็นได้ว่า ผลตอบสนองนั้นต่ำกว่าผลตอบสนองเมื่อมีตัวเก็บประจุ C_c อยู่ในวงจร

Magnitude error (%)



(ก)

Phase error (degrees)



(ข)

รูปที่ 3.16 ผลตอบสนองความผิดพลาดเมื่อ $C_c = 0$ (ก) ขนาด (ข) เฟส

3.6 สรุป

วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าโดยอาศัยทฤษฎีของมิลเลอร์ ต้องใช้วงจรขยายกับตัวเก็บประจุในการป้อนกลับ ผลลัพธ์ที่ได้คือ วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุคูณกับอัตราขยาย หากวงจรขยายไม่เป็นอุดมคติ วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าจะเปรียบเสมือนกับมีตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่ออนุกรมกันอยู่ หากการป้อนกลับของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าใช้บัฟเฟอร์ จะทำให้ความต้านทานสมมูลนั้นมีค่าลดลงอย่างมาก วงจรทวีคูณความจุไฟฟ้านี้จะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุมากขึ้น

อย่างไรก็ตาม วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าจะสมมูลกับตัวเก็บประจุอนุกรมกับตัวต้านทานได้ในช่วงความถี่หนึ่งเท่านั้น ที่ความถี่ที่สูงขึ้นไปผลของความไม่เป็นอุดมคติของบัพเฟออร์และตัวเก็บประจุต่าง ๆ จะส่งผลให้วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าผิดเพี้ยนไป ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยวิธีของโพลและซีโร วิธีการหนึ่งที่จะเพิ่มช่วงความถี่การใช้งานได้คือการเลือกใช้ตัวเก็บประจุในวงจรให้เหมาะสมเพื่อทำให้โพลและซีโรหักล้างกันไป

ผลการวิเคราะห์จากทางทฤษฎีและผลการทดลองมีแนวโน้มไปในทางเดียวกัน กล่าวคือ ตัวเก็บประจุที่เพิ่มเข้ามาสามารถเพิ่มช่วงความถี่ในการใช้งานได้ ถึงแม้ว่าจะทำนายค่าต่างๆได้ไม่แม่นยำนัก ซึ่งถ้าหากมีการวิเคราะห์โพลและซีโรที่ละเอียดขึ้นโดยการคำนึงถึงตัวเก็บประจุแผงอื่นๆอีก ก็จะสามารถทำนายได้แม่นยำมากขึ้น



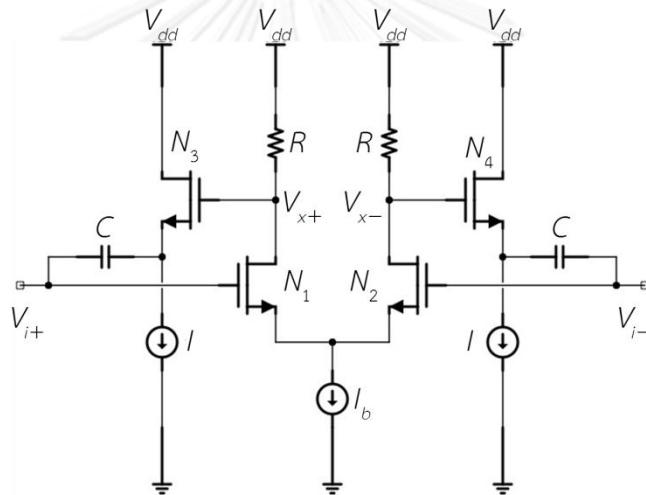
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

บทที่ 4

วงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

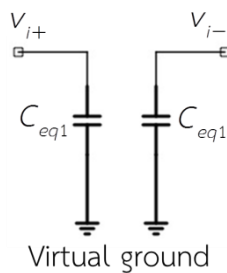
4.1 ความจุไฟฟ้าสมมูลที่ปรับค่าได้

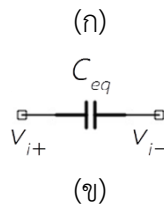
วงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลแสดงอยู่ในรูปที่ 4.1 ซึ่งเกิดจากวงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบมีบัฟเฟอร์ในบทที่ 3 มาต่อกันแบบดิฟเฟอเรนเชียล ทรานซิสเตอร์ N_1 และ N_2 ที่มีขนาดเท่ากัน ทำหน้าที่เป็นวงจรถาย ขณะที่ทรานซิสเตอร์ N_3 และ N_4 ที่มีขนาดเท่ากันทำหน้าที่เป็นวงจรถับเฟออร์ วงจรดังกล่าวจะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน อย่างไรก็ตาม เราจะละเลยผลของตัวต้านทานเนื่องจากค่าความต้านทานมีค่าน้อย และง่ายต่อการวิเคราะห์



รูปที่ 4.1 วงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

จากการวิเคราะห์วงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบมีบัฟเฟอร์ในบทที่ 3 จะสังเกตได้ว่า วงจรดังกล่าวเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุตัวหนึ่งที่มีขาหนึ่งของตัวเก็บประจุเสมือนนี้ต่อลงดิน (C_{eq1}) เมื่อนำวงจรนี้มาต่อแบบดิฟเฟอเรนเชียล ขาที่เคยต่อกับดินนั้นจะไปต่อกับดินเสมือน (virtual ground) ดังนั้นเมื่อพิจารณาวงจรนี้แบบดิฟเฟอเรนเชียลแล้ว วงจรนี้จะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุสองตัวจากวงจรถิทัศน์ความจุไฟฟ้าแบบมีบัฟเฟอร์ต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 4.2 จึงได้ว่า





รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอร์เรนเชียล (ก) วงจรสมมูลแบบแต่ละข้างของขาเข้า (ข) วงจรสมมูลแบบพิจารณาเป็นดิฟเฟอร์เรนเชียล

$$C_{eq} = \frac{(1+A)C}{2} \quad (4.1)$$

โดยที่ A คืออัตราขยายวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียลนี้ (ซึ่งก็คืออัตราขยายของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบมีบัฟเฟอร์ของข้างใดข้างหนึ่งเช่นกัน)

จากสมการที่ 4.1 เราจะสังเกตเห็นได้ว่า หากอัตราขยายเปลี่ยนค่าได้ วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้านี้ก็จะเปรียบเสมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ โดยอัตราขยายนี้สามารถแปรค่าได้โดยการแปรกระแสไบอัส I_b

จากบทที่ 3 เราได้แสดงให้เห็นว่า

$$A = \frac{g_{m1} r_{o1} R}{r_{o1} + R} \quad (4.2)$$

โดยที่ g_{m1} และ r_{o1} คือ trans-conductance และ ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ N1 ตามลำดับ

เนื่องจาก g_{m1} และ r_{o1} มีค่าขึ้นกับกระแสไบอัส I_b ดังนั้นการแปรค่ากระแสไบอัสจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายได้ ซึ่งจะส่งผลให้วงจรนี้เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้

4.2 ข้อจำกัดของกระแสไบอัส

ค่า trans-conductance และ ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ N1 (และ N2) ขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส และแรงดันสวบขาเข้า รวมถึงช่วงที่กระแสไบอัสที่ต่ำสุดและสูงสุดก็ขึ้นอยู่กับแรงดันสวบขาเข้าเช่นกัน โดยวงจรนี้ ทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะต้องทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว หากกระแสไบอัสต่ำเกินไป จะทำให้ทรานซิสเตอร์ N1 อยู่ในย่าน weak inversion แต่ถ้าหากกระแสไบอัสสูงเกินไป จะสามารถแบ่งขอบเขตได้เป็นสองกรณี คือ

กรณีที่หนึ่ง หากแรงดันสวบขาเข้ามีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage) เล็กน้อย กระแสไบอัสที่มากเกินไปจะทำให้แรงดันคร่อมแหล่งจ่ายกระแสไบอัส (I_b) มีค่าต่ำ เนื่องจากแรงดันระหว่าง gate และ source (V_{gs}) มีค่าสูงขึ้น ถึงแม้ว่าในทางทฤษฎี แรงดันที่คร่อมแหล่งจ่ายกระแส

ไฟตรงอุดมคติจะมีแรงดันคร่อมเป็นเท่าใดก็ได้ แต่ในทางปฏิบัติ แหล่งจ่ายกระแส มักจะทำด้วยทรานซิสเตอร์ และต้องมีแรงดันคร่อมอยู่บ้าง ดังนั้นหากกระแสไบอัสมากเกินไป จะทำให้แหล่งจ่ายกระแสไบอัส (ที่ทำด้วยทรานซิสเตอร์) ไม่เป็นแหล่งจ่ายกระแสอีกต่อไป

กรณีที่สอง หากแรงดันสงบขาเข้ามีค่ามาก กระแสไบอัสที่มากขึ้นจะทำให้แรงดันระหว่าง drain กับ source (V_{ds}) มีค่าน้อยลงเนื่องจากผลของตัวต้านทาน (แน่นอนว่า แรงดันที่ source ย่อมลดลง แต่หากแรงดันที่ gate มากเพียงพอ แรงดันที่ source จะไม่ต่ำพอที่จะทำให้แหล่งจ่ายกระแสผิดเพี้ยนไปดังกรณีแรก) จนกระทั่งทำให้ทรานซิสเตอร์ N1 ทำงานอยู่ในย่าน triode แทน

ช่วงกระแสไบอัสที่สามารถใช้งานได้จะเป็นข้อจำกัดของช่วงการแปรค่าความจุสมมูลต่อไป

ในการจำลองผล ทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกจำลองด้วย Global Foundry 0.35 μm EE PROM พารามิเตอร์ต่างๆเป็นดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ในการจำลองผลวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
V_{dd}	3.3V	C	1pF
I	5mA	$(w/L)_1 = (w/L)_2$	40 $\mu\text{m}/0.35 \mu\text{m}$
R	600 Ω	$(w/L)_3 = (w/L)_4$	100 $\mu\text{m}/0.35 \mu\text{m}$

กระแสไบอัสต่ำสุดที่เป็นไปได้สำหรับค่าแรงดันสงบขาเข้าหนึ่งๆ มีค่าไม่ต่างกันมากนัก หากแปรค่าแรงดันสงบขาเข้าจาก 0.7V ถึง 3V กระแสไบอัสที่ต่ำที่สุดที่ยังทำให้ทรานซิสเตอร์ N1 ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว จะอยู่ในช่วง 100.7 μA ถึง 110.2 μA

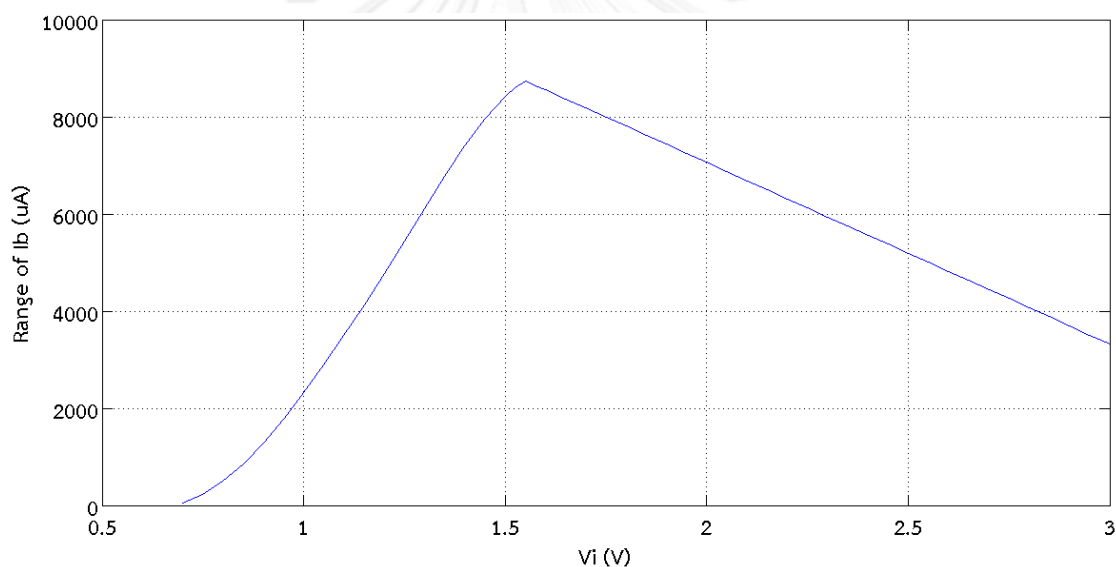
กระแสไบอัสสูงสุดที่เป็นไปได้สำหรับค่าแรงดันสงบขาเข้าหนึ่งๆมีค่าแปรเปลี่ยนไปมากขึ้นอยู่กับแรงดันขาเข้า และสามารถแบ่งได้เป็นสองกรณีดังที่กล่าวมาข้างต้น หากแปรค่าแรงดับสงบขาเข้าจาก 0.7V ถึง 3V กระแสไบอัสที่สูงที่สุดที่ยังทำให้ทรานซิสเตอร์ N1 ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัว หรือแรงดันตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแสไบอัสไม่ต่ำกว่า 100mV จะอยู่ในช่วง 166 μA ถึง 8850 μA

ตารางที่ 4.2 ค่ากระแสไบอัสสูงสุด กระแสไบอัสต่ำสุด ช่วงของการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส และเงื่อนไขสำหรับการจำกัดกระแสสูงสุดที่แรงดันสงบขาเข้าหนึ่งๆ

แรงดันสงบขาเข้า V_i (V)	กระแสไบอัสต่ำสุด $I_{b\min}$ (μA)	กระแสไบอัสสูงสุด $I_{b\max}$ (μA)	ข้อจำกัดของกระแสสูงสุด	ช่วงการแปรค่ากระแสไบอัส $I_{b\max} - I_{b\min}$ (μA)
0.700	110.2	166.0	current source	55.8
0.750	109.8	341.4	current source	231.6
0.800	109.5	610.3	current source	500.8

0.850	109.4	967.7	current source	858.3
0.900	109.1	1399	current source	1289.9
0.950	108.8	1890	current source	1781.2
1.000	108.6	2429	current source	2320.4
1.050	108.3	3006	current source	2897.7
1.100	108.0	3615	current source	3507
1.150	107.9	4248	current source	4140.1
1.200	107.7	4899	current source	4791.3
1.250	107.5	5563	current source	5455.5
1.300	107.4	6230	current source	6122.6
1.350	107.2	6892	current source	6784.8
1.400	106.9	7527	current source	7420.1
1.450	106.7	8100	current source	7993.3
1.500	106.7	8553	current source	8446.3
1.525	106.6	8720	current source	8613.4
1.550	106.5	8850	current source	8743.5
1.575	106.4	8767	triode	8660.6
1.600	106.2	8674	triode	8567.8
1.650	106.2	8487	triode	8380.8
1.700	105.9	8300	triode	8194.1
1.750	105.8	8115	triode	8009.2
1.800	105.7	7926	triode	7820.3
1.850	105.5	7739	triode	7633.5
1.900	105.3	7552	triode	7446.7
1.950	105.2	7365	triode	7259.8
2.000	104.9	7179	triode	7074.1
2.050	104.8	6991	triode	6886.2
2.100	104.7	6804	triode	6699.3
2.150	104.5	6617	triode	6512.5
2.200	104.3	6430	triode	6325.7
2.250	104.2	6242	triode	6137.8
2.300	104.0	6055	triode	5951
2.350	103.8	5868	triode	5764.2
2.400	103.6	5681	triode	5577.4
2.450	103.4	5494	triode	5390.6

2.500	103.2	5306	triode	5202.8
2.550	103.0	5118	triode	5015
2.600	102.8	4931	triode	4828.2
2.650	102.5	4743	triode	4640.5
2.700	102.3	4555	triode	4452.7
2.750	102.1	4367	triode	4264.9
2.800	101.8	4180	triode	4078.2
2.850	101.6	3992	triode	3890.4
2.900	101.3	3804	triode	3702.7
2.950	101.0	3615	triode	3514
3.000	100.7	3427	triode	3326.3



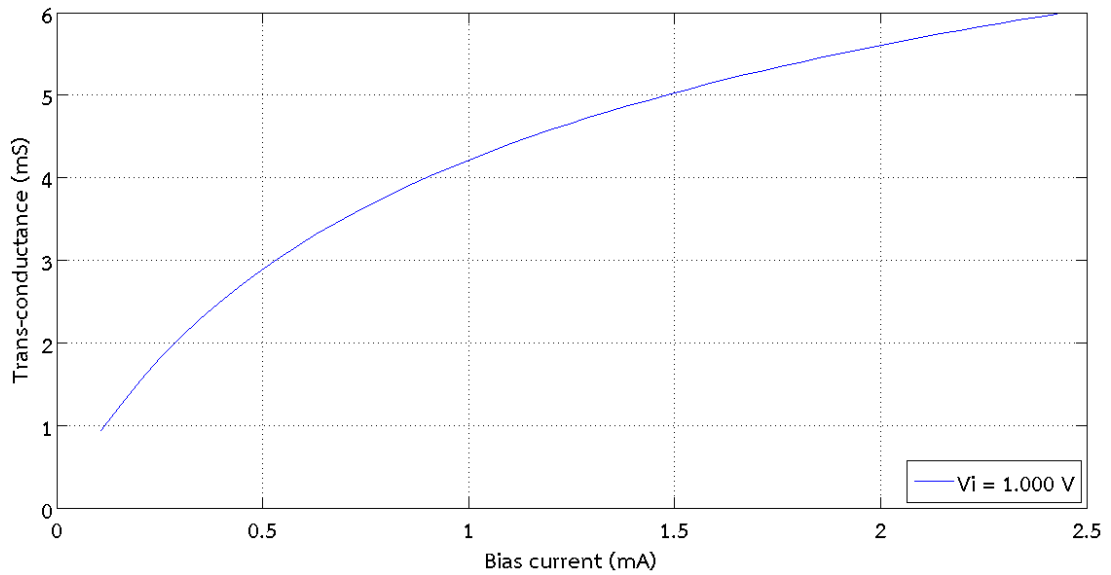
รูปที่ 4.3 ช่วงการแปรค่ากระแสไบอัสกับแรงดันสกรูขาเข้า

จากผลการทดลองจะสังเกตเห็นได้ว่า ช่วงการแปรค่ากระแสไบอัสจะมีค่ามากที่สุด ณ จุดที่กำลังจะเปลี่ยนเงื่อนไขของข้อจำกัดกระแสสูงสุดจากแรงดันคร่อมแหล่งจ่ายไบอัสไม่ต่ำกว่า 100mV เป็นข้อจำกัดย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์ N1 สำหรับทรานซิสเตอร์ N3 และ N4 ที่ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ไม่มีข้อจำกัดใดๆ เนื่องจากกระแสไบอัสบัฟเฟอร์ / มีค่ามากเพียงพอที่ทรานซิสเตอร์ N3 และ N4 จะทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวเสมอ

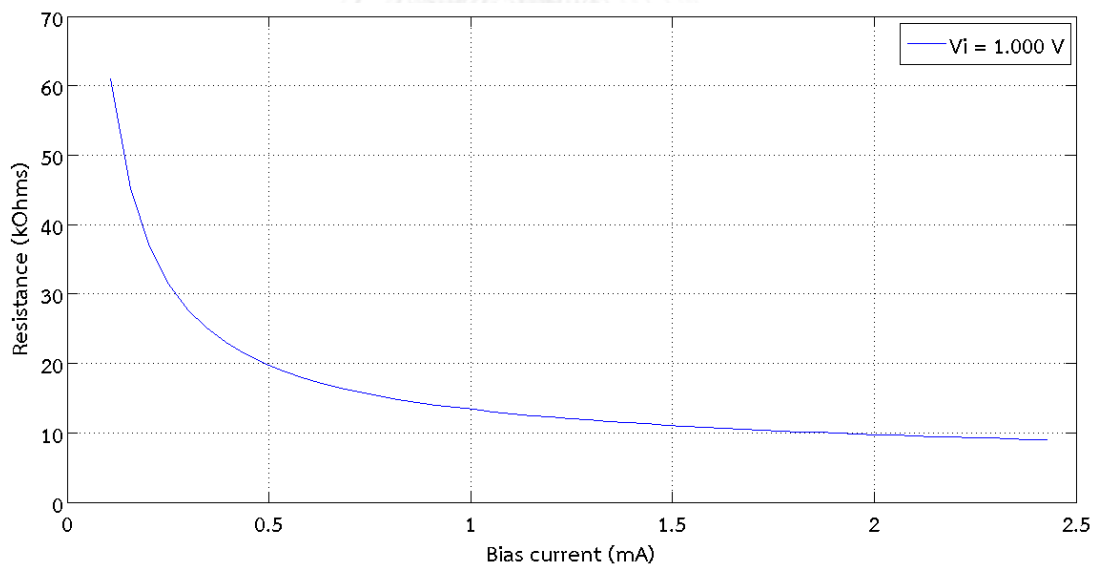
4.3 อัตราขยายของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

เนื่องจากการป้อนแรงดันขาเข้าที่ค่าต่างๆกัน ทำให้ช่วงการปรับกระแสไบอัสมีค่าต่างกัน ย่อมทำให้ช่วงการปรับ trans-conductance และ ความต้านทานภายในของวงจรขยายแตกต่างกัน

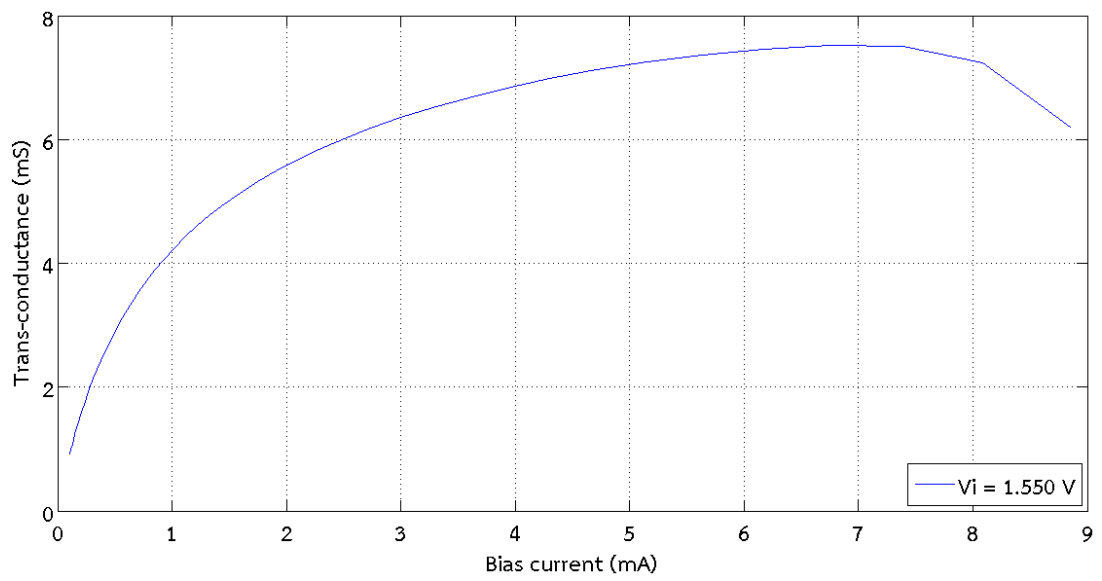
ไปด้วย รูปที่ 4.4 แสดงถึงค่า Trans-conductance และ ความต้านทานภายในของวงจรขยายที่แรงดันสงบขาเข้าต่างๆกัน เมื่อแปรค่ากระแสไบอัสจากต่ำสุดไปสูงสุด โดยขอบเขตของกระแสไบอัสนั้นใช้ตามตารางที่ 4.2



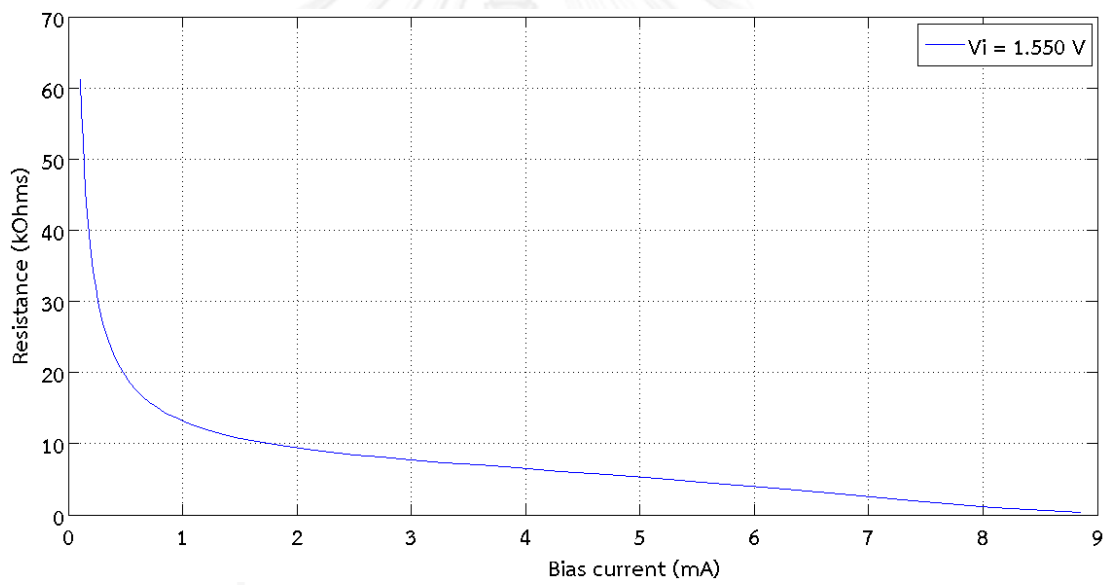
(ก)



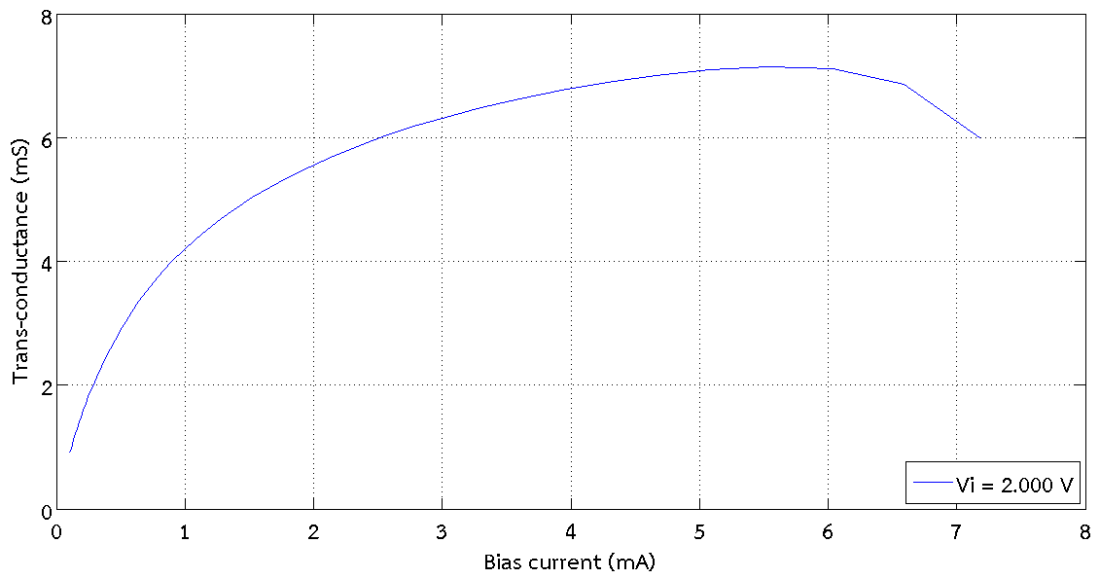
(ข)



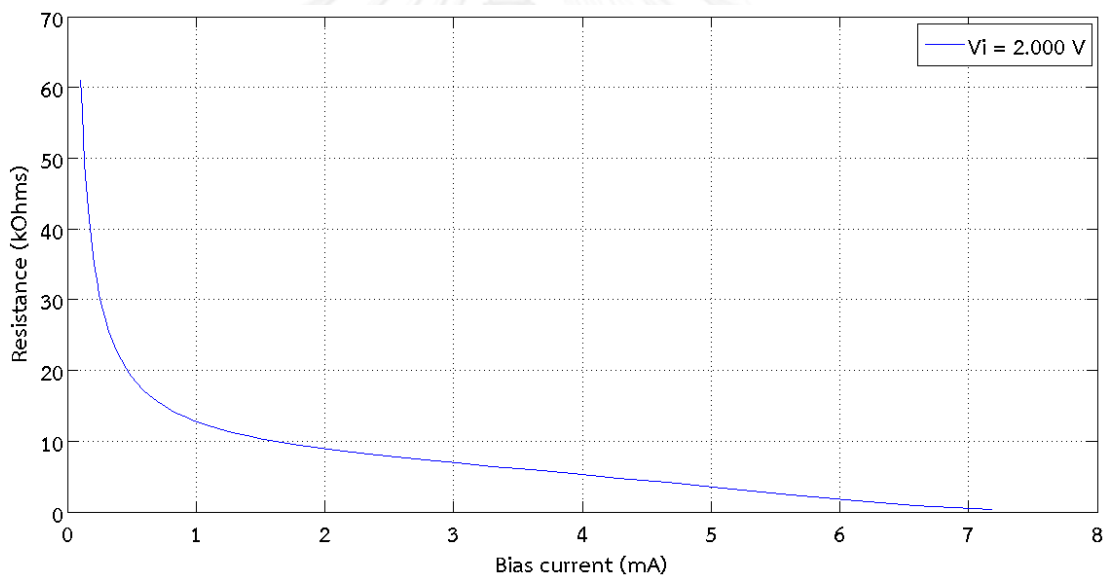
(a)



(b)



(จ)



(ฉ)

รูปที่ 4.4 Trans-conductance และ ความต้านทานที่แรงดันสงบขาเข้า (ก) – (ข) 1.000V

(ค) – (ง) 1.550V (จ) – (ฉ) 2.000V

จากการจำลองผลจะเห็นว่า เมื่อกระแสไบอัสมีค่าเพิ่มมากขึ้นจนกระทั่งทรานซิสเตอร์ N1 กำลังจะทำงานในย่าน triode ค่า trans-conductance จะมีค่าลดลงเล็กน้อย (ยกเว้นในกรณีที่ $V_i = 1.000\text{ V}$)

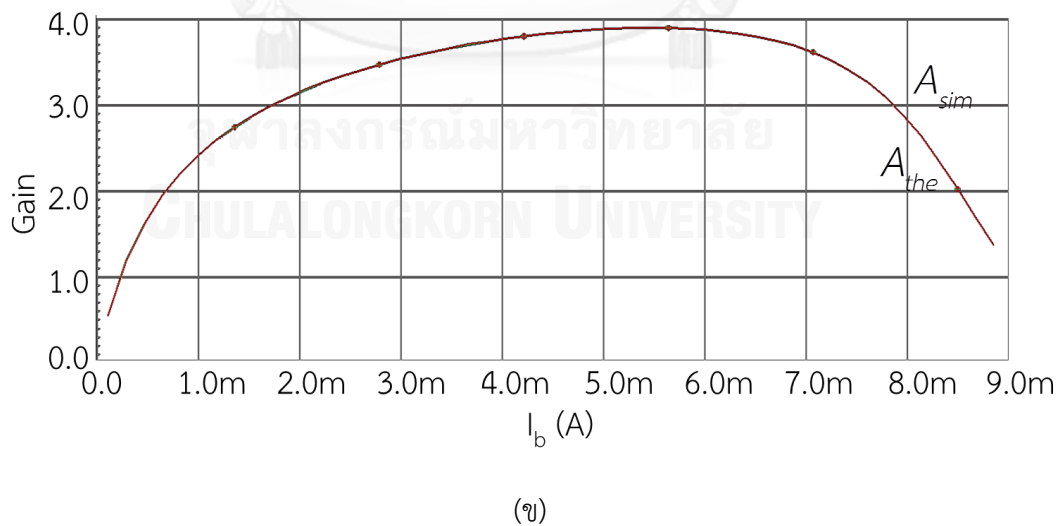
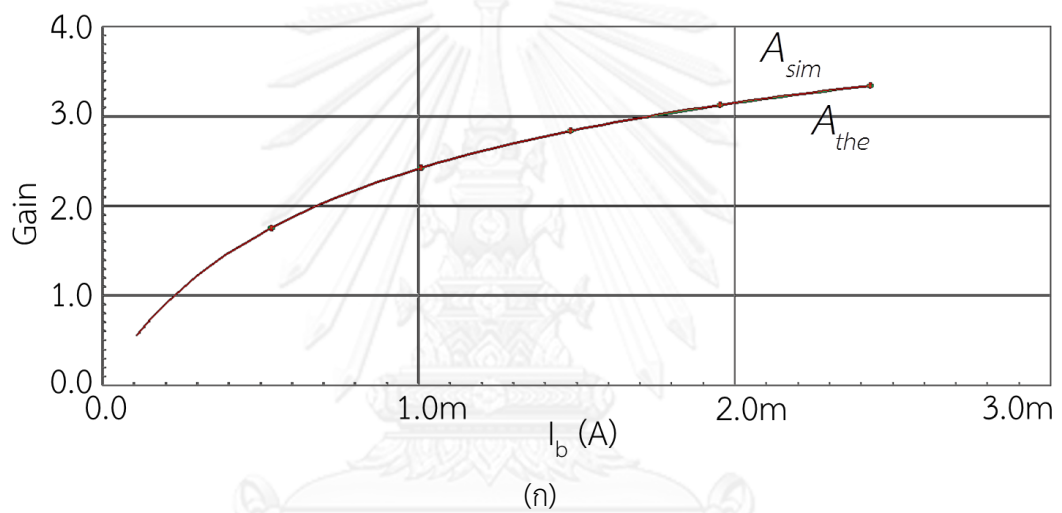
เมื่อได้ค่าของ trans-conductance และ ความต้านทานแล้ว เราสามารถหาอัตราขยายได้จากสมการที่ 4.2 หรือหาอัตราขยายโดยตรงได้จากการจำลองผลหาอัตราขยายที่ความถี่ต่ำ เพื่อที่จะละลายผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยาย รูปที่ 4.5 แสดงถึงอัตราขยายที่แรงดันสงบต่างๆกัน

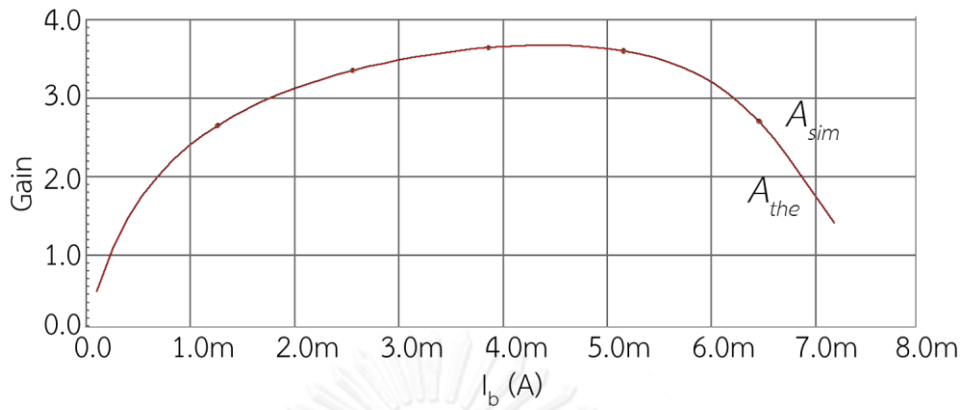
ที่ได้จากทางทฤษฎีโดยใช้สมการที่ 4.2 และจากการจำลองผลหาอัตราขยายที่ความถี่ 1 MHz รูปที่ 4.6 แสดงถึงความผิดพลาดเป็นเปอร์เซ็นต์ของอัตราขยายจากการละเลยผลของออดเตอร์สูง กับอัตราขยายจากการจำลองผลที่ความถี่ 1 MHz นั่นคือ

$$A_{sim} = \left| \frac{V_{x+}}{V_{i+}} \right|_{f=1MHz} \quad (4.3)$$

$$error = \left| \frac{A_{the} - A_{sim}}{A_{sim}} \right| \times 100\% \quad (4.4)$$

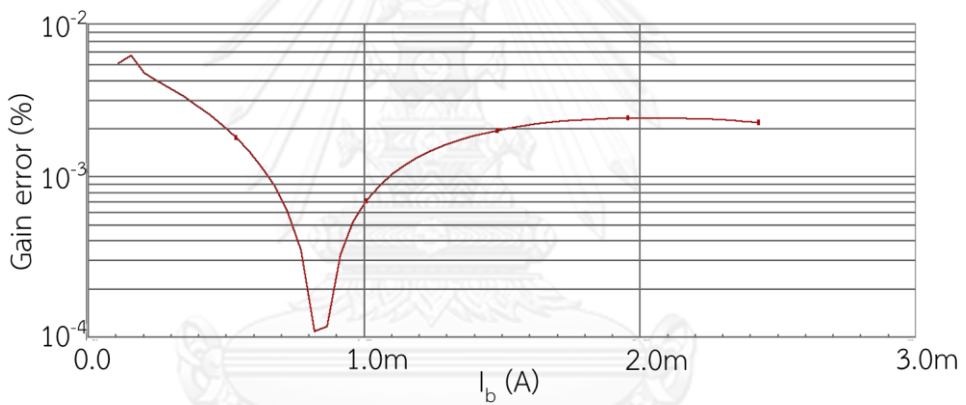
โดยที่ A_{the} คืออัตราขยายตามสมการที่ 4.2



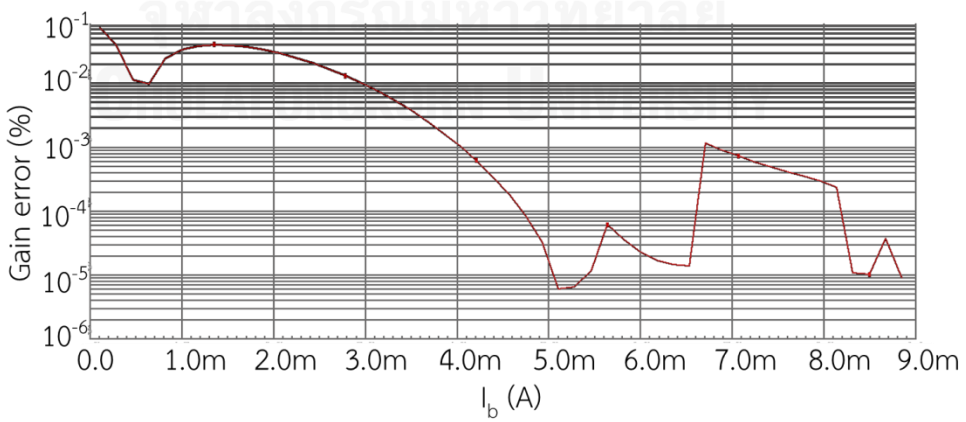


(ค)

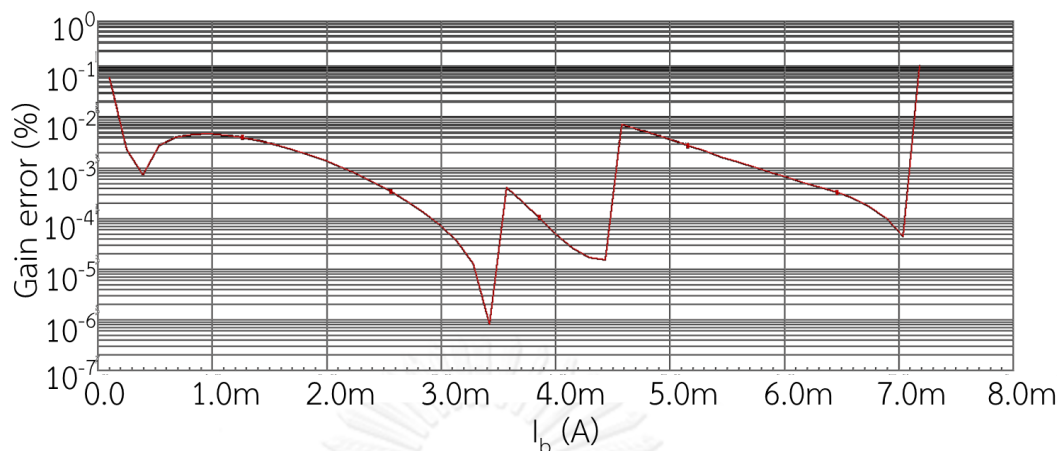
รูปที่ 4.5 อัตราขยายที่ได้จากทางทฤษฎีและจากการจำลองผล (ก) $V = 1.000V$
 (ข) $V_i = 1.550V$ (ค) $V_i = 2.000V$



(ก)



(ข)

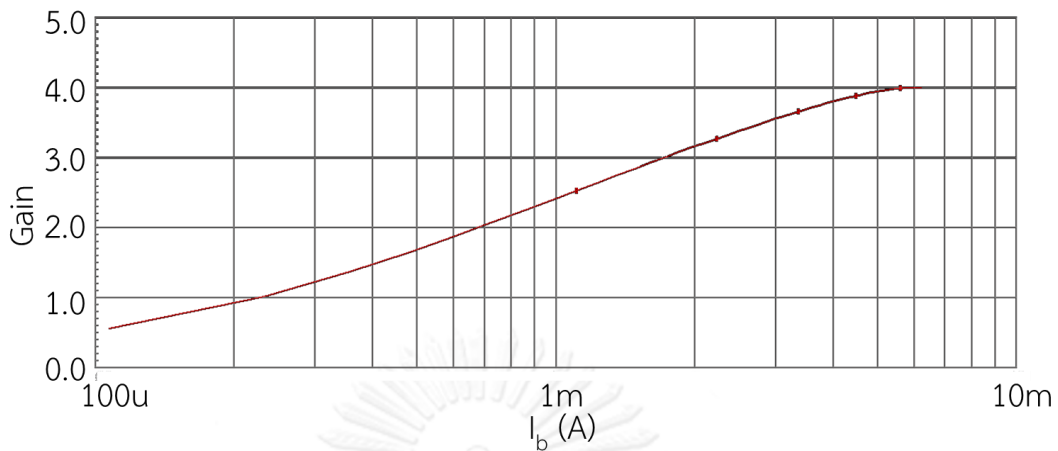


(ค)

รูปที่ 4.6 ความผิดพลาดของอัตราขยายจากทางทฤษฎีและการจำลองผล (ก) $V_i = 1.000V$ (ข)

$$V_i = 1.550V \text{ (ค) } V_i = 2.000V$$

สังเกตเห็นได้ว่า ผลจากทางทฤษฎีและการจำลองผลมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างมาก ถึงแม้ว่าการเพิ่มกระแสไบอัสจะทำให้ค่าของ trans-conductance เพิ่มขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็ทำให้ความต้านทานภายในลดลง อัตราขยาย (จากสมการที่ 4.2) จึงเพิ่มขึ้นในช่วงแรก และลดลงเมื่อกระแสมากขึ้น จากสมการที่ 4.1 เราจะสังเกตเห็นได้ว่า หากเราแปรค่าของอัตราขยายได้มากเพียงใด ย่อมทำให้เราแปรค่าความจุสมมูลได้มากเท่านั้น และค่าของกระแสไบอัสที่ได้ อัตราขยายมากที่สุดอาจจะไม่ใช่ค่ากระแสไบอัสสูงสุดที่เป็นดังตารางที่ 4.2 แต่จะสามารถหาได้จากการจำลองผลที่แรงดันสงบขาเข้าต่างกัน หากพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรที่คำนวณค่านี้เป็นดังตารางที่ 4.1 จะได้ว่าแรงดันสงบขาเข้าที่ทำให้ช่วงแปรค่าอัตราขยายมีค่ามากที่สุดคือ $V_i = 1.3V$ ค่าต่างๆสรุปได้ดังตารางที่ 4.3



รูปที่ 4.7 อัตราขยายของวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าเมื่อ $V_i = 1.3V$ ที่กระแสไบอัสต่างๆ

ตารางที่ 4.3 อัตราขยายเมื่อแรงดันสงบขาเข้ามีค่าทำให้ช่วงอัตราขยายมีค่าสูงสุด

แรงดันสงบ ขาเข้า V_i	อัตราขยาย ต่ำสุด A_{\min}	กระแสไบอัสที่ ทำให้อัตราขยาย มีค่าต่ำสุด $I_{b,A\min}$	อัตราขยาย สูงสุด A_{\max}	กระแสไบอัสที่ ทำให้อัตราขยาย มีค่าสูงสุด $I_{b,A\max}$	อัตราส่วนตัวคูณ ความจุสูงสุด $\frac{1 + A_{\max}}{1 + A_{\min}}$
1.3V	0.5519	107.4 μ A	4.003	6230 μ A	3.224

หากพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรเปลี่ยนแปลงไป ย่อมที่จะทำให้ค่าต่างๆที่ได้มาจากการจำลองผลหรือ
ได้จากการคิดคำนวณเปลี่ยนแปลงไปเช่นกัน แต่แนวโน้มของค่าต่างๆยังคงเป็นในลักษณะนี้เสมอ

4.4 ความจุสมมูลจากการจำลองวงจรทวีคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

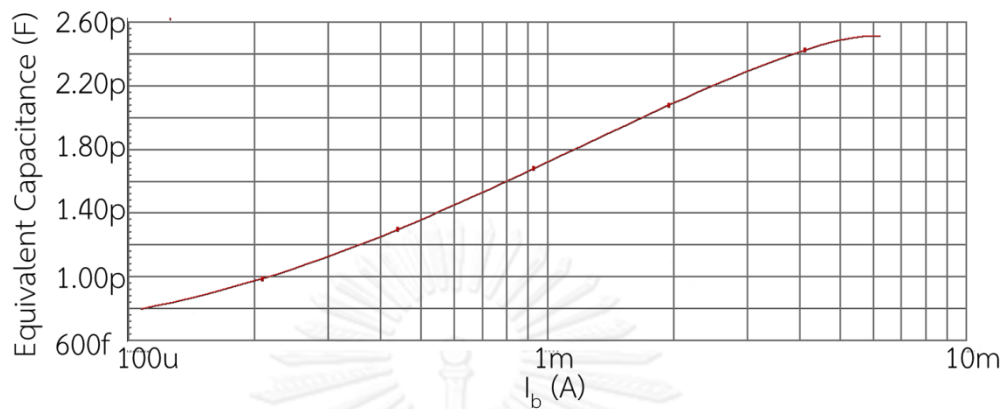
ความจุสมมูลสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.1 ในทางทฤษฎีและสามารถหาได้จากผลการ
ทดลองคือ

$$C_{eq} = \frac{1}{2\pi f \operatorname{Im} \left(\frac{V_i}{I_i} \right)} \quad (4.5)$$

โดยที่ f คือความถี่ของสัญญาณ v_i คือสัญญาณแรงดันและ i_i คือสัญญาณกระแสที่เข้าไปในวงจร
ทวีคูณความจุไฟฟ้านี้ หากวงจรนี้เป็นอุดมคติแล้ว ความจุจะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับความถี่ อย่างไรก็ตาม
หากความถี่ของสัญญาณมีค่าไม่สูงนัก ผลการจำลองกับผลทางทฤษฎีจะมีค่าใกล้เคียงกัน

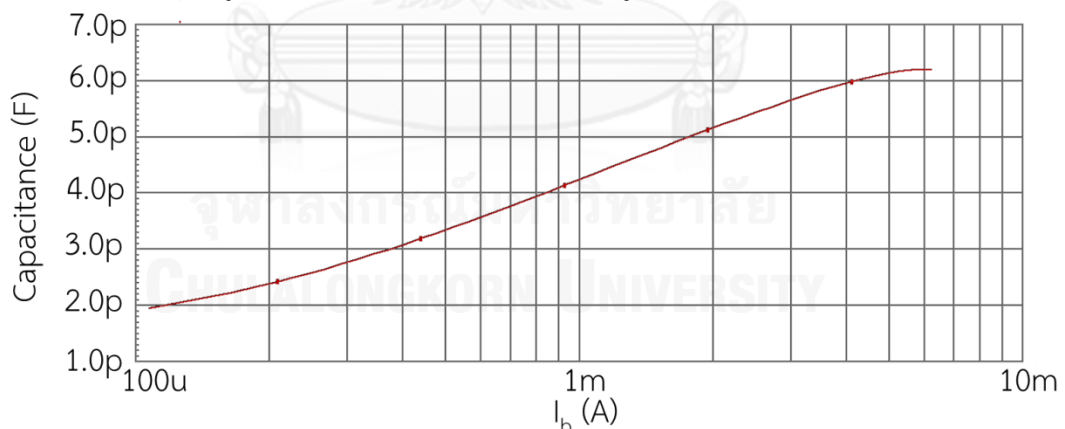
รูปที่ 4.8 แสดงถึงความจุสมมูลที่ความถี่ 10MHz เมื่อใช้พารามิเตอร์ต่างๆดังตารางที่ 4.1
และใช้ $V_i = 1.3V$ กระแสไบอัสนั้นแปรค่าตามตารางที่ 4.3 ความจุสมมูลที่ต่ำที่สุดคือ 796.6 fF

ความจุสมมูลที่สูงที่สุดคือ 2.512pF และอัตราส่วนระหว่างความจุสมมูลสูงสุดต่อความจุสมมูลต่ำสุดคือ 3.153



รูปที่ 4.8 ความจุสมมูลที่ความถี่ 10MHz เมื่อใช้ $V_i = 1.3\text{V}$

ดังนั้นหากใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวในข้างหนึ่งของวงจร วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้านี้เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุสมมูลที่แปรเปลี่ยนค่าได้ประมาณสามเท่า แต่ถ้าหากต้องการช่วงการแปรเปลี่ยนที่กว้างกว่านี้ เราสามารถนำตัวเก็บประจุตัวอื่นๆมาต่อขนานกับตัวเก็บประจุที่มีอยู่ เพื่อให้มีค่าความจุที่มากขึ้น แล้วช่วงแปรเปลี่ยนก็จะแปรได้มากขึ้นตามลำดับ เช่นหากเรานำตัวเก็บประจุขนาด 1.5pF มาต่อขนานกับตัวเก็บประจุ 1pF ที่มีอยู่ จะได้ว่าความจรวมคือ 2.5pF และช่วงการแปรเปลี่ยนความจุสมมูลเมื่อเปลี่ยนกระแสไบอัสจะเป็นดังรูปที่ 4.9

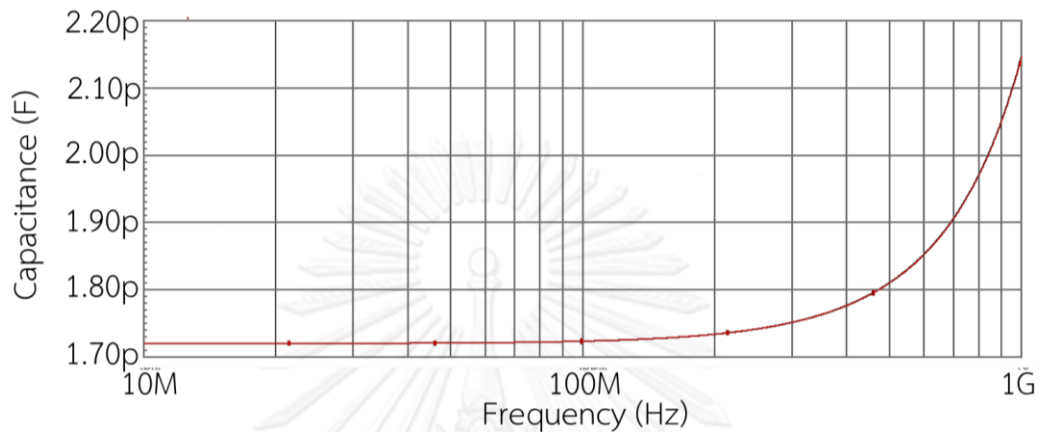


รูปที่ 4.9 ความจุสมมูลเมื่อใช้ $C = 2.5\text{pF}$

ความจุสมมูลต่ำสุดที่ได้คือ 1.949pF ความจุสมมูลสูงสุดที่ได้คือ 6.199pF อัตราส่วนความจุมากที่สุดกับความจุน้อยที่สุดเมื่อ $C = 2.5\text{pF}$ คือ 3.18 เท่า แต่ถ้าหากเราใช้งานในลักษณะที่ว่า หากต้องการความจุสมมูลต่ำ ให้ใช้ตัวเก็บประจุ 1pF แต่เพียงอย่างเดียว และเมื่อต้องการความจุสมมูลที่สูงขึ้น ให้ทำตัวเก็บประจุขนาด 1.5pF มาต่อขนาน เราจะได้ว่า วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้านี้

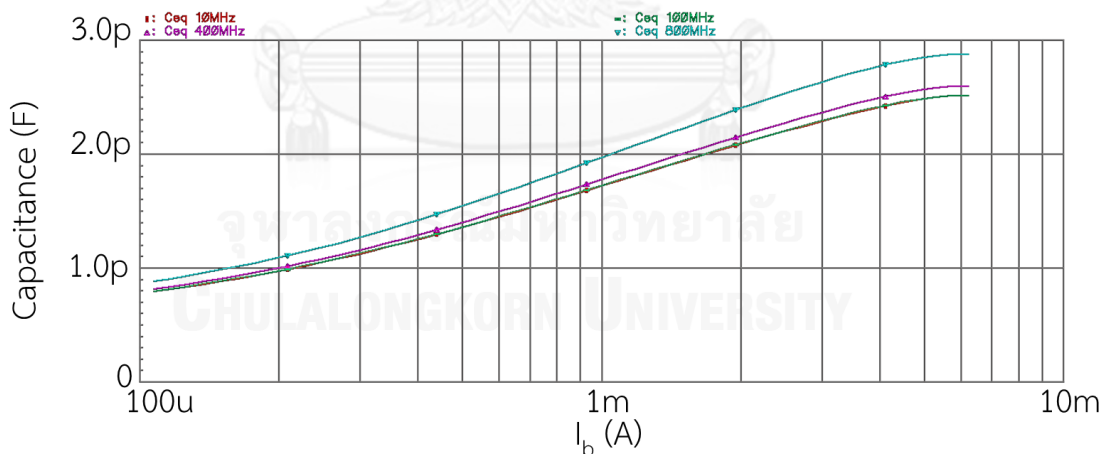
สามารถแปรเปลี่ยนค่าความจุสมมูล โดยที่อัตราส่วนระหว่างความจุสมมูลสูงสุดต่อความจุสมมูลต่ำสุด มีค่าเป็น 7.782 เท่า

อย่างไรก็ตาม ที่ความถี่ที่สูงขึ้นไป ผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรจะมีมากขึ้น ทำให้ค่าความจุสมมูลไม่คงที่ แต่แปรเปลี่ยนไปกับความถี่ ตัวอย่างของผลดังกล่าวนี้แสดงไว้ในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความจุสมมูลเมื่อ $V_i = 1.3V$ และ $I_b = 1mA$

จากรูปที่ 4.9 จะสังเกตเห็นได้ว่าความจุสมมูลเริ่มมีค่าไม่คงที่ แต่แปรเปลี่ยนกับความถี่ตั้งแต่ประมาณ 100MHz ขึ้นไป ดังนั้น ถึงแม้กระแสไบอัสจะมีค่าคงที่ แต่ค่าความจุสมมูลก็จะแปรเปลี่ยนไปได้หากความถี่ของสัญญาณมีค่าสูง รูปที่ 4.11 แสดงถึงค่าความจุสมมูลที่ความถี่ต่างๆกันเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส



รูปที่ 4.11 ค่าความจุสมมูลที่ความถี่ 10MHz, 100MHz, 400MHz, และ 800MHz เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส

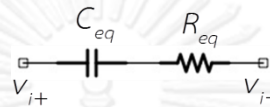
การแก้ไขผลตอบสนองเชิงความถี่ของความจุสมมูลนี้ให้มีค่าคงที่ ไม่แปรเปลี่ยนไปกับความถี่ สามารถใช้วิธีการหักล้างกันระหว่างโพลและซีโรตามที่กล่าวมาในบทที่ 3 ได้ แต่อย่างไรก็ดี วิธีตามบทที่ 3 นั้นจะใช้ได้เมื่อวงจรมีอัตราขยายคงที่ แต่ถ้าหากเราต้องการแปรค่าความจุสมมูลด้วยการแปรค่า

อัตราขยายของวงจรตั้งที่กล่าวมาแล้ว วิธีการหากล้างโพลและซีโรก็จะทำได้เพียงที่อัตราขยายค่าใดเพียงค่าหนึ่ง หรือที่ค่าความจุสมมูลค่าใดค่าหนึ่งเท่านั้น

วิธีการแก้ไขอีกวิธีหนึ่งคือการใช้บัพเฟอร์หรือวงจรขยายที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่มีความเป็นอุดมคติกว่านี้ ซึ่งต้องแลกกับความซับซ้อนของวงจรที่มีเพิ่มมากขึ้นไปด้วย

4.5 ตัวต้านทานสมมูลจากการจำลองวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยายและวงจรบัพเฟอร์ เราสามารถจำลองความไม่เป็นอุดมคตินี้เป็นตัวต้านทานสมมูลที่ต่ออนุกรมอยู่กับความจุสมมูลดังรูปที่ 4.12

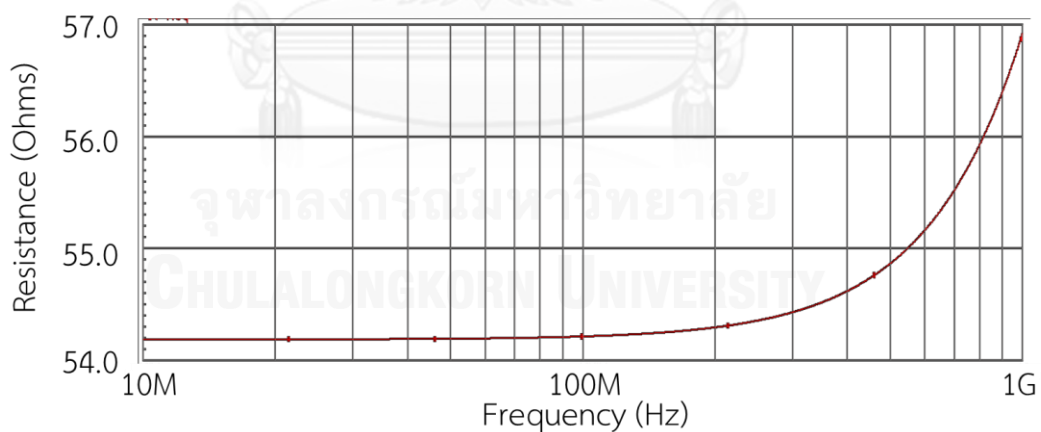


รูปที่ 4.12 วงจรสมมูลของวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้า

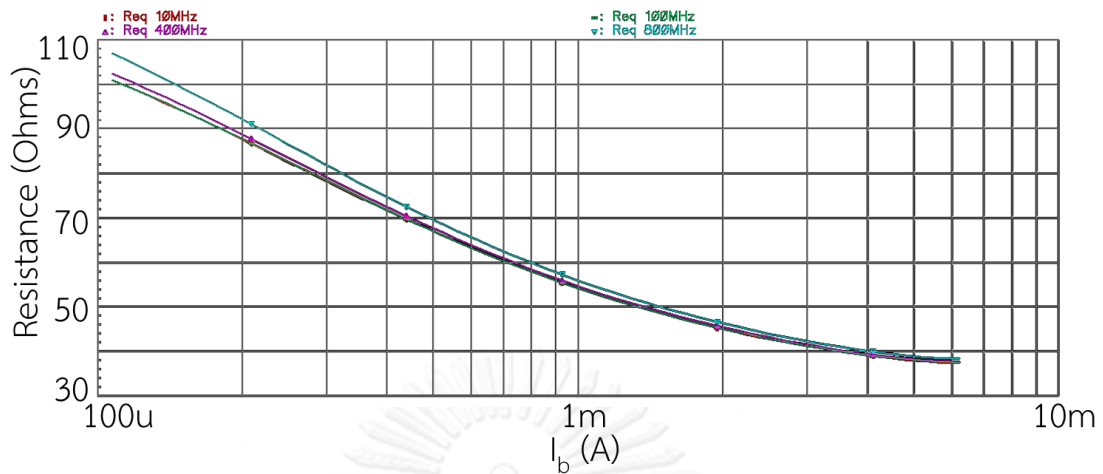
ความต้านทานสมมูลนี้สามารถหาได้จากผลการทดลองคือ

$$R_{eq} = \operatorname{Re} \left(\frac{V_i}{i_i} \right) \quad (4.6)$$

โดยความต้านทานดังกล่าวจะมีค่าคงที่ที่ความถี่ต่ำ และมีการแปรเปลี่ยนที่ความถี่สูงขึ้นดังเหตุผลในทำนองเดียวกันกับความจุสมมูล ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความต้านทานเมื่อใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1, $V_i = 1.3V$ และ $I_b = 1mA$ เป็นดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของความต้านทานสมมูล เมื่อ $V_i = 1.3V$ และ $I_b = 1mA$ เมื่อแปรค่ากระแสไบอัสเพื่อแปรค่าความจุสมมูล ค่าความต้านทานก็เปลี่ยนไปเช่นกัน



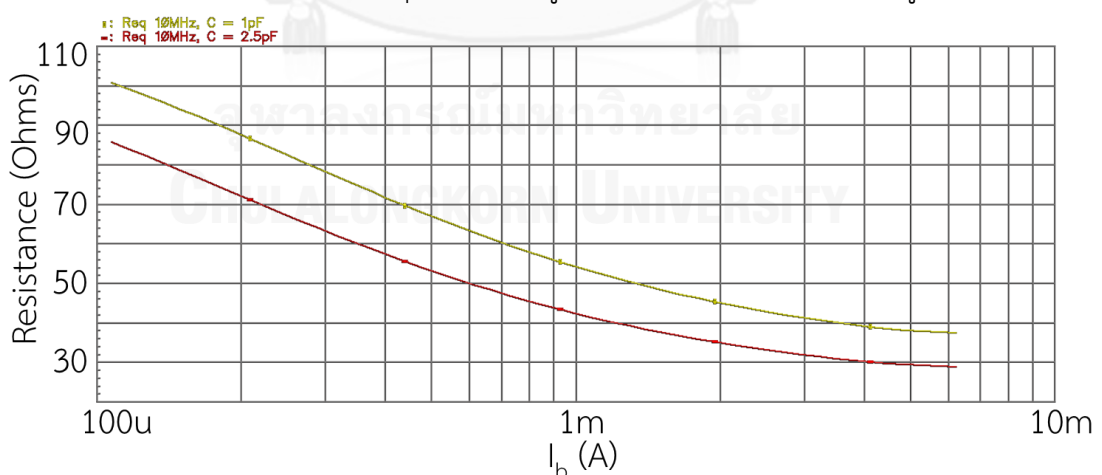
รูปที่ 4.14 ความต้านทานเมื่อแปรค่ากระแสไบอัสที่ความถี่ 10MHz , 100MHz , 400MHz และ 800MHz

หากเปรียบเทียบค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าสมมูลกับความต้านทานสมมูลที่กระแสไบอัสเดียวกัน และความถี่เดียวกัน เช่นที่ความถี่ 10MHz และที่กระแสไบอัสต่ำสุด $107.4 \mu A$ จะได้ค่าความต้านทานคือ 100.8Ω ขณะที่ค่าความจุที่กระแสไบอัสต่ำสุดนี้มีค่าเป็น

$$C_{\min} = 796.6 \text{ fF} \text{ จะมีรีแอกแตนซ์เป็น } X_c = \frac{1}{2\pi f C_{\min}} = 19.98 \text{ k}\Omega \text{ ซึ่งมากกว่าความต้านทาน}$$

สมมูลถึง 198.2 เท่า ดังนั้นการละเลยค่าความต้านทานสมมูลย่อมไม่ทำให้ผลที่ได้ผิดพลาดไปจากผลที่รวมความต้านทานสมมูลไปด้วยมากนัก

นอกจากนี้ หากตัวเก็บประจุในวงจรมีค่าสูงขึ้น จะทำให้ความต้านทานสมมูลมีค่าลดลง



รูปที่ 4.15 ความต้านทานสมมูลเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส โดยตัวเก็บประจุในวงจรมีค่าเป็น 1 pF และ 2.5 pF

ถึงแม้ว่าการจำลองผลจะมีผลของความต้านทานสมมูลอยู่ แต่ถ้าหากเปรียบเทียบผลที่ได้กับค่าความจุสมมูลแล้ว ค่าความจุสมมูลนั้นมีค่ารีแอกแทนซ์มากกว่าค่าความต้านทานอยู่มาก ทำให้เราสามารถละเลยความต้านทานสมมูลนี้ได้ในกรณีวิเคราะห์

4.6 สรุป

วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลประกอบไปด้วยวงจรขยายและวงจรับัพเพอร์ วงจรนี้เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้โดยการปรับอัตราขยายของวงจร วิธีในการปรับอัตราขยายที่ง่ายที่สุดวิธีหนึ่งคือการปรับกระแสไบอัส แต่ช่วงของค่ากระแสไบอัสที่ปรับค่าได้นั้นมีขอบเขตอยู่ ซึ่งขึ้นอยู่กับย่านการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่จำเป็นต้องอยู่ในย่านอิมิต์วเท่านั้น หรือข้อจำกัดของแรงดันตกคร่อมแหล่งจ่ายกระแสไบอัสต้องมีค่าไม่น้อยจนเกินไป

ด้วยข้อจำกัดเหล่านี้ ช่วงของกระแสไบอัสจึงขึ้นอยู่กับแรงดันสงบขาเข้า ส่งผลให้ที่แรงดันสงบขาเข้าต่างกัน จะมีช่วงกระแสไบอัสที่ต่างกัน

ถึงแม้ว่าช่วงแปรค่ากระแสไบอัสที่แรงดันสงบขาเข้าบางค่าจะมีค่าสูง แต่ช่วงการแปรอัตราขยายนั้นไม่เป็นไปในทิศทางเดียวกันมากนัก กล่าวคือ เมื่อกระแสไบอัสเพิ่มมากขึ้นอัตราขยายของวงจรมีค่าจะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่ถ้าหากกระแสไบอัสมากเกินไป อัตราขยายจะมีค่าลดลงถึงแม้ว่าทรานซิสเตอร์ยังทำงานอยู่ในย่านอิมิต์วก็ตาม ด้วยเหตุผลนี้จึงทำให้มีแรงดันสงบขาเข้าค่าหนึ่งที่จะทำให้ช่วงการแปรอัตราขยายมีค่ามากที่สุด แม้ว่าแรงดันสงบขาเข้านั้นจะไม่ทำให้ช่วงการแปรกระแสไบอัสมีค่ามากที่สุดก็ตาม และแน่นอนว่าแรงดันสงบขาเข้าที่ทำให้ช่วงการแปรอัตราขยายมีค่ามากที่สุด ย่อมที่จะทำให้วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลนี้ เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุที่สามารถแปรค่าได้มากที่สุด

ค่าความจุสมมูลที่ได้จากผลการทดลองเปลี่ยนไปตามอัตราขยายในลักษณะที่สอดคล้องกับทฤษฎีเป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามที่ความถี่สูง ผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจรขยายและวงจรับัพเพอร์ทำให้ค่าความจุสมมูลเปลี่ยนไปตามความถี่

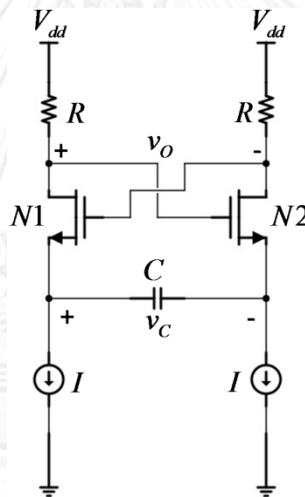
นอกจากนี้ ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรทำให้วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลเปรียบเสมือนมีตัวต้านทานอีกหนึ่งตัวมาต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุอยู่ ผลของความต้านทานสมมูลนี้มีค่าแปรเปลี่ยนไปตามอัตราขยาย ค่าความจุที่อยู่ในวงจร และความถี่ อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานนี้ยังคงมีค่าต่ำหากเทียบกับค่ารีแอกแทนซ์ของตัวเก็บประจุสมมูล ดังนั้น การเปรียบวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลเป็นเพียงตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวจึงมีความผิดพลาดไม่มากนัก

บทที่ 5

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณมุมฉากแบบ Shunt - Coupling QRXO

5.1 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ QRXO (Quadrature Relaxation Oscillator)

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ QRXO เป็นดังรูปที่ 5.1 การทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบ ผ่อนคลายแบบ QRXO นั้นได้อธิบายไปแล้วอย่างคร่าวๆ ในหัวข้อที่ 2.2.5 โดยวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ สามเหลี่ยมและสัญญาณสี่เหลี่ยมออกมาโดยที่สัญญาณทั้งสองเป็นสัญญาณมุมฉากกัน แต่ในทาง ปฏิบัติ ทรานซิสเตอร์ไม่ได้เป็นสวิตช์ในอุดมคติ ทำให้วงจรถูกกำเนิดสัญญาณที่ไม่สามารถกำเนิดสัญญาณที่เป็น มุมฉากกันได้ แต่จะมีความผิดพลาดของความเป็นสัญญาณมุมฉากเกิดขึ้น การจำลองผลโดยใช้ แบบจำลองของ Global Foundry 0.35 μm EE PROM โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 5.1 เป็นดังรูปที่ 5.2

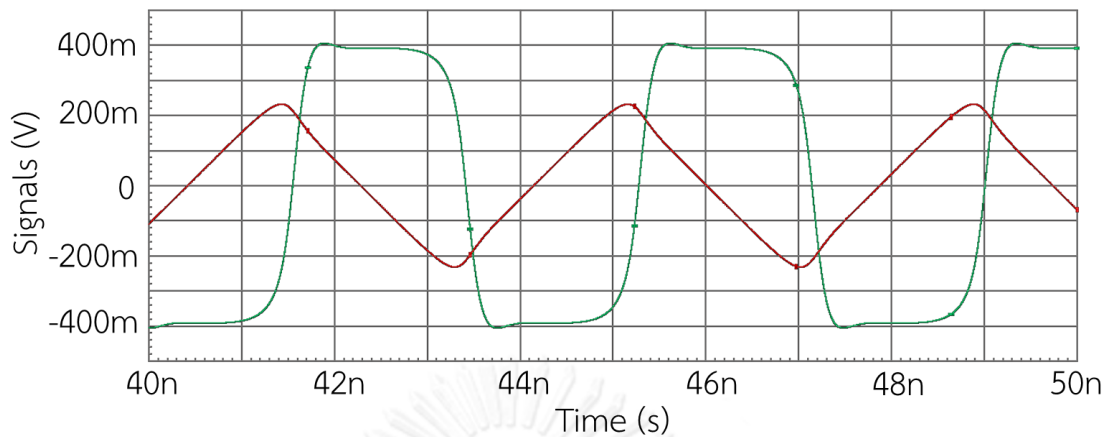


รูปที่ 5.1 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณ QRXO

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจร

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
V_{dd}	3.3V	R	700 Ω
$(W/L)_1, (W/L)_2$	80 $\mu\text{m}/0.35 \mu\text{m}$	C	1pF
I	300 μA	-	-

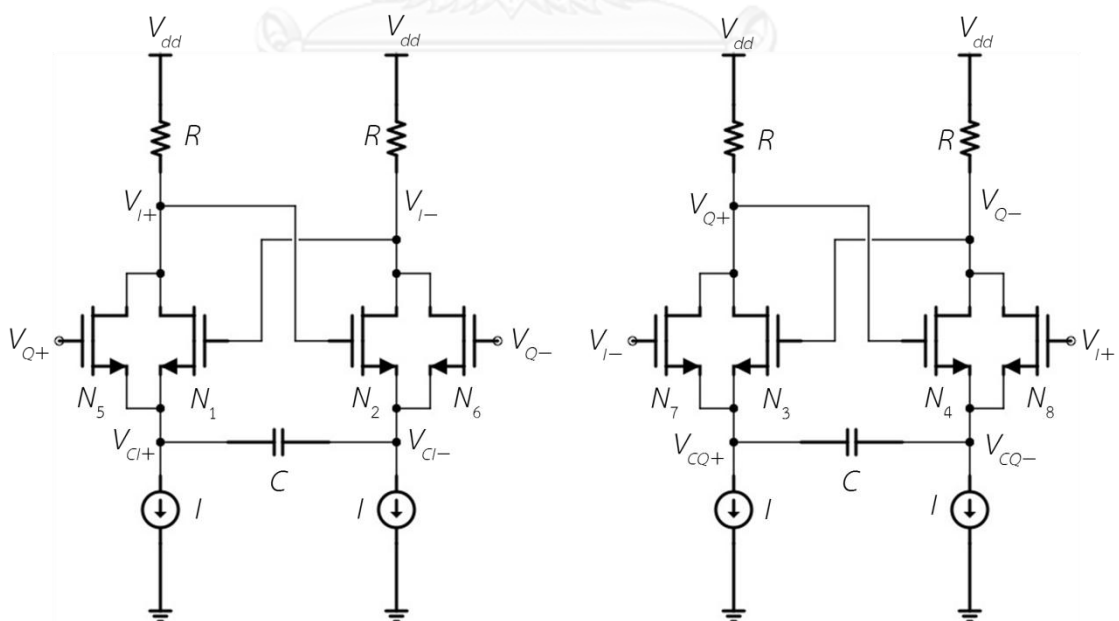
จากการจำลองผลของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณมีความถี่ 268.2MHz และสัญญาณสามเหลี่ยม มีเฟสนำสัญญาณสี่เหลี่ยมอยู่ 106.5° ซึ่งจะเห็นได้ว่าผิดพลาดมาจาก 90° ถึง 16.5° เนื่องจาก NMOS ไม่ได้เป็นสวิตช์ในอุดมคติ ดังนั้นโครงสร้างดังกล่าวจึงมีการปรับปรุงกลายเป็น Shunt - coupling QRXO [22] ซึ่งเป็นโครงสร้างที่สามารถกำเนิดสัญญาณมุมฉากได้อย่างแม่นยำ



รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางเวลาของวงจร QRXO

5.2 การกำเนิดสัญญาณของ Shunt – coupling QRXO

โครงสร้างของวงจร Shunt – coupling QRXO เกิดจากการดัดแปลงวงจร QRXO เป็นดังรูปที่ 5.3 วงจรนี้ประกอบด้วยวงจร QRXO สองวงจรที่ต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเติมทำหน้าที่ coupling ($N_6 - N_8$) เชื่อมระหว่างสองวงจรเข้าด้วยกัน ขนาดของทรานซิสเตอร์ที่ coupling มีผลต่อการกำเนิดสัญญาณเป็นอย่างมาก โดยหลักการการกำเนิดสัญญาณของวงจรนี้สามารถแบ่งได้เป็นสองประเภท ขึ้นอยู่กับขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling คือการกำเนิดสัญญาณแบบผ่อนคลาย (Relaxation mode) และการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก (Quadrature mode)

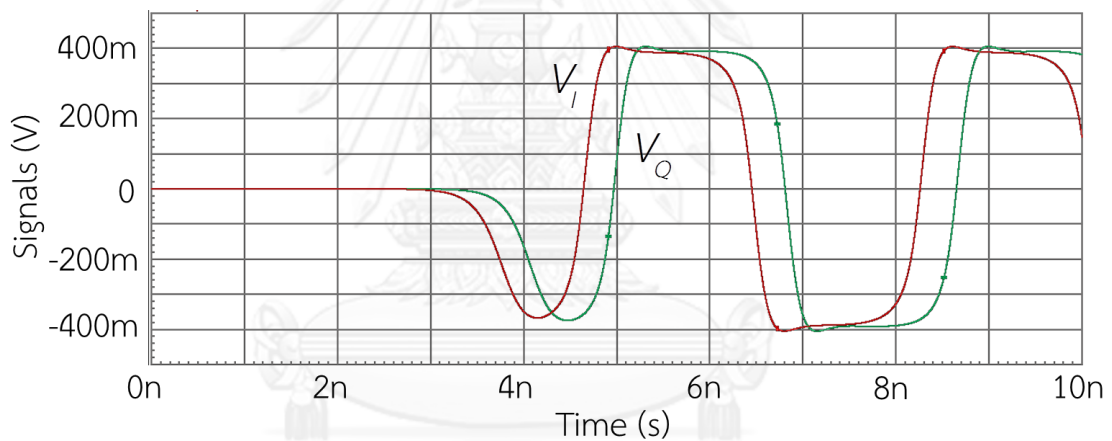


รูปที่ 5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ Shunt – coupling QRXO

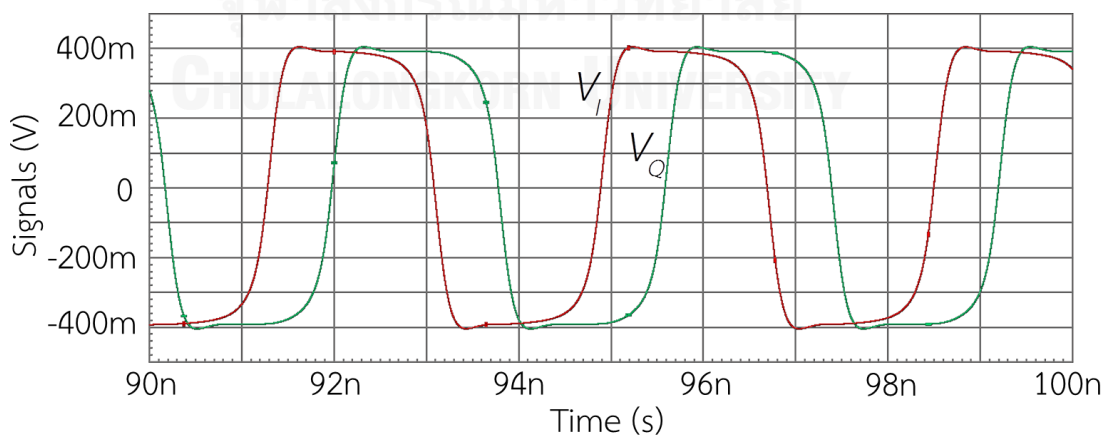
5.2.1 การกำเนิดสัญญาณแบบผ่อนคลาย (Relaxation mode)

หากขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling มีขนาดเล็กเทียบกับทรานซิสเตอร์ในวงจร QRXO การกำเนิดสัญญาณของวงจร Shunt – coupling QRXO จะเป็นหลักการเดียวกับวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ QRXO ทุกประการ โดยวงจร QRXO ในวงจร Shunt – coupling จะกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมออกมา (เฟสของสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมไม่ได้เป็นมุมฉากกัน) และเนื่องจากขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling ที่เล็กเกินไป ทำให้เมื่อ QRXO ทั้งสองกำเนิดสัญญาณขึ้นมาแล้ว ในสภาวะคงตัว ทรานซิสเตอร์ coupling จะนำกระแสได้อ่อนมากเทียบกับทรานซิสเตอร์ของ QRXO ดังนั้นการทำงานในย่านนี้ ทรานซิสเตอร์ coupling จะไม่สามารถทำให้สัญญาณจาก QRXO ทั้งสองเป็นมุมฉากกันได้

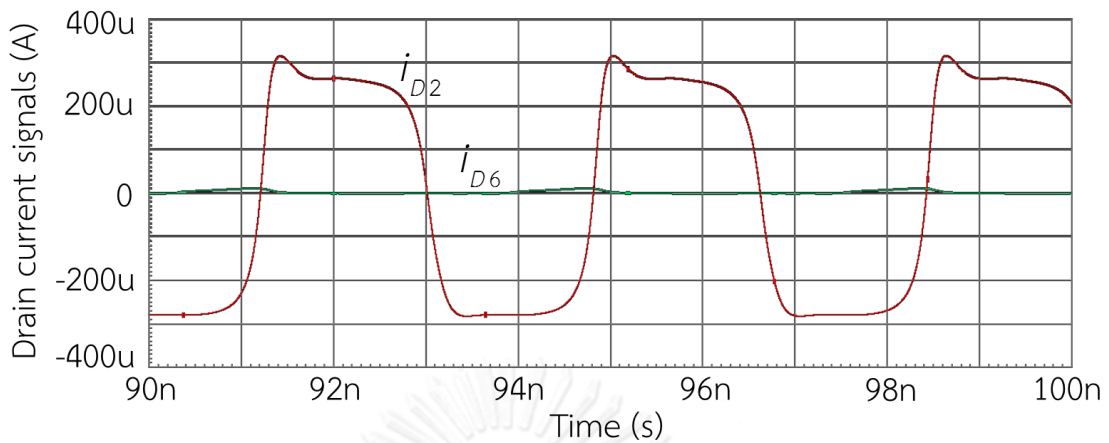
ผลการทดลองวงจร Shunt – coupling QRXO โดยใช้พารามิเตอร์ของวงจร QRXO ดังตารางที่ 5.1 และใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling คือ $(W/L)_c = 0.35\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ เป็นดังรูปที่ 5.4



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางเวลา (ก) สัญญาณแรงดันเมื่อเริ่มการสร้างสัญญาณ (ข) สัญญาณแรงดันเมื่อสภาวะคงตัว (ค) สัญญาณกระแสขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ N_2 และ N_6 เมื่อสภาวะคงตัว

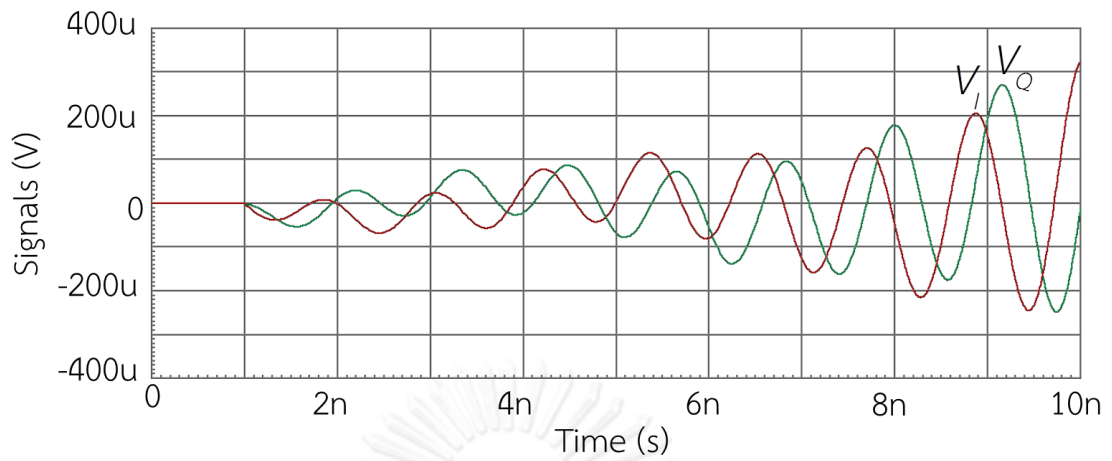
สัญญาณมีความถี่ 277.2MHz และมีเฟสต่างกันอยู่ 73.10° (ความต่างเฟสขึ้นอยู่กับเงื่อนไขเริ่มต้น) ซึ่งไม่เป็นสัญญาณมุมฉาก และจากรูปสัญญาณกระแสขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ coupling (i_{D6}) กับกระแสขั้วเดรนของทรานซิสเตอร์ QRXO (i_{D2}) จะเห็นว่าสัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ coupling นั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับสัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ QRXO เนื่องจากทรานซิสเตอร์ coupling มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์ QRXO

ดังนั้น การกำเนิดสัญญาณแบบพออนคลาย ไม่สามารถกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉากได้

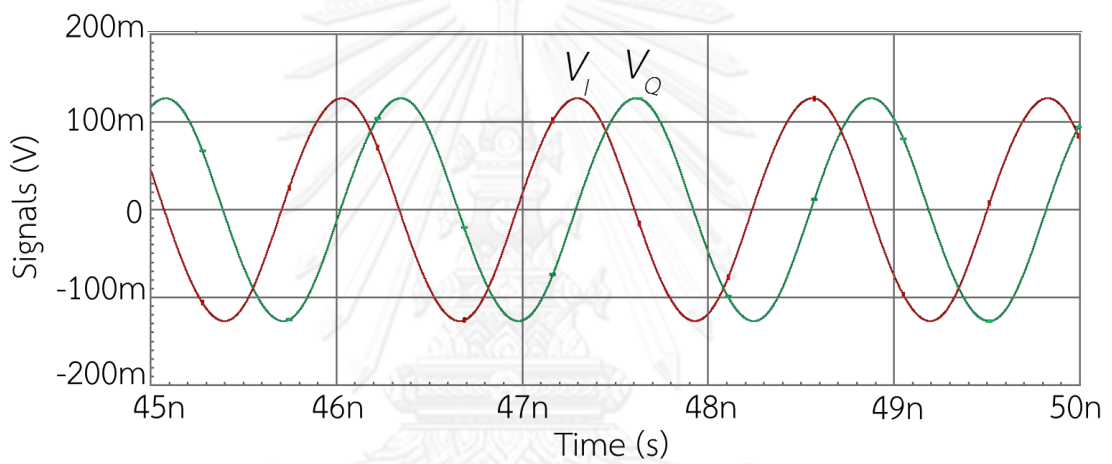
5.2.2 การกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก (Quadrature mode)

ในการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling จะต้องไม่เล็กมากเมื่อเทียบกับขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO การกำเนิดสัญญาณในย่านนี้ ทรานซิสเตอร์ coupling จะมีบทบาทในการกำเนิดสัญญาณด้วย และการกำเนิดสัญญาณจะไม่ได้อาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์ QRXO เปิดและปิดอีกต่อไป แต่สัญญาณจะกำเนิดมาจากสัญญาณขนาดเล็ก จากนั้นจึงขยายใหญ่ขึ้นและคงที่ด้วยความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์ในที่สุด ดังนั้นสัญญาณในย่านนี้จึงมีความเพี้ยนจากรูปไซน์น้อยกว่าการกำเนิดสัญญาณแบบพออนคลาย และสัญญาณยังเป็นมุมฉากกันอีกด้วย

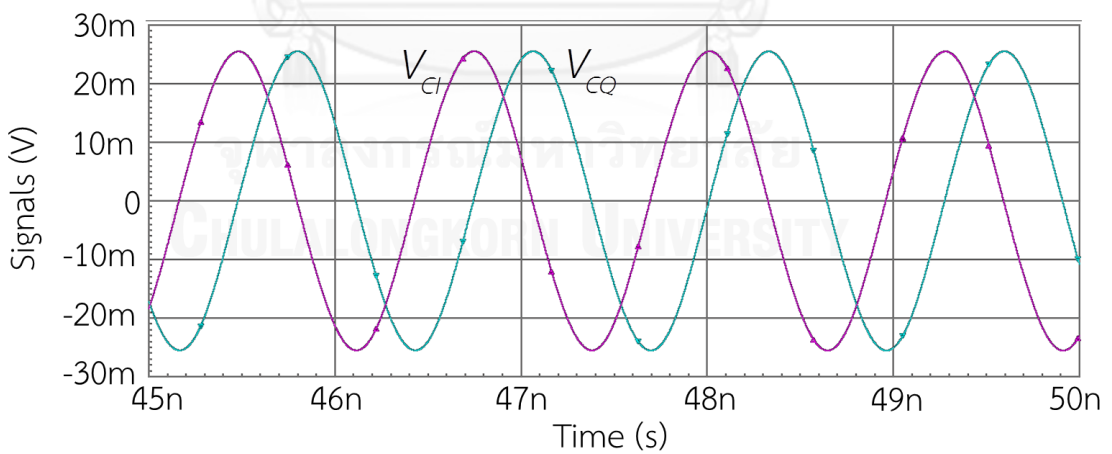
ผลการทดลองวงจร Shunt – coupling QRXO โดยใช้พารามิเตอร์ของวงจร QRXO ดังตารางที่ 5.1 และใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling เท่ากับขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO คือ $(W/L)_c = 80\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ เป็นดังรูปที่ 5.5



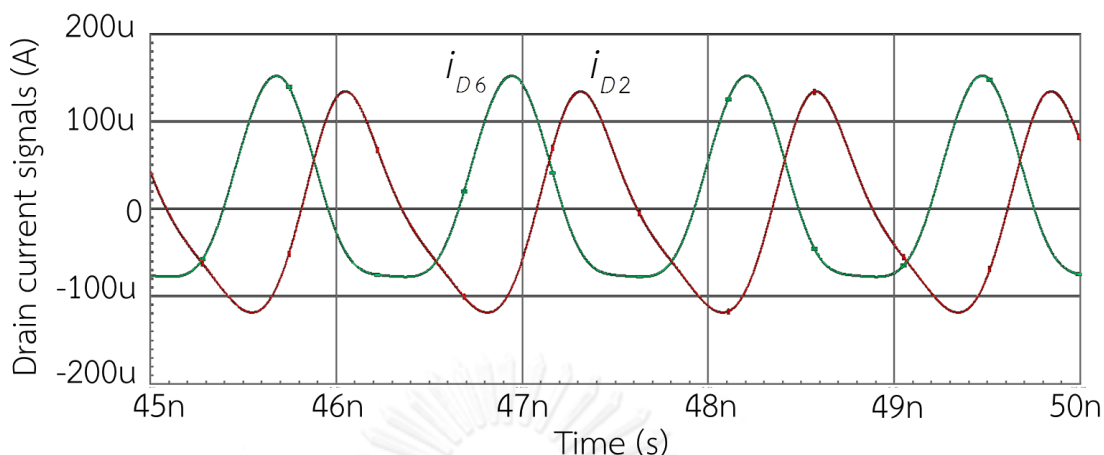
(a)



(b)



(c)



(ง)

รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางเวลา (ก) วงจรเริ่มกำเนิดสัญญาณ (ข) สัญญาณในสภาวะอยู่ตัว (ค) สัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (ง) สัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ N_2 และ ทรานซิสเตอร์ N_6

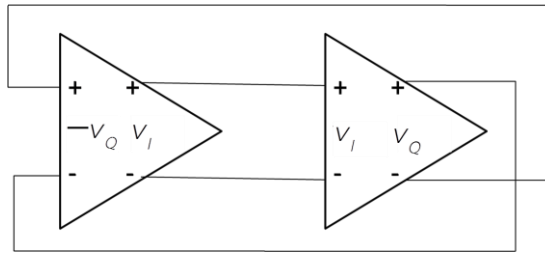
สัญญาณมีความถี่ 790.1MHz และมีเฟสต่างกัน 90°

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า วงจรเริ่มกำเนิดสัญญาณด้วยสัญญาณขนาดเล็ก แล้วมีขนาดคงตัวในลำดับต่อมา รวมถึงสัญญาณตกคร่อมตัวเก็บประจุระหว่าง QRXO ทั้งสองชุดก็มีเฟสต่างกัน 90° แต่จะมีขนาดเล็กกว่าขนาดของสัญญาณ V_i และ V_o สุดท้าย สัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ coupling (i_{D6}) กับสัญญาณกระแสเดรนของทรานซิสเตอร์ QRXO (i_{D2}) มีขนาดใกล้เคียงกันเนื่องจากทรานซิสเตอร์ coupling กับทรานซิสเตอร์ QRXO มีค่าเท่ากัน

ดังนั้น การกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉากนี้ สามารถกำเนิดสัญญาณที่เป็นมุมฉากกันได้เสมอ และยังสามารถกำเนิดสัญญาณที่มีรูปร่างใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์อีกด้วย

5.3 หลักการทำงานในย่านการกำเนิดสัญญาณมุมฉาก

เนื่องจากการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉากของวงจร Shunt – Coupling QRXO สามารถกำเนิดสัญญาณที่เป็นมุมฉากกันได้ และมีรูปร่างใกล้เคียงไซน์ ผู้เขียนจึงจะใช้วงจรในย่านการทำงานนี้เท่านั้น หลักการกำเนิดสัญญาณมุมฉากสามารถอธิบายได้ง่ายๆดังรูปที่ 5.6



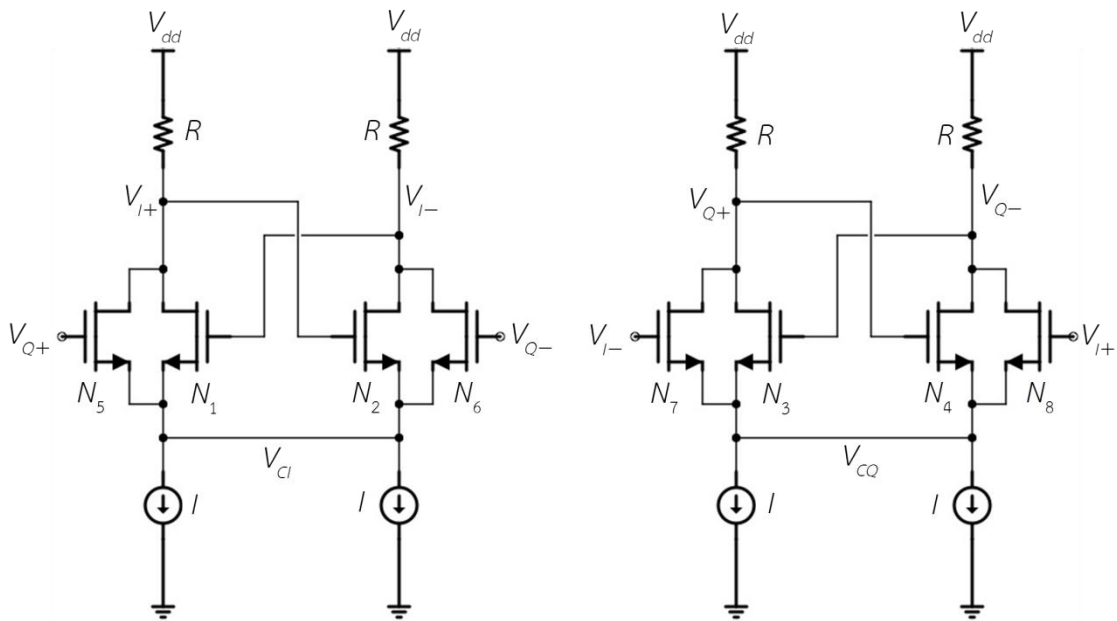
รูปที่ 5.6 วงจรที่เป็นแนวคิดของการกำเนิดสัญญาณมุมฉาก

วงจรในรูปที่ 5.6 เป็นแนวคิดทั่วไปของการกำเนิดสัญญาณมุมฉาก นั่นคือการต่อวงจรที่เหมือนกันสองสเตจในลักษณะการป้อนกลับแบบบวก เนื่องจากวงจรทั้งสองสเตจมีลักษณะเหมือนกัน และสัญญาณจะเกิดการสั่นได้เมื่อมีการเลื่อนเฟสครบรอบ ดังนั้นสัญญาณทั้งสองจะต้องเป็นมุมฉากกันเท่านั้น

สำหรับ Shunt – coupling QRXO วงจรที่เป็นหนึ่งสเตจก็คือ QRXO ที่ต่อทรานซิสเตอร์ coupling เมื่อเทียบกับวงจรในรูปที่ 5.6 จะสังเกตเห็นได้ว่า v_I และ v_Q จะต้องเป็นมุมฉากกันแน่นอน นอกจากนี้ หากสัญญาณ v_I และ v_Q เป็นมุมฉากกันแล้ว v_{C1} และ v_{C2} ก็ย่อมเป็นมุมฉากกันด้วย (แต่ v_I กับ v_{C1} หรือ v_Q กับ v_{C2} ไม่ได้เป็นมุมฉากกัน)

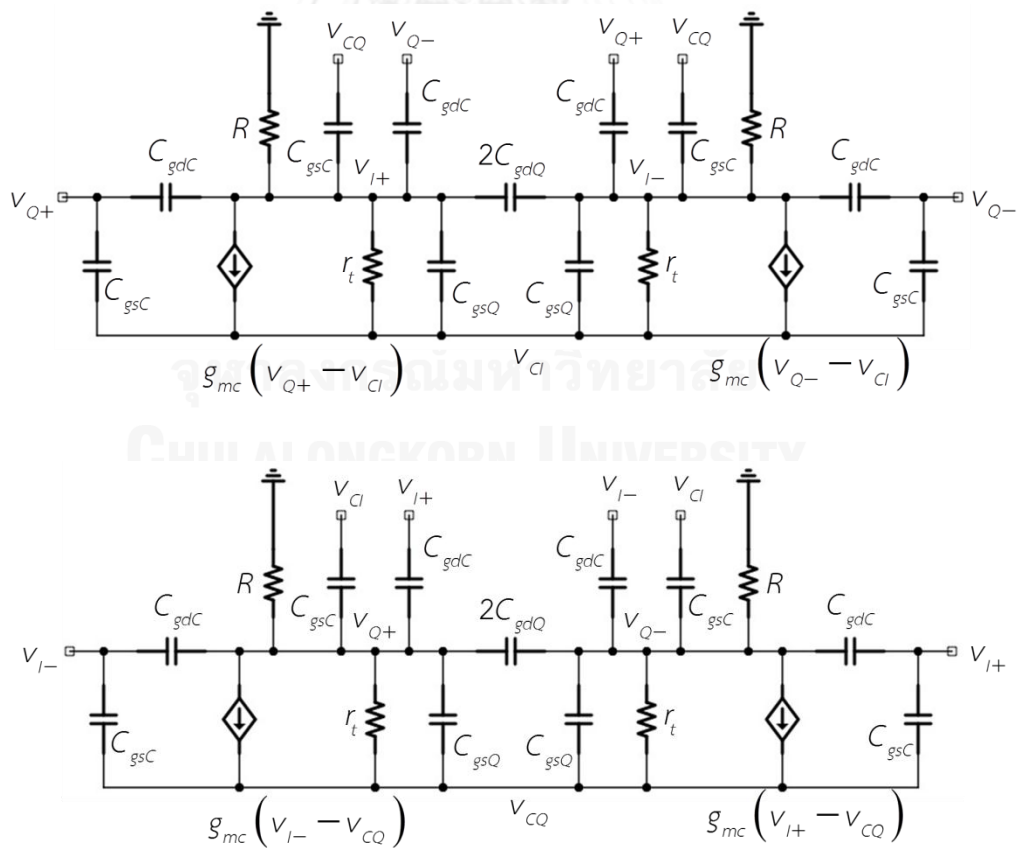
ความถี่ของสัญญาณขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ทุกตัวของวงจร รวมถึงตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ด้วย หลักๆ แล้ว หากเราเพิ่มค่าความจุของตัวเก็บประจุมากขึ้นเท่าใด ความถี่ควรจะน้อยลงไปเท่านั้น แต่เนื่องจากวงจร Shunt – coupling QRXO นี้ใช้ตัวเก็บประจุแฝงในการกำเนิดสัญญาณ ดังนั้นเมื่อค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจรมีค่ามากเกินไป ความถี่ของสัญญาณจะอยู่ที่ค่าๆหนึ่งและเกือบจะไม่ขึ้นกับค่าความจุอีกต่อไป ดังนั้นที่ความถี่ดังกล่าวนี้คือความถี่ที่ต่ำที่สุดที่วงจรจะสามารถกำเนิดสัญญาณได้

ในการวิเคราะห์ความถี่ต่ำสุดนี้ เราจะสมมุติว่าตัวเก็บประจุมีค่าใหญ่มากและเป็นสายลัดได้ ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจร Shunt – coupling QRXO เมื่อตัวเก็บประจุใหญ่มากจนลัดวงจร

วงจรในรูปที่ 5.7 สามารถแปลงเป็นวงจรสมมูลขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 5.8 โดยตัวแปรต่างๆมีความหมายดังตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.8 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในรูปที่ 5.7

ตารางที่ 5.2 ความหมายของตัวแปรต่างๆ

ตัวแปร	ความหมาย	ตัวแปร	ความหมาย
R	ตัวต้านทานในวงจร	g_{mQ}	Trans - conductance ของทรานซิสเตอร์ QRXO
g_{mC}	Trans - conductance ของทรานซิสเตอร์ coupling	C_{gsQ}	ตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเกตและซอสของทรานซิสเตอร์ QRXO
C_{gsC}	ตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเกตและซอสของทรานซิสเตอร์ coupling	C_{gdQ}	ตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเกตและเดรนของทรานซิสเตอร์ QRXO
C_{gdC}	ตัวเก็บประจุระหว่างขั้วเกตและเดรนของทรานซิสเตอร์ coupling	r_{oQ}	ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ QRXO
r_{oC}	ความต้านทานภายในของทรานซิสเตอร์ coupling	r_t	$1 / \left(\frac{1}{r_{oQ}} + \frac{1}{r_{oC}} - g_{mQ} \right)$

หากพิจารณาเฉพาะสัญญาณผลต่าง จะได้เป็น

$$v_{I+} = -v_{I-} \quad (5.1)$$

$$v_{Q+} = -v_{Q-} \quad (5.2)$$

$$v_I = v_{I+} - v_{I-} = 2v_{I+} \quad (5.3)$$

$$v_Q = v_{Q+} - v_{Q-} = 2v_{Q+} \quad (5.4)$$

จากวงจรในรูป 5.8 เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยทั่วไป จะได้เมทริกซ์ A ที่ไว้สำหรับหาสมการลักษณะเฉพาะคือ

$$\begin{bmatrix} \alpha & \frac{g_{mC}}{2} & -g_{mC} & -\frac{1}{r_t} - sC_{gsQ} & -sC_{gsC} \\ -\frac{g_{mC}}{2} & \alpha & -sC_{gsC} & -g_{mC} & -\frac{1}{r_t} - sC_{gsQ} \\ 0 & 0 & -2g_{mC} & -\frac{2}{r_t} - 2sC_{gsQ} - 2sC_{gsC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2g_{mC} & -\frac{2}{r_t} - 2sC_{gsQ} - 2sC_{gsC} \end{bmatrix}$$

โดยที่
$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_t} + s(C_{gsC} + C_{gdC} + C_{gsQ} + 4C_{gdQ}) \right) \quad (5.5)$$

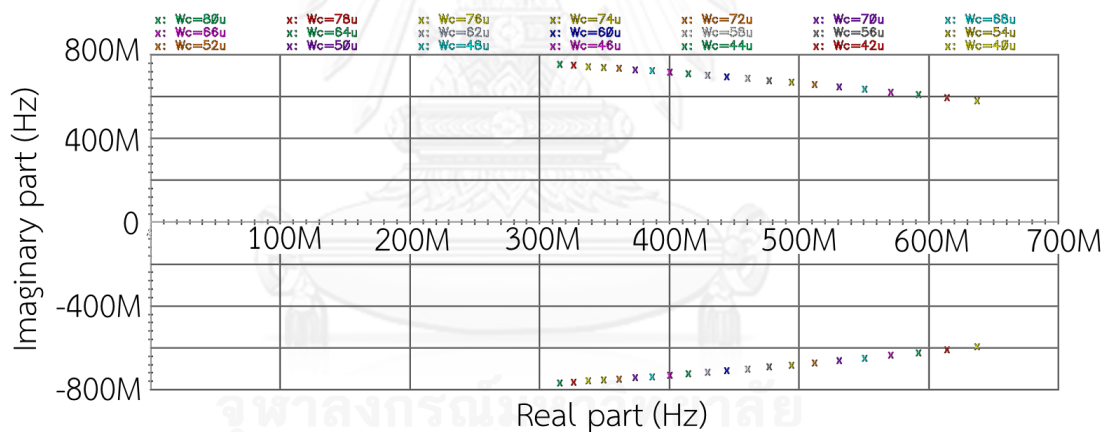
และสมการลักษณะเฉพาะคือ
$$\det(A) = 0 \quad (5.6)$$

เมื่อแก่สมการที่ 5.6 เราก็จะได้ความถี่ของสัญญาณที่ต่ำที่สุดที่วงจร Shunt – coupling QRXO จะสร้างได้ ดังนี้

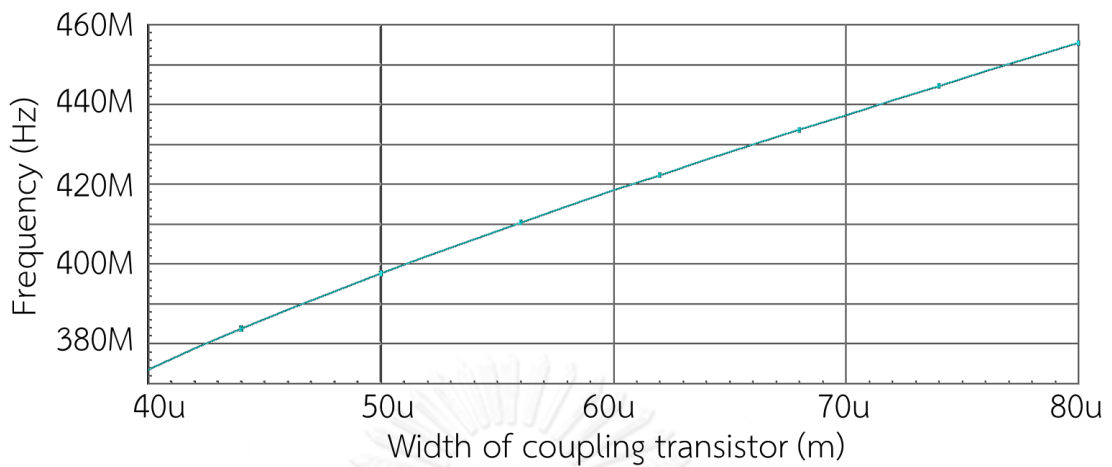
การแก่สมการที่ 5.6 ก็คือการหาโพลของวงจร โดยโพลที่มีผลทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณขึ้นมา คือโพลที่อยู่ใน RHP (Right half plane) และเป็นเชิงซ้อน โดยค่าจินตภาพของโพลนี้บ่งบอกถึงความถี่ของสัญญาณในขณะเริ่มต้น

อย่างไรก็ตาม ความถี่ที่ได้จากการคำนวณโพลจะไม่ตรงกับความถี่จริงๆของสัญญาณ เนื่องจากเมื่อสัญญาณมีขนาดใหญ่ขึ้น วงจร Shunt – coupling QRXO จะไม่ได้มีวงจรสมมูลเป็นรูปที่ 5.8 อีกต่อไป แต่ความเป็นไม่เชิงเส้นของทรานซิสเตอร์จะทำให้สัญญาณอยู่ที่สภาวะคงตัว และมีความถี่ไม่เท่ากับความถี่ที่คำนวณมาจากโพล ถึงกระนั้น ความถี่ที่ได้จากโพลจะมีการเปลี่ยนแปลงไปในทิศทางเดียวกับความถี่ของสัญญาณเมื่อเปลี่ยนตัวแปรต่างๆในวงจร

รูปที่ 5.9 แสดงถึงตำแหน่งของโพลใน RHP ที่เปลี่ยนไปเมื่อเปลี่ยนขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling ตั้งแต่ $40\mu m$ ถึง $80\mu m$ (ความยาวของทรานซิสเตอร์ coupling เป็น $0.35\mu m$) และรูปที่ 5.10 แสดงถึงความถี่ของสัญญาณที่สภาวะอยู่ตัวของวงจรในรูปที่ 5.7 โดยใช้พารามิเตอร์ของ QRXO ดังตารางที่ 5.1



รูปที่ 5.9 ตำแหน่งของโพลเมื่อแปรขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling



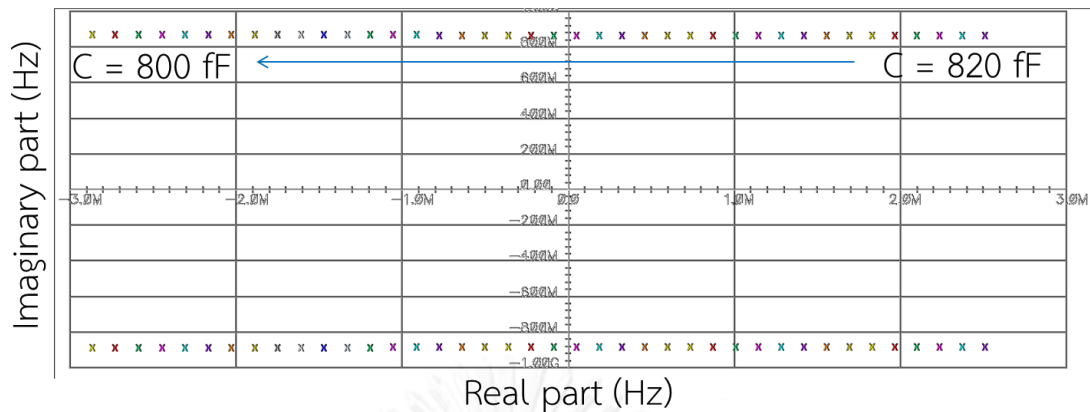
รูปที่ 5.10 ความถี่ของสัญญาณในวงจรรูปที่ 5.7 เมื่อแปรขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling จะสังเกตเห็นได้ว่า ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling มีผลต่อความถี่ต่ำสุดของวงจร สุดท้าย สัญญาณที่เกิดจากการทำงานในย่านนี้ จะมีความถี่ขึ้นไปจากรูปไซน์น้อยกว่าการทำงานในย่านผ่านคล้าย เนื่องจาก สัญญาณที่เกิดจากสัญญาณขนาดเล็กจะเป็นรูปไซน์ ก่อนที่จะผิดเพี้ยนไปด้วยความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์

5.4 การเปลี่ยนความถี่ด้วยตัวเก็บประจุ

ในหัวข้อที่ 5.3 ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling จะมีผลในการกำหนดความถี่ต่ำสุดของสัญญาณ โดยที่ตัวเก็บประจุมีค่าเป็นอนันต์ แต่เมื่อเปลี่ยนค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจร Shunt – coupling QRXO (รูปที่ 5.3) ก็จะทำให้ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปได้ เราสามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้ในทำนองเดียวกับหัวข้อที่ 5.3 นั่นคือการหาโพลของวงจรขนาดเล็ก และทำนายความถี่การสั่นของสัญญาณได้จากโพลใน RHP

อย่างไรก็ตาม หากค่าตัวเก็บประจุมีค่าน้อยเกินไป จะทำให้วงจรไม่กำเนิดสัญญาณ เนื่องจากการแปรค่าความจุให้น้อยลง จะทำให้โพลที่อยู่ใน RHP เคลื่อนที่เข้าหา LHP (Left half plane) จนในที่สุด โพลที่เคยอยู่ใน RHP (ที่กำเนิดสัญญาณ) จะเข้าไปอยู่ใน LHP ทำให้วงจรไม่สามารถกำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้

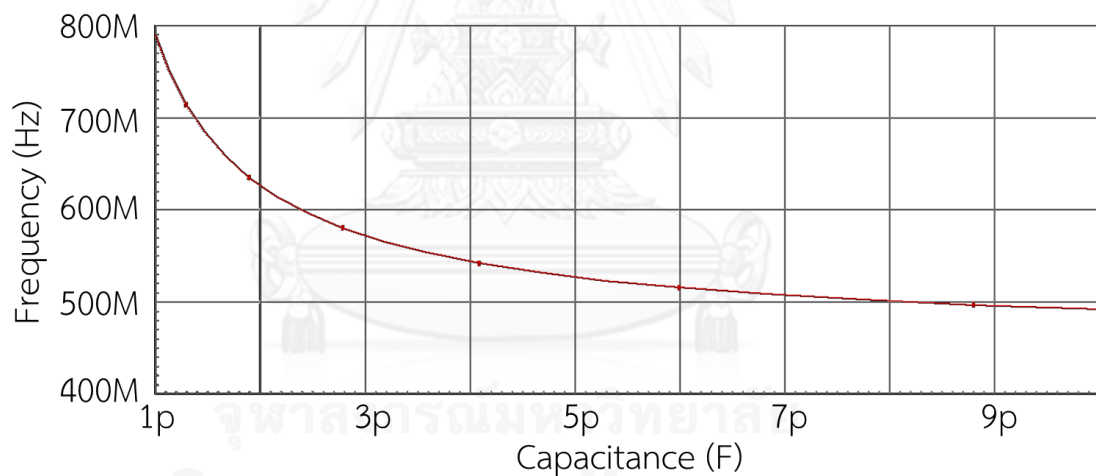
ผลการเคลื่อนที่ของโพลใน RHP เมื่อแปรความจุไฟฟ้าตั้งแต่ 800 fF ถึง 820 fF โดยใช้พารามิเตอร์ QRXO ดังตารางที่ 5.1 และใช้ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling เท่ากับขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO คือ $(W/L) = 80\text{ }\mu\text{m}/0.35\text{ }\mu\text{m}$ เป็นดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 เส้นทางการเคลื่อนที่ของโพลเมื่อแปรค่าตัวเก็บประจุจาก 800 fF ถึง 820 fF

จากเส้นทางการเคลื่อนที่ของโพล จะประมาณตัวเก็บประจุที่มีค่าน้อยที่สุดที่ทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณได้เป็น $C = 810.8\text{ fF}$

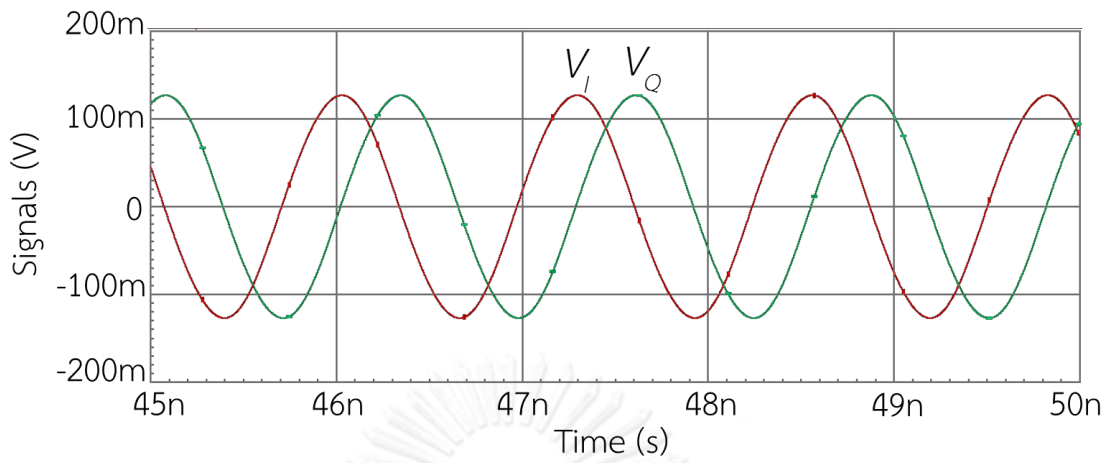
เมื่อแปรค่าความจุเพิ่มมากขึ้น จะทำให้ความถี่ของสัญญาณลดลง และคงที่อยู่ที่ความถี่ต่ำที่สุดเมื่อตัวเก็บประจุมีค่าเป็นอนันต์ตามการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 5.3 รูปที่ 5.12 แสดงถึงความถี่ของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเมื่อแปรค่าความจุตั้งแต่ 1 pF ถึง 10 pF



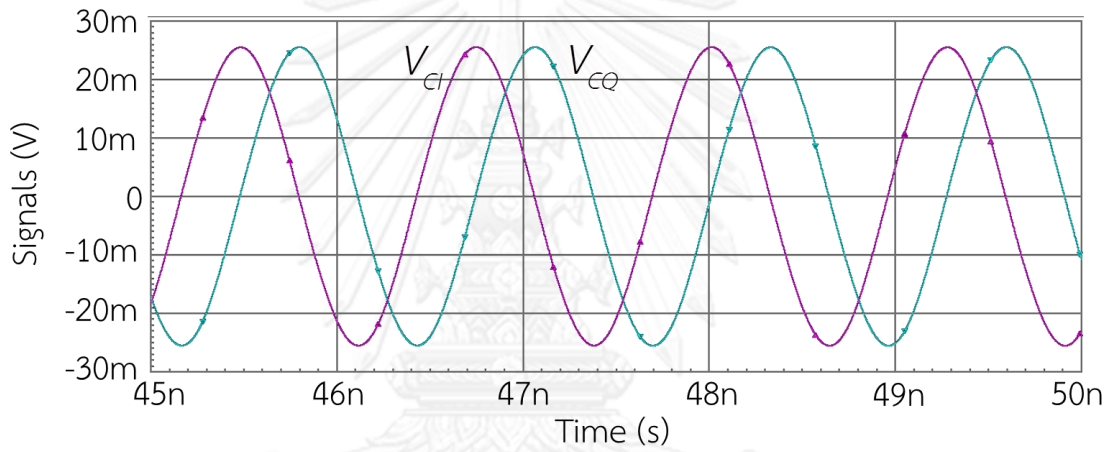
รูปที่ 5.12 ความถี่ของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุตั้งแต่ 1 pF ถึง 10 pF

จะสังเกตเห็นได้ว่า เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าสูงขึ้น ความถี่ของสัญญาณจะมีค่าลดลง และลู่เข้าค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งค่าคงที่ดังกล่าวนี้คือความถี่เมื่อตัวเก็บประจุเป็นอนันต์ จากหัวข้อที่ 5.3 ความถี่เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าเป็นอนันต์สำหรับขนาดทรานซิสเตอร์ coupling ที่มีขนาดเท่ากับทรานซิสเตอร์ QRXO คือ 455 MHz

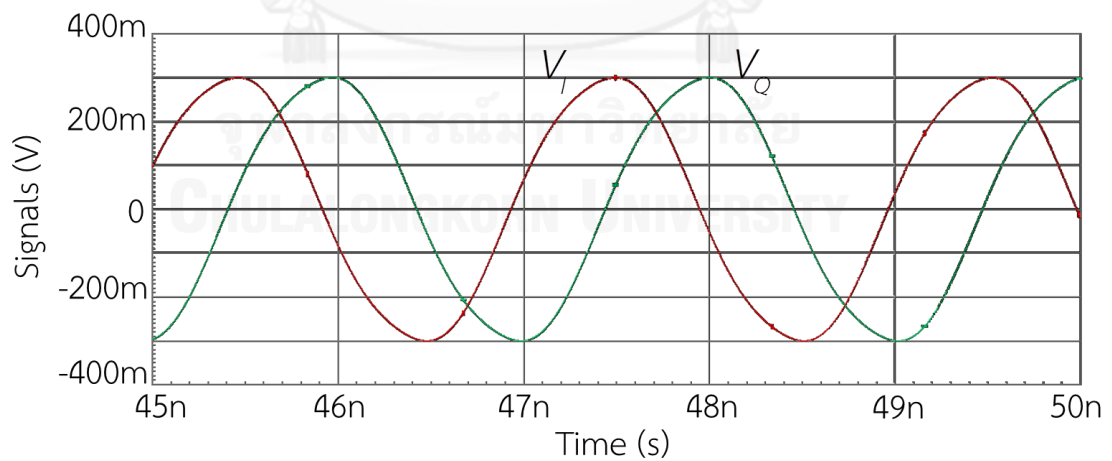
รูปที่ 5.13 ถึง 5.17 แสดงถึงผลการทดลองต่างๆของวงจร Shunt – coupling QRXO



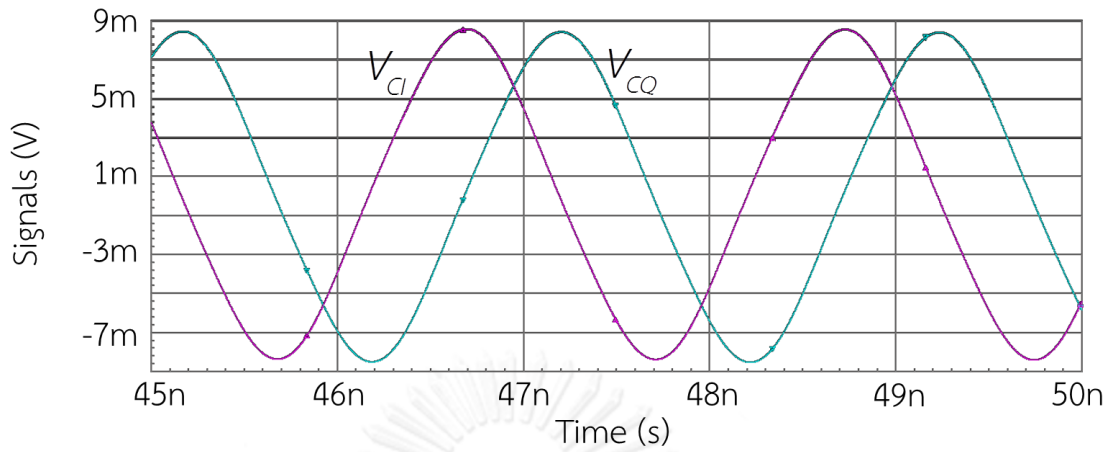
รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_I และ v_O เมื่อ $C = 1\text{pF}$



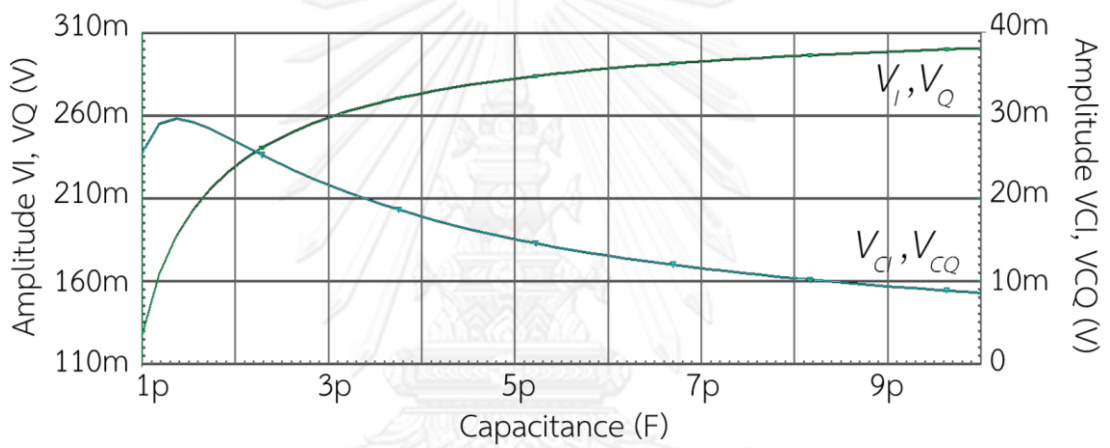
รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_{CI} และ v_{CQ} เมื่อ $C = 1\text{pF}$



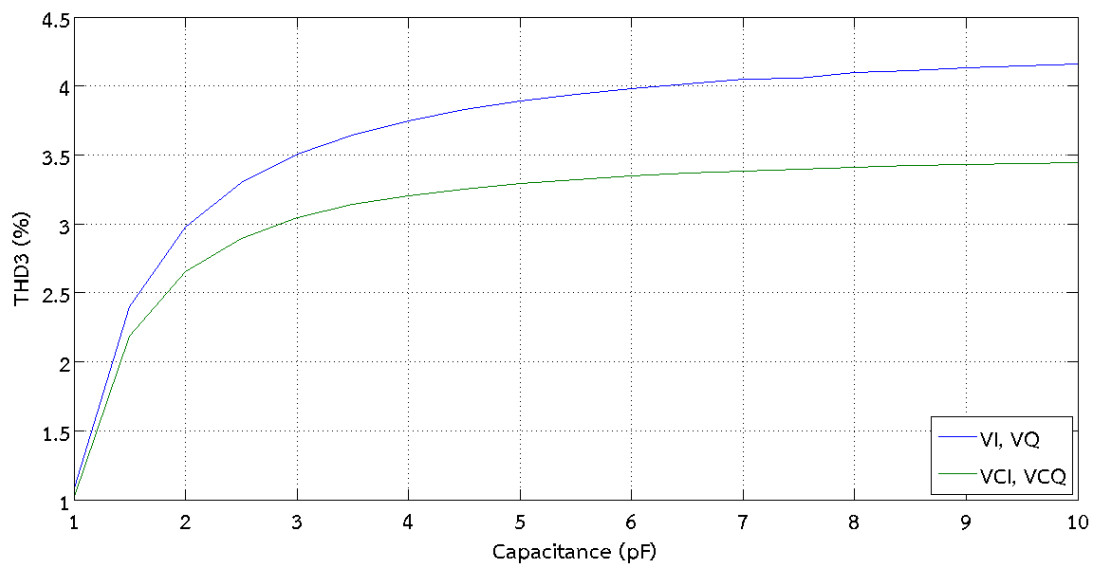
รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_I และ v_O เมื่อ $C = 10\text{pF}$



รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ v_{C1} และ v_{CQ} เมื่อ $C = 10\text{pF}$



รูปที่ 5.17 ขนาดของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า



รูปที่ 5.18 THD_3 ของสัญญาณเมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า

สุดท้าย สำหรับการวัดความเพี้ยนจากสัญญาณรูปไซน์ ผู้เขียนใช้วิธีการวัดค่ารากที่สองเฉลี่ย (Root mean square) ของฮาร์มอนิกที่สามเทียบกับค่ารากที่สองเฉลี่ยฮาร์มอนิกที่หนึ่ง นั่นคือ

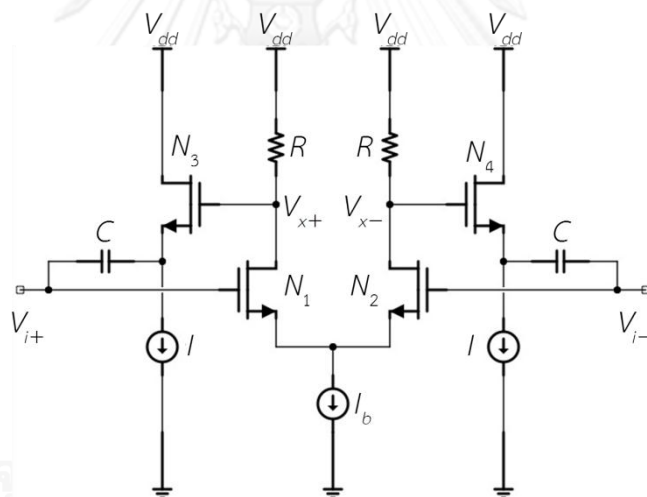
$$THD_3 = \frac{V_3}{V_1} \times 100\% \quad (5.7)$$

และละทิ้งฮาร์มอนิกอื่นๆเนื่องจากมีค่าน้อยมาก

จากรูปที่ 5.17 และ 5.18 จะสังเกตได้ว่าสัญญาณ V_i และ V_o มีขนาดใหญ่กว่าสัญญาณ V_{C1} และ V_{CQ} แต่ก็มี THD_3 มากกว่าด้วย เพราะฉะนั้น ถ้าหากคำนึงถึงความเพี้ยนของสัญญาณเป็นหลัก สัญญาณที่ควรจะนำมาใช้จึงเป็นสัญญาณ V_{C1} และ V_{CQ}

5.5 การปรับความถี่ด้วยวงจรถักความจุไฟฟ้า

เราสามารถสังเคราะห์ตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้เป็นวงจรถักความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอร์เรนเชียลที่ได้กล่าวมาในบทที่ 4 รูปของวงจรถักดิฟเฟอร์เรนเชียลเป็นดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 วงจรถักความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอร์เรนเชียล

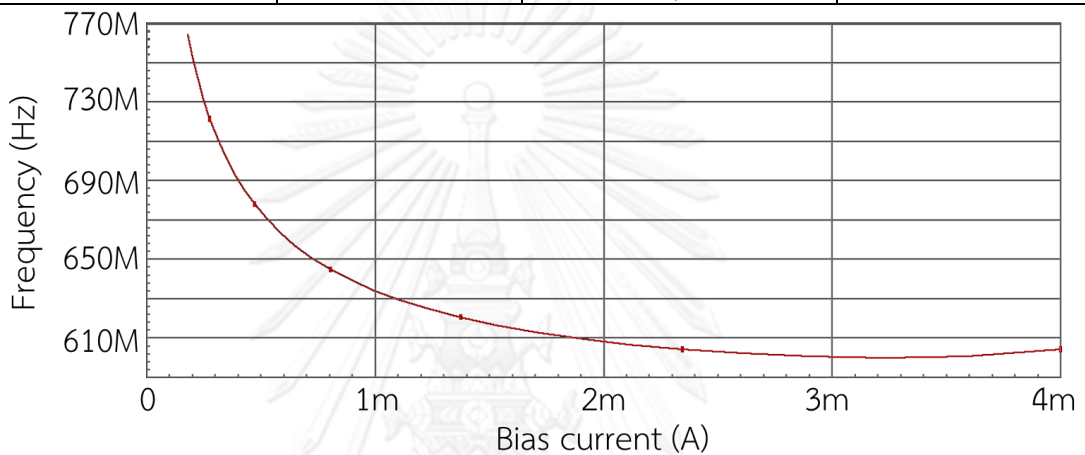
เมื่อนำวงจรนี้ แทนตัวเก็บประจุของวงจร Shunt coupling – QRXO ในรูปที่ 5.3 เราจะได้ วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับความถี่ได้โดยการปรับกระแสที่ไบอัสวงจรถักความจุไฟฟ้า (I_b) เนื่องจากการปรับกระแสไบอัสเป็นการปรับความจุสมมูลของวงจรถักความจุไฟฟ้านั่นเอง

ผลการจำลองผลวงจร Shunt – coupling QRXO ที่แทนตัวเก็บประจุด้วยวงจรถักความจุไฟฟ้า โดยใช้พารามิเตอร์ด้วยตารางที่ 5.3 เป็นดังรูปที่ 5.20

ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ที่ใช้นำการจำลองผลวงจร Shunt – coupling QRXO ที่ใช้วงจรถักความจุไฟฟ้า

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
-------------	-----------	-------------	-----------

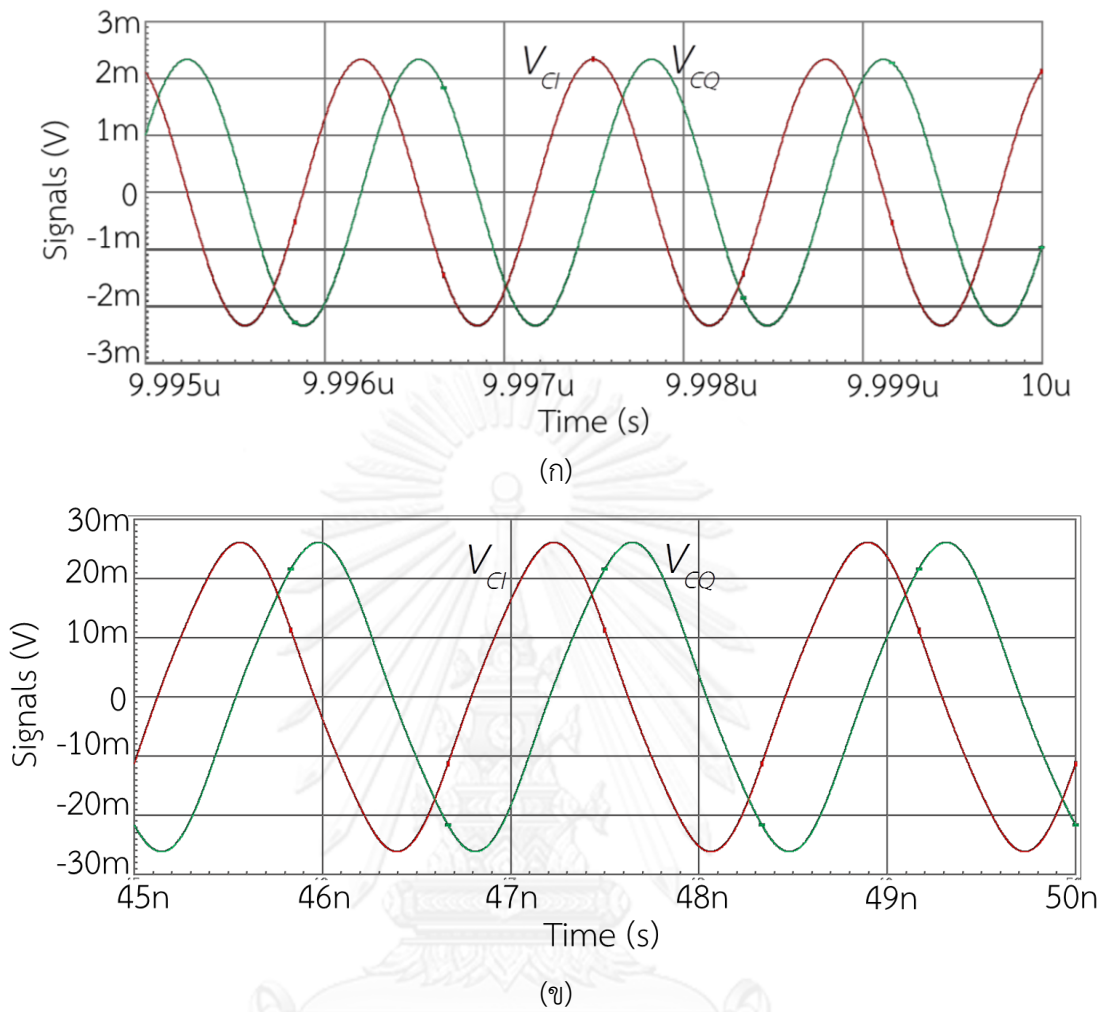
V_{dd}	3.3V	R ในวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้า	600Ω
R ในวงจร QRXO	700Ω	กระแสไบอัส QRXO	$300\mu A$
กระแสไบอัสบัฟเฟอร์	5mA	ตัวเก็บประจุ	1.2pF
ขนาดทรานซิสเตอร์ของวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้า	$40\mu m/0.35\mu m$	ขนาดทรานซิสเตอร์บัฟเฟอร์	$100\mu m/0.35\mu m$
ขนาดทรานซิสเตอร์ QRXO	$80\mu m/0.35\mu m$	ขนาดทรานซิสเตอร์ coupling	$80\mu m/0.35\mu m$



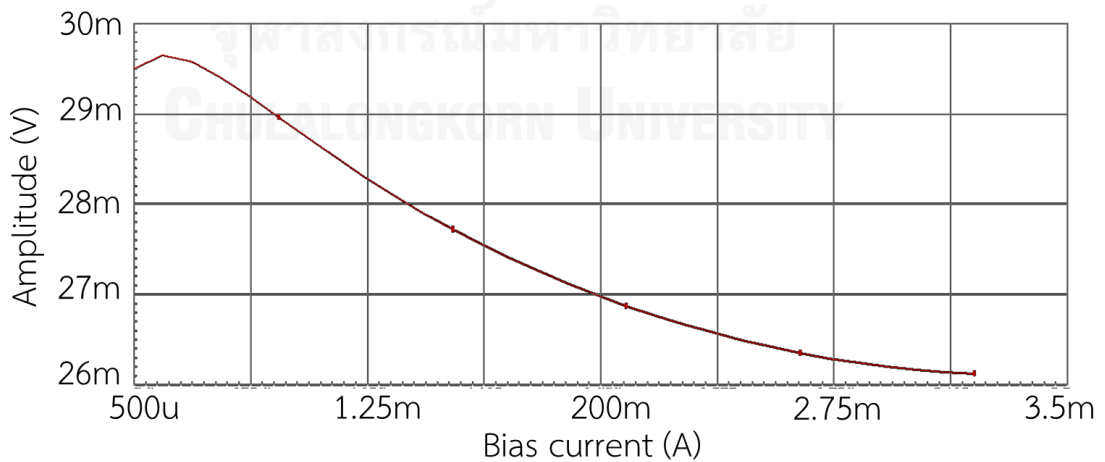
รูปที่ 5.20 ความถี่ของสัญญาณเมื่อแปรค่ากระแสไบอัสวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้า

จากรูปจะเห็นว่า หากกระแสไบอัสต่ำ นั่นคือความจุสมมูลมีค่าต่ำ จะทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่สูง ขณะที่กระแสไบอัสสูง จะทำให้ความจุสมมูลมีค่าสูง และสัญญาณมีความถี่ต่ำลง อย่างไรก็ตาม วงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าสามารถแปรเปลี่ยนค่าความจุได้เพียงช่วงหนึ่งเท่านั้น ตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 เมื่อกระแสไบอัสมีค่ามากเกินไป ค่าความจุสมมูลของวงจรที่ความถี่ความจุไฟฟ้าจะมีค่าลดลง ส่งผลให้วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงขึ้น จากผลการทดลองนี้ วงจรสามารถกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ต่ำสุดประมาณ $599.9MHz$ ที่กระแสไบอัส $3.223mA$

สำหรับความถี่สูงสุด เราจะปรับให้กระแสไบอัสน้อยลงเพื่อลดค่าความจุสมมูล แต่ถ้าหากความจุมีน้อยเกินไป วงจรจะไม่กำเนิดสัญญาณตามที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 5.4 ความถี่สูงสุดที่กำเนิดสัญญาณได้เมื่อใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 5.3 คือ $772.7MHz$ ที่กระแสไบอัส $167\mu A$



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณ (ก) เมื่อใช้กระแสไบอัส $167\mu A$ (ข) เมื่อใช้กระแสไบอัส $3.223mA$



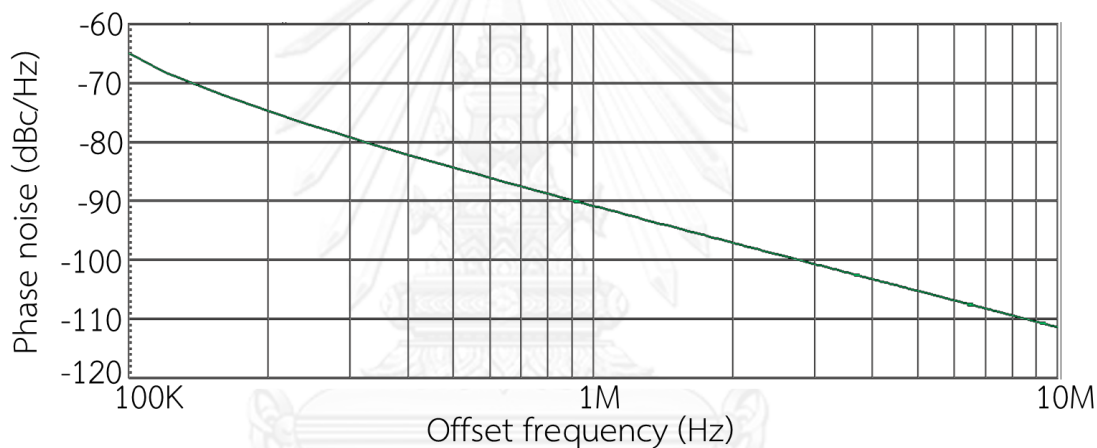
รูปที่ 5.22 ขนาดของสัญญาณเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส

รูปที่ 5.21 แสดงถึงรูปของสัญญาณที่ความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด และรูปที่ 5.22 แสดงถึงขนาดของสัญญาณเมื่อแปรค่ากระแสไบอัส ผลการจำลองต่างๆที่ความถี่สูงสุดและต่ำสุดเป็นดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ผลการจำลองวงจรที่ความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด

ความถี่ต่ำสุด/ สูงสุดของ สัญญาณ	กระแสไบอัส วงจรที่คูณ ความจุไฟฟ้า	ขนาดของ สัญญาณ	THD_3	เฟสnoiseที่ 1MHz	กำลังทั้งหมด ของวงจร
772.7MHz	167 μA	2.339mV	0.01494%	-67.46 dBc/Hz	71.05mW
599.9MHz	3.223mA	26.12mV	4.077%	-91.71 dBc/Hz	91.25mW

สุดท้าย รูปที่ 5.23 แสดงถึงเฟสnoiseที่ความถี่ offset ต่างๆ เมื่อกระแสไบอัสวงจรที่คูณความจุไฟฟ้าเป็น 1.5mA และมีความถี่ของสัญญาณคือ 617.2MHz



รูปที่ 5.23 เฟสnoiseของสัญญาณเมื่อกระแสไบอัสเป็น 1.5mA

5.6 สรุป

วงจร Shunt - coupling QRXO เกิดจากการใช้ QRXO สองชุดต่อเชื่อมกันโดยใช้ทรานซิสเตอร์ coupling และการป้อนกลับแบบบวก เพื่อแก้ปัญหาความไม่เป็นมุมฉากของสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมที่เกิดจากวงจร QRXO เพียงวงจรเดียว ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling มีผลอย่างมากในการกำเนิดสัญญาณของวงจร Shunt - coupling QRXO ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็นสองแบบคือ การกำเนิดสัญญาณแบบพ่นคลายและการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก

ในการกำเนิดสัญญาณแบบพ่นคลาย ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling จะเล็กกว่าขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO วงจร Shunt - coupling QRXO จะกำเนิดสัญญาณโดยใช้หลักการเดียวกับ QRXO นั่นคือจะกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม แต่ไม่เป็นมุมฉากกัน รวมถึง

สัญญาณของ QRXO ทั้งสองชุดก็ไม่เป็นมุมฉากกันด้วย เนื่องจากขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling ที่เล็กเกินไปจึงไม่สามารถเชื่อมสัญญาณของ QRXO ทั้งสองชุดให้เป็นมุมฉากกันได้

การกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก ขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling จะมีขนาดไม่เล็กกว่าขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO มากนัก วงจร Shunt – coupling QRXO จะอาศัยหลักการของสัญญาณขนาดเล็กในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะมีรูปร่างใกล้เคียงสัญญาณไซน์และเป็นมุมฉากกันเสมอ และเนื่องจากการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉากนี้ สามารถทำให้สัญญาณเป็นมุมฉากกันได้ ผู้เขียนจึงเลือกโครงสร้างวงจรมกำเนิดสัญญาณนี้มาวิเคราะห์ต่อไป

หลักการการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก อาศัยตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ในการกำเนิดสัญญาณ และสามารถประมาณความถี่ของสัญญาณได้จากความถี่ของโพลที่อยู่ใน RHP อย่างไรก็ตาม ความถี่ที่คำนวณได้จากโพลนี้ จะไม่ตรงกับความถี่ของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์ทำให้ความถี่และรูปร่างของสัญญาณผิดเพี้ยนไป

การแปรค่าความจุในวงจร จะทำให้ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไป โดยเมื่อความจุมีค่าน้อย ความถี่สัญญาณจะมีค่ามาก และเมื่อความจุมีค่ามาก ความถี่สัญญาณจะมีค่าน้อย

อย่างไรก็ตาม หากความจุมีค่าเป็นอนันต์ วงจรจะกำเนิดสัญญาณที่ความถี่ค่าหนึ่ง ซึ่งในการกำเนิดสัญญาณนี้ วงจรใช้เพียงตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ในการกำเนิดสัญญาณ และนี่คือความถี่ที่ต่ำสุดที่วงจรจะกำเนิดสัญญาณได้ ซึ่งสามารถประมาณได้โดยการหาโพลใน RHP เมื่อความจุไฟฟ้าเป็นอนันต์ ขณะที่ความจุมีค่าน้อยที่สุดที่ยังทำให้วงจรกำเนิดสัญญาณได้อยู่ คือค่าความจุที่ทำให้ยังมีโพลอยู่ใน RHP ซึ่งสามารถประมาณได้โดยการหาโพลเช่นกัน ค่าความจุน้อยที่สุดและความจุนอนันต์นี้จะเป็ค่าที่กำหนดช่วงความถี่ของสัญญาณที่วงจรจะกำเนิดขึ้นมาได้ เมื่อแปรค่าความจุไฟฟ้า

สุดท้าย ผู้เขียนนำวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลมาใช้แทนตัวเก็บประจุ เพื่อทำเป็นตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ ซึ่งช่วงการแปรความถี่ของสัญญาณจะถูกกำหนดโดยช่วงการแปรค่าความจุสมมูลของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า ผลที่สำคัญต่างๆของวงจรมกำเนิดสัญญาณเขียนไว้ในหัวข้อที่ 5.6

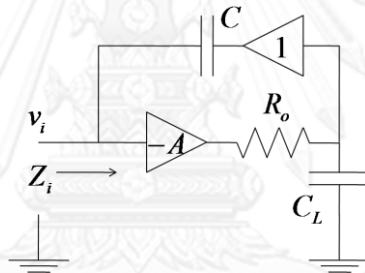
บทที่ 6

บทสรุป

6.1 วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า

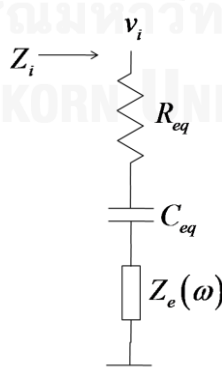
วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้หลักการของมิลเลอร์ (Miller's theorem) ในการสร้างวงจร พร้อมคำนึงถึงตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะวิเคราะห์ย่านความถี่ในการใช้งาน โครงสร้างของวงจรมีความง่าย และไม่จำเป็นต้องใช้วงจรที่มีความยุ่งยากซับซ้อน เช่น Current – controlled current conveyor (CCCI) หรือ Operational Trans-conductance Amplifier (OTA) เป็นต้น

หลักการวิเคราะห์ห้วงจรทวิคูณความจุไฟฟ้านั้น ใช้การวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูลของโครงสร้างวงจрдังรูปที่ 6.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายและวงจรบัฟเฟอร์ที่มีความไม่เป็นอุดมคติ และคำนึงถึงความไม่เป็นอุดมคตินี้ในรูปขององค์ประกอบทางไฟฟ้าต่างๆ



รูปที่ 6.1 โครงสร้างวงจรวทวิคูณความจุไฟฟ้า

อิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูลของวงจรมีสามารถมองได้เป็นตัวเก็บประจุกับตัวต้านทานต่ออนุกรมกันอยู่ รวมถึงมีผลความผิดพลาดที่ความถี่ต่างๆอนุกรมอยู่ด้วย ดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 อิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูลของวงจรวทวิคูณความจุไฟฟ้า

เมื่อวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรในรูปที่ 6.1 และเปรียบเทียบกับอิมพีแดนซ์ขาเข้าสมมูลในรูปที่ 6.2 เราก็จะสามารถหาค่าความจุสมมูลและความต้านทานสมมูลได้

ในย่านความถี่สูง ผลของอิมพีแดนซ์ความผิดพลาดที่แปรตามความถี่จะมีผลมากขึ้น เทคนิคในการลดผลความผิดพลาดนี้ คือใช้เทคนิคการหักล้างกันของโพลและซีโร ซึ่งค่า C_L ที่ทำให้เกิดการหักล้างกันระหว่างโพลและซีโรจะต้องสอดคล้องกับสมการที่ 6.1

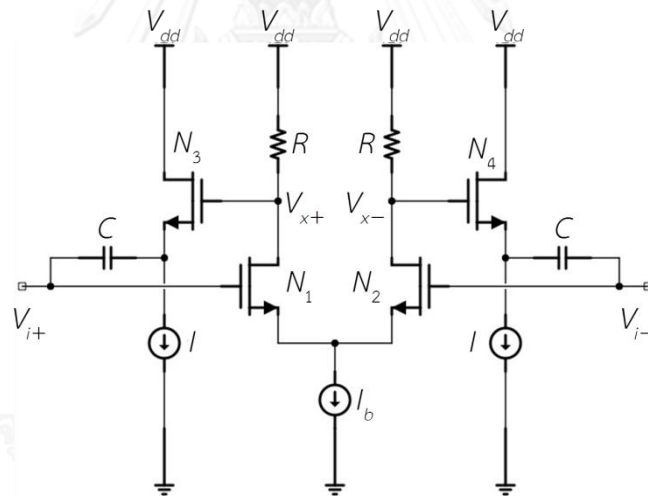
$$C_L^2 - \frac{R_b(C + C_b)(1 + A)}{R_o} C_L - \frac{R_b C_b C (1 + A)^2}{AR_o} = 0 \quad (6.1)$$

และค่าความจุสมมูลของวงจรคือ

$$C_{eq} = (1 + A)C \quad (6.2)$$

เมื่อใช้วิธีการหักล้างกันระหว่างโพลและซีโรดังที่กล่าวมาข้างต้นกับวงจรวีคุณความจุไฟฟ้าที่สังเคราะห์จากวงจร CMOS ก็สามารทำให้ช่วงความถี่การใช้งานของวงจรวีคุณความจุไฟฟ้ากว้างขึ้นได้ ถึงแม้ว่าผลจากการทดลองจะไม่ได้ตรงกับทางทฤษฎีมากนัก เนื่องจากยังมีตัวเก็บประจุแฝงอื่นๆของทรานซิสเตอร์ที่มีผลต่อโพลและซีโรของวงจร

วงจรวีคุณความจุไฟฟ้านี้นำมาดัดแปลงเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลดังรูปที่ 6.3 เพื่อใช้เป็นตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้โดยปรับอัตราขยายของวงจร ซึ่งสามารถทำได้โดยการแปรค่ากระแสไบอัส



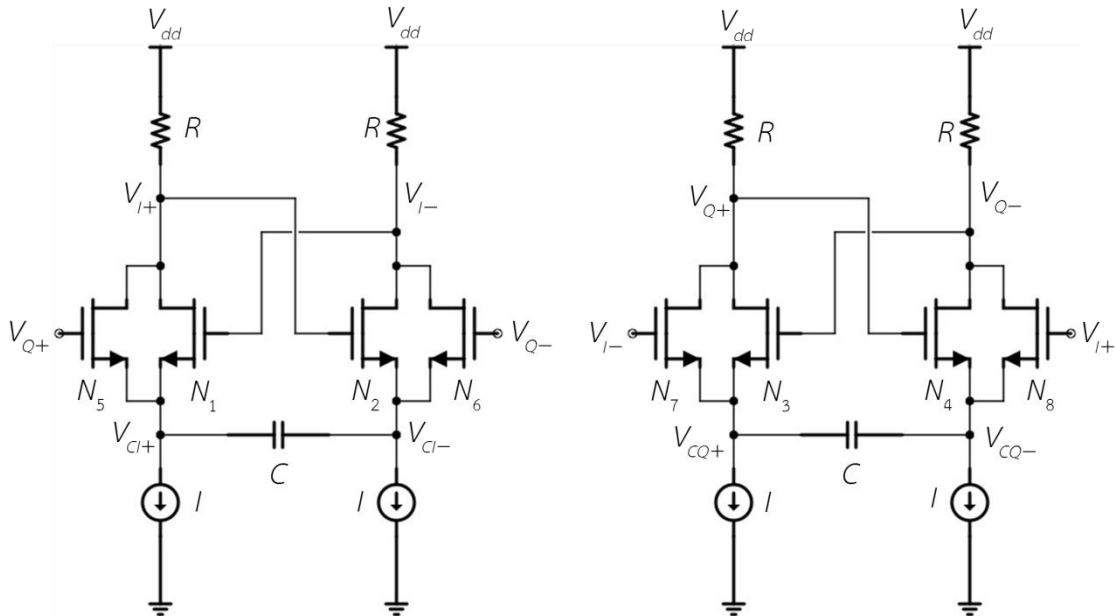
รูปที่ 6.3 วงจรวีคุณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียล

ผลการทดลองของวงจรนี้พารามิเตอร์ค่าหนึ่งนั้น สามารถแปรค่าความจุสมมูลได้ 3.153 เท่า ถึงแม้ว่าช่วงการแปรค่าความจุสมมูลอาจจะแปรค่าได้ไม่มากนัก แต่ช่วงความถี่ในการใช้งานค่อนข้างสูงและวงจรมีความง่าย ไม่ซับซ้อน [5] - [17]

วงจรวีคุณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลนี้ สามารถปรับปรุงช่วงความถี่ในการใช้งานให้สูงขึ้นไปอีกได้ หากใช้วงจรขยายและวงจรบัฟเฟอร์ที่มีความเป็นอุดมคติสูงขึ้น รวมถึงช่วงการแปรอัตราขยายของวงจรขยายสามารถแปรค่าได้มากกว่านี้

6.2 วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้

วิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากรูปไซน์แบบ Shunt – coupling QRXO ซึ่งประกอบด้วย QRXO สองชุดต่อแบบ shunt – coupling กันดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 วงจร Shunt – coupling QRXO

วงจรมีสามารถกำเนิดสัญญาณได้สองแบบ คือการกำเนิดสัญญาณแบบพ่นคลายและการกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก ขึ้นอยู่กับขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling เทียบกับขนาดของทรานซิสเตอร์ QRXO หากขนาดของทรานซิสเตอร์ coupling ไม่เล็กกว่าทรานซิสเตอร์ QRXO มากนัก วงจรจะกำเนิดสัญญาณแบบมุมฉาก ที่เริ่มกำเนิดสัญญาณจากสัญญาณขนาดเล็ก สัญญาณจาก QRXO ทั้งสองชุดจะเป็นมุมฉากกัน และสามารถปรับความถี่ได้โดยการแปรค่าความจุไฟฟ้า

หากค่าความจุมีค่านันต์ วงจรจะกำเนิดสัญญาณที่ความถี่หนึ่ง โดย ณ ตอนนี วงจรจะอาศัยเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงของทรานซิสเตอร์ในการกำเนิดสัญญาณ เราสามารถวิเคราะห์หาความถี่นี้ได้โดยการหาความถี่ของโพลที่อยู่ใน RHP การหาโพลนี้ค่อนข้างซับซ้อน แต่สามารถหาได้

ในขณะเดียวกัน หากความจุมีค่าน้อย ส่งผลให้วงจรกำเนิดสัญญาณที่ความถี่สูง แต่ถ้าหากความจุมีค่าน้อยเกินไป จะส่งผลให้วงจรไม่กำเนิดสัญญาณ เนื่องจากโพลของวงจรที่เคยอยู่ใน RHP จะเคลื่อนที่ไปอยู่ LHP (Left half plane)

งานวิจัยนี้ สังเคราะห์ตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ด้วยวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าแบบดิฟเฟอเรนเชียลดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น เราจึงได้วงจรกำเนิดสัญญาณมุมฉากรูปไซน์ที่สามารถปรับความถี่ได้โดยการปรับกระแสไบอัสวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า ผลการทดลองที่พารามิเตอร์หนึ่งๆนั้น ได้ผลดังตารางที่ 6.1 ข้อจำกัดของช่วงความถี่นั้นอยู่ที่การปรับค่าของวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้า

ตารางที่ 6.1 ผลการจำลองวงจรที่ความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด

ความถี่ต่ำสุด/ สูงสุดของ สัญญาณ	กระแสไบอัส วงจรทวิคูณ ความจุไฟฟ้า	ขนาดของ สัญญาณ	THD_3	เฟสออยซ์ที่ 1MHz	กำลังทั้งหมด ของวงจร
772.7MHz	167 μ A	2.339mV	0.01494%	-67.46 dBc/Hz	71.05mW
599.9MHz	3.223mA	26.12mV	4.077%	-91.71 dBc/Hz	91.25mW

ผลงานอื่นๆที่เคยได้ทำการวิจัยไว้แล้วเช่น ผลงานของ A. Leelasantitham [24] กำหนดสัญญาณกระแสที่มี THD เป็น 0.8% และใช้พลังงาน 0.38mW ที่ความถี่ 2.83GHz อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณในรูปของแรงดัน และได้นำเสนอวิธีการเปลี่ยนความถี่ไว้ด้วย

ถึงแม้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณนี้จะไม่สามารถปรับช่วงความถี่ของสัญญาณได้ตามต้องการ (200MHz ถึง 800 MHz) แต่งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณและวงจรทวิคูณความจุไฟฟ้าไว้โดยละเอียด ซึ่งเป็นแนวคิดและสามารถนำไปใช้กับวงจรอื่นๆ หรือการสร้างวงจรใหม่ๆได้

รายการอ้างอิง

1. <http://th.wikipedia.org/wiki/%E0%B9%82%E0%B8%97%E0%B8%A3%E0%B8%97%E0%B8%B1%E0%B8%A8%E0%B8%99%E0%B9%8C%E0%B8%A3%E0%B8%B0%E0%B8%9A%E0%B8%9A%E0%B8%94%E0%B8%B4%E0%B8%88%E0%B8%B4%E0%B8%97%E0%B8%B1%E0%B8%A5>
2. <http://www.thaipost.net/news/180213/69702>
3. http://www.solocellthai.com/kraho/share/thai_tv_freq_fact.htm
4. Ferri, G.; Pennisi, S., "A 1.5-V current-mode capacitance multiplier," *Microelectronics, 1998. ICM '98. Proceedings of the Tenth International Conference on* , vol., no., pp.9,12, 1998
5. Khan, I.A.; Ahmed, M.T., "OTA-based integrable voltage/current-controlled ideal C-multiplier," *Electronics Letters* , vol.22, no.7, pp.365,366, March 27 1986
6. Jaikla, W.; Lahiri, A.; Siripruchyanun, M., "Capacitance multipliers using tunable four terminal floating nullors," *Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2010 International Conference on* , vol., no., pp.42,45, 19-21 May 2010
7. Somdunyanok, M.; Angkeaw, K.; Prommee, P., "Floating-capacitance multiplier based on CCDDCCs and its application," *TENCON 2011 - 2011 IEEE Region 10 Conference* , vol., no., pp.1367,1370, 21-24 Nov. 2011
8. Darweesh, H.Y.; Farag, F.A.; Khalaf, Y.A., "New active capacitance multiplier for low cutoff frequency filter design," *Microelectronics, 2007. ICM 2007. Internatonal Conference on* , vol., no., pp.381,384, 29-31 Dec. 2007
9. Jaikla, W.; Siripruchyanan, M., "An Electronically Controllable Capacitance Multiplier with Temperature Compensation," *Communications and Information Technologies, 2006. ISCIT '06. International Symposium on* , vol., no., pp.356,359, Oct. 18 2006-Sept. 20 2006
10. Jantakun, A.; Pisutthipong, N.; Siripruchyanun, M., "Single element based-novel temperature insensitive/electronically controllable floating capacitance multiplier and its application," *Electrical Engineering/Electronics Computer*

- Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2010 International Conference on* , vol., no., pp.37,41, 19-21 May 2010
11. Siripruchyanan, M.; Jaikla, W., "Floating capacitance multiplier using DVCC and CCCIs," *Communications and Information Technologies, 2007. ISCIT '07. International Symposium on* , vol., no., pp.218,221, 17-19 Oct. 2007
 12. Silapan, P.; Tanaphatsiri, C.; Siripruchyanun, M., "Current controlled CCTA based- novel grounded capacitance multiplier with temperature compensation," *Circuits and Systems, 2008. APCCAS 2008. IEEE Asia Pacific Conference on* , vol., no., pp.1490,1493, Nov. 30 2008-Dec. 3 2008
 13. Parveen, T.; Ahmed, M.T., "OFC based versatile circuit for realization of impedance converter, grounded inductance, FDNR and component multipliers," *Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies, 2009. IMPACT '09. International* , vol., no., pp.81,84, 14-16 March 2009
 14. M.T Abuelma'atti, N.A Tasadduq, Electronically tunable capacitance multiplier and frequency-dependent negative-resistance simulator using the current-controlled current conveyor, *Microelectronics Journal*, Volume 30, Issue 9, September 1999, Pages 869-873
 15. Anwar A. Khan, Sadanand Bimal, K.K. Dey, S.S. Roy, Current conveyor based R- and C- multiplier circuits, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 56, Issue 5, 2002, Pages 312-316
 16. Pipat Prommee, Montri Somdunyanok, CMOS-based current-controlled DDCC and its applications to capacitance multiplier and universal filter, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 65, Issue 1, January 2011, Pages 1-8
 17. Behzad Razavi, "Oscillators," "Short-Channel Effects and Device Models." in *Design of Analog CMOS Integrated Circuits International Edition*, Singapore, University of California, 2001, Chapter 14 and 16, pp. 482-531,579 – 596
 18. Smunyahirun, R.; Leelarasmee E., "Formulae for Designing Current Mirror Quadrature Oscillator," *AUN/SEED-Net Regional Conference on Electrical Engineering 2014*.
 19. ดร. อภิศักดิ์ วรพิเชษฐ, "วงจรรออสซิลเลเตอร์ความถี่วิทยุ," ใน *เทคนิควงจรรวมซีมอสไร้สาย*, กรุงเทพฯ, ประเทศไทย, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, 2011, บทที่ 9, หน้า 9-1 ถึง 9-61

20. Linares-Barranco, B.; Rodriguez-Vazquez, A.; Sanchez-Sinencio, E.; Huertas, J.L., "CMOS OTA-C high-frequency sinusoidal oscillators," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* , vol.26, no.2, pp.160,165, Feb 1991
21. Aniruddhan, Sankaran, "Quadrature generation techniques in CMOS relaxation oscillators," *Circuits and Systems (ISCAS), 2012 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1375,1378, 20-23 May 2012
22. Mansour, M.M.; Mansour, M.M., "On the design of low phase-noise CMOS LC-tank oscillators," *Microelectronics, 2008. ICM 2008. International Conference on* , vol., no., pp.407,412, 14-17 Dec. 2008
23. Piyatat, T.; Tangsrirat, W.; Surakamponorn, W., "Electronically Tunable Quadrature Oscillator Using Current-controlled Voltage Conveyors," *Electron Devices and Solid-State Circuits, 2005 IEEE Conference on* , vol., no., pp.133,136, 19-21 Dec. 2005
24. Leelasantitham, A.; Srisuchinwong, B., "A high-frequency low-power all-NMOS all-current-mirror sinusoidal quadrature oscillator," *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference* , vol.D, no., pp.364,367 Vol. 4, 21-24 Nov. 2004
25. Leelasantitham, A.; Srisuchinwong, B., "A high-frequency low-power sinusoidal quadrature oscillator using only CMOS current mirrors," *Microelectronics, 2003. ICM 2003. Proceedings of the 15th International Conference on* , vol., no., pp.404,408, 9-11 Dec. 2003
26. Leelasantitham, A.; Srisuchinwong, B., "A low-power high-frequency all-pass-filter-based sinusoidal quadrature oscillator using CMOS current mirrors," *Intelligent Signal Processing and Communications Systems, 2008. ISPACS 2008. International Symposium on* , vol., no., pp.1,5, 8-11 Feb. 2009
27. Pranayanuntana, P.; Khwankaew, W., "An Electronically Adjustable Amplitude of OTA-Based Sinusoidal Nonlinear Oscillator," *Digital Image Processing, 2009 International Conference on* , vol., no., pp.335,340, 7-9 March 2009
28. Rodriguez-Vazquez, A.; Linares-Barranco, B.; Huertas, J.L.; Sanchez-Sinencio, E., "On the design of voltage-controlled sinusoidal oscillators using OTAs," *Circuits and Systems, IEEE Transactions on* , vol.37, no.2, pp.198,211, Feb 1990
29. Oliveira, L.B.; Fernandes, J.R.; Silva, M.M.; Filanovsky, I.M.; Verhoeven, C. J M, "Experimental Evaluation of Phase-Noise and Quadrature Error in a CMOS 2.4 GHz Relaxation Oscillator," *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1461,1464, 27-30 May 2007

30. Herencsar, N.; Lahiri, A.; Koton, J.; Vrba, K., "VM and CM quadrature sinusoidal oscillators using commercially available active devices," Applied Electronics (AE), 2010 International Conference on , vol., no., pp.1,4, 8-9 Sept. 2010





ภาคผนวก

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายรติศ สมัญญาหิรัญ เกิดที่วัน 5 ตุลาคม พ.ศ. 2534 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานครสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2555 และศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2556



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY