

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรทวีความถี่และวงจรถอดราก็สอง
โดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานของวงจรรขยายคลาส AB โดยใช้ CMOS

THE DESIGN OF FREQUENCY DOUBLER
AND
SQUARE-ROOT CIRCUITS BASED ON THE CHARACTERISTIC OF CLASS AB
CMOS AMPLIFIERS



หนังสืออ้างอิง
ห้ามนำออกนอกห้องสมุด

คงศักดิ์ อนันตธีรณรัตน์
KONGSAK ANUNTAHIRUNRAT

อาจารย์ที่ปรึกษา
ศ. ดร. วัลลภ สุระกำพลธร
PROF. DR. WANLOP SURAKAMPONTRON

เลขหมู่ _____
เลขทะเบียน 20413
วัน, เดือน, ปี 3 ส.ย. 2537

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536
ISBN 974-621-080-7

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามนำมาแก้ไขเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE DESIGN OF FREQUENCY DOUBLER
AND
SQUARE-ROOT CIRCUITS BASED ON THE CHARACTERISTIC OF CLASS AB
CMOS AMPLIFIERS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
1993
ISBN 974-621-080-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการเสนอหลักการใหม่ในการออกแบบวงจรทวีความถี่ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรถดถากที่สอง ในรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับทำเป็นวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยี CMOS หลักการในการออกแบบวงจรในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้อาศัยคุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างศักดาและกระแสของวงจรรขยายคลาส AB ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่และวงจรสะท้อนกระแส โดยวงจรรขยายคลาส AB จะทำหน้าที่เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนสัญญาณศักดาจุดเข้าให้เป็นสัญญาณกระแส โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณกระแสที่ได้จากการเปลี่ยนสัญญาณศักดาที่จุดเข้าของวงจร สามารถกำหนดได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานจากภายนอกเพียงตัวเดียว วงจรที่ได้ทำการออกแบบนี้สามารถที่จะทวีสัญญาณความถี่ชาวนเป็นสองเท่าได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีช่วงปฏิบัติการทั้งทางด้านขนาดของสัญญาณและความถี่ที่กว้าง ผลพลอยได้จากวงจรทวีความถี่เป็นสองเท่านี้ เมื่อกำหนดสัญญาณกระแสให้มีค่ามากขึ้น วงจรทวีความถี่นี้ก็ทำงานเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ ส่วนวงจรถดถากที่สองสัญญาณจุดเข้าและสัญญาณจุดออกจะอยู่ในรูปของสัญญาณกระแส ซึ่งสัญญาณจุดออกจะมีค่าเป็นรากที่สองของสัญญาณกระแสจุดเข้าที่ป้อนให้กับวงจร และค่าที่ได้จะมีความแม่นยำสูง เพื่อเป็นการยืนยันหลักการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ จึงได้ทำการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองและเปรียบเทียบผลทางทฤษฎีกับปฏิบัติ และโดยการวิเคราะห์วงจรด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE ผลที่ได้จากการทดลองและเขียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะและความมีประสิทธิภาพของวงจรเป็นไปตามหลักการที่ได้นำเสนอ

ABSTRACT

This thesis proposes a new method to design a frequency doubler, a full-wave rectifier and a square-root circuits in the form of CMOS integrated circuit. The implementation scheme uses the characteristics of class AB CMOS amplifiers, together with current sources and current mirrors. The frequency doubler circuit can efficiently double frequencies of sinusoidal signals, and has good high frequency response with low harmonic distortion. In addition, the frequency doubler circuit can be adapted to work as a full - wave rectifier by adjustment of an external resistor. For the square-rooting circuit, the output signal is in the form of the output current which is the square root function of the input current signal. Prototype circuits were set up on prototype boards. Experimental results on the performance of the proposed circuits are presented. Simulation results through the use of a PSPICE program are also presented.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม กำลังใจ ชี้แนะแนวทาง และให้คำปรึกษาแก่ผู้เขียนมาโดยตลอด เวลาที่ศึกษา และขอขอบคุณ ดร. วันชัย ธีรรัฐจา ที่ให้คำปรึกษา แก้ปัญหาต่างๆ ตลอดจนให้แนวทางปรับปรุงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้มีความสมบูรณ์และมีคุณภาพมากขึ้น นอกจากนี้ขอขอบคุณ คุณเอื้อพร ตั้งสุวรรณ คุณวันเพ็ญ พ่วงเขียว และคุณวรรณรัตน์ สุนนุช ที่เป็นธุระในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์ให้จนสำเร็จเป็นรูปเล่มอย่างสมบูรณ์

คงศักดิ์ อนันตศิริภรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|------------------------------------|-----|
| บทคัดย่อ | I |
| Abstract | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 กล่าวนำ | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ | 1 |
| 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ | 2 |
| 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ | 2 |
| | |
| บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต | 3 |
| 2.1 บทนำ | 3 |
| 2.2 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต | 3 |
| 2.3 แบบจำลองของมอสเฟต | 6 |
| 2.4 บทสรุป | 7 |
| | |
| บทที่ 3 หลักการวงจรวจรทวิความถี่ | 8 |
| 3.1 บทนำ | 8 |
| 3.2 หลักการเบื้องต้น | 8 |
| 3.3 วงจรวจรทวิความถี่แบบที่หนึ่ง | 11 |
| 3.3.1 การทำงานของวงจรวจร | 11 |
| 3.3.2 สมรรถนะของวงจรวจร | 13 |
| 3.4 วงจรวจรทวิความถี่แบบที่สอง | 14 |
| 3.4.1 การทำงานของวงจรวจร | 14 |
| 3.4.2 สมรรถนะของวงจรวจร | 15 |
| 3.5 วงจรวจรทวิความถี่แบบที่สาม | 15 |
| 3.5.1 การทำงานของวงจรวจร | 15 |
| 3.5.2 สมรรถนะของวงจรวจร | 18 |
| 3.6 บทสรุป | 19 |

| | | |
|---------|--|----|
| บทที่ 4 | วงจรรีความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นแบบใหม่โดยใช้ CMOS | 21 |
| 4.1 | บทนำ | 21 |
| 4.2 | หลักการเบื้องต้น | 22 |
| 4.3 | วงจรรีความถี่และการทำงาน | 23 |
| 4.4 | วงจรรีเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น | 24 |
| 4.5 | การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี | 25 |
| 4.5.1 | การวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ | 25 |
| 4.5.2 | การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ | 26 |
| 4.5.3 | การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการ | 29 |
| 4.6 | การทดลองและผลการทดลอง | 33 |
| 4.6.1 | วงจรรีความถี่ | 33 |
| 4.6.2 | วงจรรีเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น | 34 |
| 4.7 | ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE | 35 |
| 4.7.1 | ความถี่ปฏิบัติการ | 35 |
| 4.7.2 | ช่วงปฏิบัติการ | 36 |
| 4.7.3 | ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ | 37 |
| 4.8 | บทสรุป | 41 |
| บทที่ 5 | วงจรถอดราก็ที่สอง | 49 |
| 5.1 | บทนำ | 49 |
| 5.2 | หลักการเบื้องต้น | 49 |
| 5.3 | วงจรถอดราก็ที่สอง | 50 |
| 5.4 | การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี | 53 |
| 5.4.1 | การวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ | 53 |
| 5.4.2 | การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ | 57 |
| 5.4.3 | การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติการ | 60 |
| 5.5 | การทดลองและผลการทดลอง | 60 |
| 5.5.1 | วงจรถอดราก็ที่สอง | 60 |
| 5.6 | ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE | 61 |
| 5.6.1 | ความถี่ปฏิบัติการ | 61 |

| | | |
|-------|--|----|
| 5.6.2 | ช่วงกระแสปฏิบัติงาน | 63 |
| 5.6.3 | การทดสอบคุณสมบัติทางไฟตรงของวงจร | 63 |
| 5.6.4 | การวิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร | 64 |
| 5.7 | บทสรุป | 66 |

| | | |
|---------------|---|----|
| บทที่ 6 | บทสรุปและเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างหลักการเก่าและหลักการใหม่ | |
| เอกสารอ้างอิง | | 80 |
| ภาคผนวก ก. | | 83 |
| ภาคผนวก ข. | | 86 |



บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในยุคปัจจุบันวิชาการและอุตสาหกรรมทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างไม่หยุดนิ่ง ชิ้นส่วนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เริ่มจากระบบหลอดสุญญากาศ มาเป็นชิ้นส่วนของแข็ง (Solid State) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ที่มีลักษณะเป็นตัวเดียว (Discrete) และรูปแบบวงจรรวมชนิดโมโนลิทิก (Monolithic Integrated Circuit) หรือเรียกย่อๆ ว่าไอซี (I.C.) ซึ่งในระยะหลังการออกแบบวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยี CMOS (CMOS Technology) ได้ถูกนำมาใช้ในการออกแบบวงจรรวมมากขึ้นเนื่องจากมอสเฟทรานซิสเตอร์ (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) หรือ MOSFET เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีโครงสร้างและขบวนการสร้างง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ประเภท ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor) [1] จึงทำให้มีความสนใจในการพัฒนาการออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์ประเภทมอสเฟทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการค้นคว้าวิจัยและพัฒนาวงจรที่ทำงานในรูปแบบลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น วงจรที่สนใจในการศึกษาวิจัยและพัฒนาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ วงจรทวีความถี่ (Frequency Doubler) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-wave Rectifier) และวงจรถอดรากที่สอง (Square-root Circuit) ซึ่งวงจรเหล่านี้มีการประยุกต์ใช้กันอย่างมากทั้งในด้านการสื่อสารโทรคมนาคมและในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ต่างๆ

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กำหนดจุดประสงค์ไว้ดังนี้

- 1) เพื่อศึกษาค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรทวีความถี่
- 2) เพื่อศึกษาค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
- 3) เพื่อศึกษาค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรถอดรากที่สอง
- 4) วงจรทวีความถี่ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรถอดรากที่สอง สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้
- 5) วงจรทวีความถี่ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรถอดรากที่สอง ที่ได้ออกแบบสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง มีความผิดพลาดเพียงทางความถี่ต่ำ และช่วงปฏิบัติงานกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) ใช้อุปกรณ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการใหม่ ในการออกแบบวงจรถวีความถี่ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรถอดราก็สองไว้ 3 ประการคือ

1. วงจรที่ออกแบบใช้สิ่งประดิษฐ์จำพวกมอสเฟตแทนสิ่งประดิษฐ์จำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [2-8]

2. วงจรถวีความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ออกแบบ การทำงานของวงจรจะอาศัยคุณสมบัติระหว่างศักดาและกระแสของวงจรถวายคลาส AB แบบ CMOS ประกอบกับวงจรถ้อนกระแส (Current Mirror)

3. วงจรถอดราก็สองที่ออกแบบ การทำงานของวงจรถ้อนกระแสจะอาศัยคุณสมบัติกฎกำลังสองของมอสเฟตประกอบกับวงจรถ้อนกระแส

1.4 รายละเอียดการเสนอเรื่องในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 จะเป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของมอสเฟตสองขั้ว

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรถวีความถี่แบบเก่าที่ประกอบด้วยมอสเฟตและตัวต้านทาน โดยกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นการทำงานของวงจรถวายและสมรรถนะของวงจรถวาย

บทที่ 4 เป็นการเสนองวงจรถวีความถี่และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ประกอบด้วยมอสเฟต แหล่งจ่ายกระแสคงที่และตัวต้านทาน พร้อมทั้งการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรถวายทั้งทางทฤษฎี การทดลอง และการวิเคราะห์โดยการเลียนแบบการทำงานของวงจรถวายที่ออกแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์

บทที่ 5 เป็นการเสนองวงจรถอดราก็สอง ที่ประกอบด้วยมอสเฟต แหล่งจ่ายกระแสคงที่และตัวต้านทาน พร้อมทั้งการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรถวายทั้งทางทฤษฎี การทดลองและการเลียนแบบการทำงานของวงจรถวาย ที่ออกแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลของวงจรถวายที่ได้ออกแบบ ที่ได้เสนอมาทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไปและเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างหลักการเก่าและหลักการใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

2.1 บทนำ

มอสเฟต (MOSFET) เป็นอุปกรณ์ในด้านสารกึ่งตัวนำ มาจากคำเต็มว่า (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) หรืออาจเรียกว่า IGFET (Insulated-Gate Field Effect Transistor) เนื่องจากมอสเฟตมีโครงสร้างง่าย มีขนาดเล็ก จึงใช้พื้นที่บนชิปไอซีน้อย ประกอบกับมีขบวนการผลิตที่ง่ายกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้ส่วนมากจะใช้มอสเทคโนโลยี ใน Very-Large-Scale-Integrated (VLSI) ตัวอย่างคือในไมโครโปรเซสเซอร์ วงจรดิจิทัลลอจิก และเมมโมรี่ฟังก์ชัน มอสเทคโนโลยีในปัจจุบันยังนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรรอนาล็อก (Analog Integrated Circuits) มากขึ้นตามลำดับ

มอสเฟตแบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ พีแชนแนล (P-channel) หรือเรียกว่า PMOS ซึ่งนิยมประยุกต์ใช้ในดิจิทัลมากกว่าเอ็นแชนแนล (N-channel) หรือเรียกว่า NMOS อีกเทคโนโลยีหนึ่งก็คือ เมื่อเรานำทั้งสองชนิดนี้มาผลิตบนชิปไอซีเดียวกัน ในลักษณะที่เป็น คอมพลิเมนต์ซิมเมตรี มอส (Complementary-Symmetry MOS) (COSMOS หรือ CMOS) ซึ่งในปัจจุบันนี้นิยมใช้ CMOS ในการสร้างวงจรรตรก ยิ่งกว่านั้นก็คือ CMOS สามารถรวมวงจรรตรกและวงจรรอนาล็อกไว้ด้วยกันได้

มอสเฟตมีข้อดีคือมีความต้านทานทางอินพุตสูง (High Input Impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟตก็มีข้อเสียเปรียบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์คือการทำงานต้องการระดับศักดาที่สูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.2 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟต เป็นลักษณะที่ใช้ศักดาไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน (I_D) กับค่าศักดาเกตซอร์ส (V_{GS}) และพารามิเตอร์ต่างๆของมอสเฟตซึ่งถูกเสนอไว้เมื่อปี ค.ศ. 1964 โดย C. T. Sah [9] ดังสมการที่ (2.1) ซึ่งสมการนี้บางครั้งเรียกว่า Sah Equation ต่อมาในปี ค.ศ. 1968 H. Shichman and D. Hodges [10] ก็นำสมการนี้ไปสร้างเป็นโมเดลบรรจุลงในเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อใช้ในการเลียนแบบการทำงานของมอสเฟต

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} \quad ; \quad V_{GS} \geq V_T \quad (2.1)$$

โดยกำหนดให้ K' คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_0 C_{OX}$

μ_0 คือ ค่าความคล่องของโฮล หรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

C_{OX} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่มอสเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit Area of The Gate Oxide)

W คือ ความกว้างของช่องนำ (Channel Width)

L คือ ความยาวของช่องนำ (Channel Length)

V_{GS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอร์ส

V_T คือ ศักดาขีดเริ่ม (Threshold Voltage)

V_{DS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ส

I_D คือ กระแสเดรน

การทำงานของมอสเฟตแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า $V_{GS} - V_T$ และค่า V_{DS}

(ก) ถ้า $|V_{GS}| - |V_T|$ เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟตจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cutoff)

$$I_D = 0 \quad ; \quad |V_{GS}| - |V_T| \leq 0 \quad (2.2)$$

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนกับวงจรมืด

(ข) ถ้า $|V_{GS}| - |V_T| > 0$ และ $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_T|$ แล้ว มอสเฟตจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation)

$$I_D = \frac{K'W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} \quad (2.3)$$

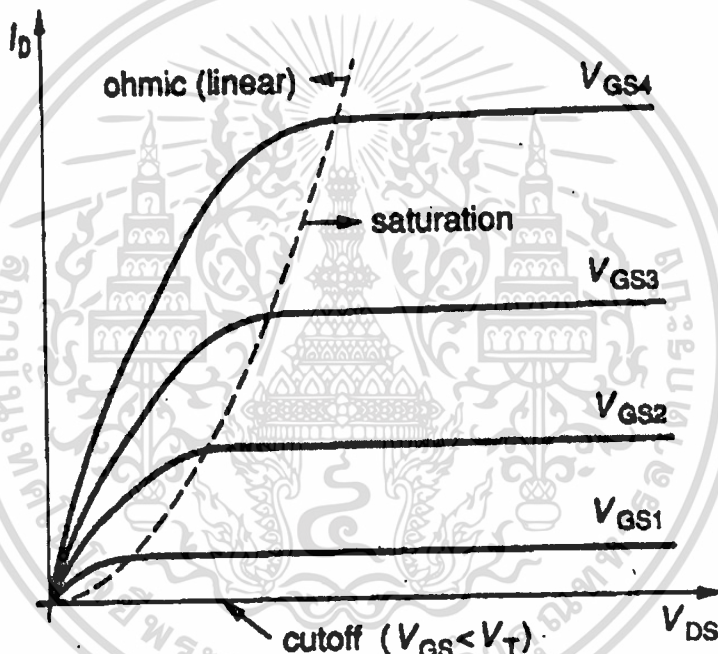
(ค) ถ้า $|V_{GS}| - |V_T| > 0$ และ $|V_{DS}| \geq |V_{GS}| - |V_T|$ แล้ว มอสเฟตจะทำงานในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \frac{K'W}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.4)$$

คุณสมบัติทางเอาท์พุทของมอสเฟต แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1

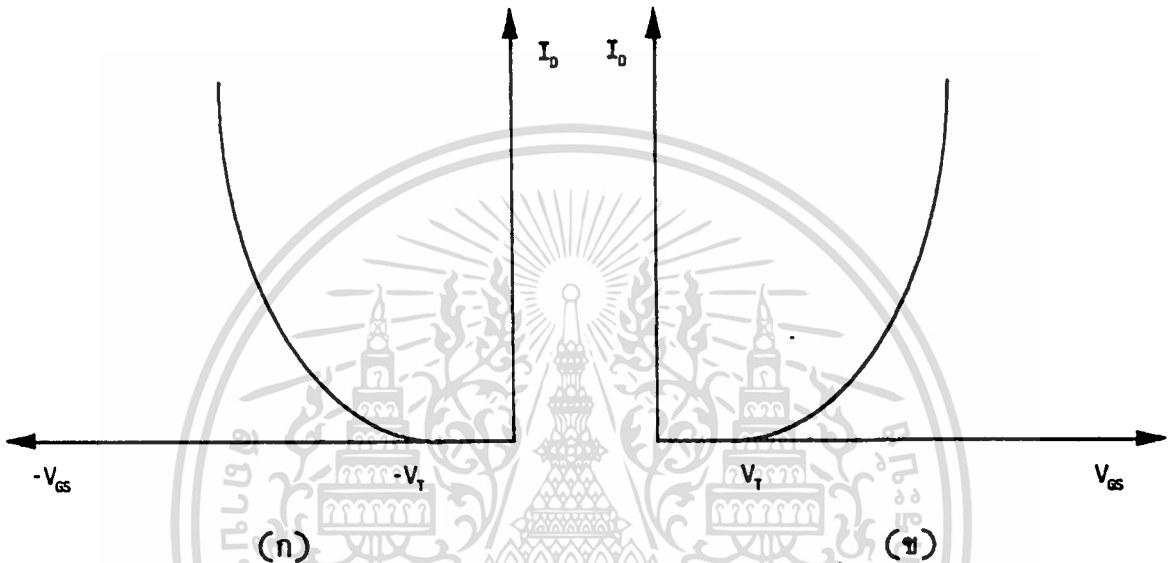
$$V_{GS4} > V_{GS3} > V_{GS2} > V_{GS1} > V_T$$



รูปที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติของมอสเฟต

เนื่องจากภายในของมอสเฟตที่ซาเกตถูกกันด้วยซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) ทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากประมาณ $10^5 \Omega$ ดังนั้นจึงใช้อินพุทเป็นศักดาในการควบคุม ซึ่งในที่นี้คือค่าศักดา V_{GS} และค่าเอาท์พุทที่เกิดขึ้นจะเป็นค่าของกระแส I_D ที่เป็นไปตามสมการที่ (2.4) และเขียนแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS} ดังรูปที่ 2.2 จากรูป 2.2(ข) ที่ศักดา V_{GS} มีค่าเท่ากับศูนย์ กระแส I_D ก็จะเป็นศูนย์ ถ้าจะให้มอสเฟตนำกระแสจะต้องให้ศักดา V_{GS} มีค่ามากกว่าศักดาขีดเริ่ม V_T ส่วนรูปที่ 2.2(ก) เป็นมอสเฟตชนิดพีแชนแนล ซึ่งคุณสมบัติการทำงานของพีแชนแนลมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกับเอ็นแชนแนล ยกเว้นแต่ว่ามีทิศทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของกระแสและขั้วของสัปดาห์ตรงกันข้ามกันเท่านั้น คุณสมบัติการทำงานของพีแชนแนลอธิบายได้ตามสมการของเอ็นแชนแนล โดยใช้ V_{SG} แทน V_{GS} , V_{SD} แทน V_{DS} , $|V_T|$ แทน V_T สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ทั้งแบบพีแชนแนลและเอ็นแชนแนล เนื่องจากวงจรใช้ CMOS และจากรูปที่ 2.2 เราได้ว่ามอสเฟตมีอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของสัปดาห์ V_{GS} กับการเปลี่ยนแปลงของกระแส I_D ซึ่งเรียกว่าค่าความนำหรือทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m)



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS}

(ก). พีแชนแนลมอสเฟต

(ข). เอ็นแชนแนลมอสเฟต

2.3 แบบจำลองของมอสเฟต [11]

ในปัจจุบันนี้ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากให้ความสะดวกในการวิเคราะห์วงจรต่าง ๆ ในงานการออกแบบวงจรรวม ได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ โปรแกรม SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)[12-14] เป็นโปรแกรมหนึ่งซึ่งถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับทั้งในกลุ่มอุตสาหกรรมและกลุ่มนักวิชาการ ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley ที่รัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม SPICE ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตออกเป็น 3 รูปแบบ คือ LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL3

LEVEL 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตบนพื้นฐานที่มีความยาวของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แชนแนลมากกว่า $10 \mu\text{m}$ โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges [10] ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah [9] ด้วย

LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต มีความแตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) คือโมเดลนี้ออกแบบมาเพื่อปรับปรุงแก้ไขในกรณีมอสเฟตที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า $3 \mu\text{m}$ ซึ่งเรียกว่า Short Channel effect [15] ที่เกิดขึ้นในการพิจารณาใน .1 มิตี หรือการพิจารณาใน 2 มิตี จะคำนึงถึงผลของความกว้างของแชนแนล W น้อยกว่า $4 \mu\text{m}$ ซึ่งเป็นผลของ Narrow Width Effect ที่เกิดขึ้นด้วย [16-17] จากผลกระทบดังกล่าวที่มีต่อมอสเฟตเป็นผลที่รวมเรียกว่า Second Order Effects [15][18-19] และประการที่สองคือ เพิ่มวิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region) เพราะประกอบด้วย Rooting Routine ของสมการที่มีความซับซ้อนอยู่มาก

LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง, การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสมใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตเพื่อใช้ในการวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจร

2.4 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงมอสเฟตทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแส แบ่งได้เป็น PMOS และ NMOS มีโครงสร้างและการไบอัสตรงข้ามกัน สัญลักษณ์แตกต่างกัน การทำงานของมอสเฟตทรานซิสเตอร์แบ่งได้เป็น 3 ขอบเขต ขึ้นกับค่าของ $V_{GS} - V_T$ และ V_{DS} อินพุตที่ป้อนให้กับมอสเฟตทรานซิสเตอร์ต้องมีความมากกว่าศักดาขีดเริ่ม (V_T) จึงจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตได้ ในหัวข้อถัดมาได้กล่าวถึงโปรแกรม SPICE ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้เลียนแบบและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจร ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้โปรแกรมดังกล่าววิเคราะห์ผลของวงจรถิความถี่และวงจรถอดราก็สองที่ได้ออกแบบ

บทที่ 3

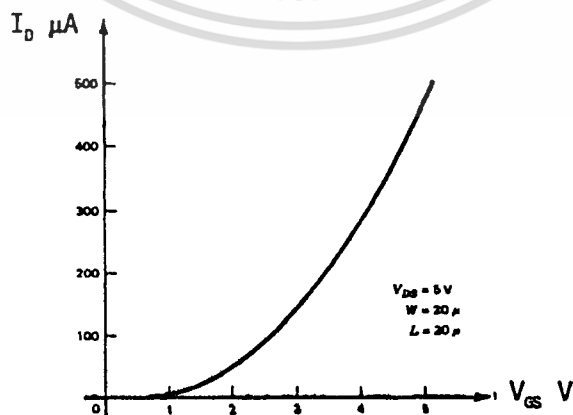
หลักการวงจรถวีความถี่

3.1 บทนำ

โดยทั่วไปวงจรถวีความถี่อาจมีหลักการสร้างได้คือ (ก) โดยการใช้คุณสมบัติของ วงจรจูน LC (Tuned LC Circuit) หรือ (ข) โดยการใช้วงจรถคูณ (Analogue Multiplier) [20-21] ซึ่งนำเอาสัญญาณอินพุตทั้งสองของวงจรถคูณสัญญาณมาต่อร่วมกัน [22] และ (ค) โดยอาศัยหลักการของคุณสมบัติกำลังสอง (Square-Law Characteristic) มาใช้ในการออกแบบวงจรถรานส์ไลน์ียร์ (Translinear) [23-24] ซึ่งวิธีการนี้ได้รับความสนใจในการศึกษาและพัฒนากันอย่างมากรวมถึงอย่างไรก็ตามทั้ง 3 วิธีการนี้ไม่เหมาะที่จะนำมาสร้างโดยใช้มอสเทคโนโลยี ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการของวงจรถวีความถี่โดยใช้มอสเทคโนโลยี และเนื่องจากมอสเฟทรานซิสเตอร์มีลักษณะของสมการที่มีคุณสมบัติเป็นกำลังสอง จึงได้มีการศึกษาและพัฒนาการออกแบบวงจรถวีความถี่ โดยใช้มอสเฟตและตัวต้านทาน [25] ขึ้นมาสองวงจร วงจรแรกประกอบด้วยมอสเฟต 9 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Current Source) 4 ตัว ส่วนในวงจรที่สองประกอบด้วยมอสเฟต 11 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 5 ตัว และได้พัฒนาเป็นวงจรถวีความถี่แบบที่สามเป็นแบบที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเท่านั้น ประกอบด้วยมอสเฟต 8 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว

3.2 หลักการเบื้องต้น

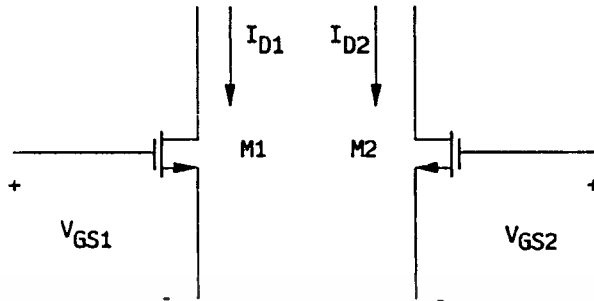
จากสมการแสดงความสัมพันธ์ของมอสเฟต ในช่วงของการนำกระแสในตัว (สมการที่ 2.4) พบว่ากระแสเดรนจะแปรผันกับความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอร์สกำลัง



รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ V_{GS} และ I_D ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอง เมื่อนำสมการแสดงความสัมพันธ์ของมอสเฟตมาเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.1 กระแสเดรนจะเกิดขึ้นเมื่อความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอร์สมีค่ามากกว่าศักยขีดเริ่ม (V_T)



รูป 3.2 แสดงหลักการคลาส AB โดยวงจรมอสเฟตสองตัว

หลักการเบื้องต้นในการพิจารณาว่าคลาส AB มีคุณสมบัติเป็นทรานส์คอนดักเตอร์แบบหนึ่ง โดยอาศัยคุณสมบัติสมการกำลังสองของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ ซึ่งสามารถทำความเข้าใจได้โดยการพิจารณามอสเฟตทรานซิสเตอร์สองตัวที่แสดงดังรูปที่ 3.2 โดยการที่เราสมมติให้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพ้องกันและทำงานอยู่ในช่วงนำกระแสอิมิตัว เราจะได้ผลต่างของกระแสเดรนทางเอาต์พุตดังนี้ [26]

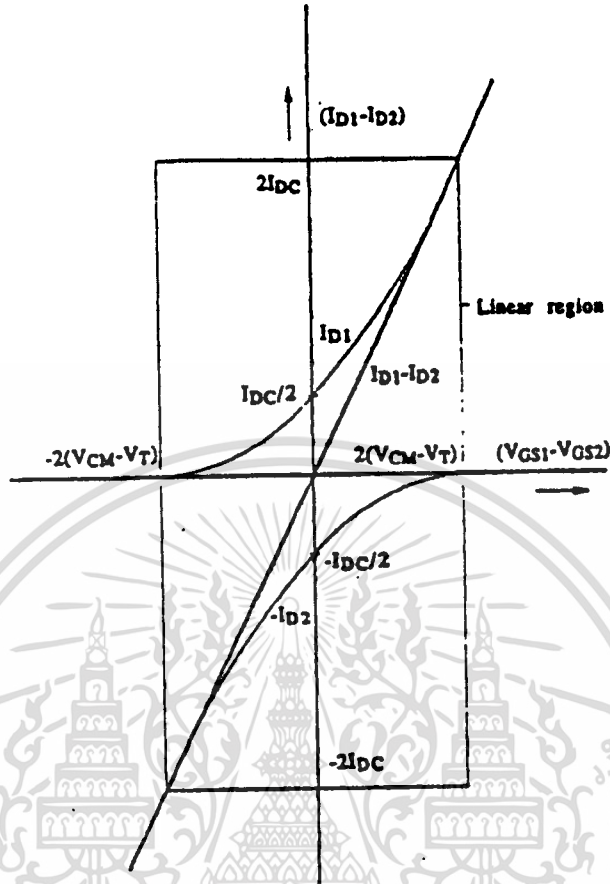
$$I_{diff} = I_{D1} - I_{D2} = K'(V_{GS1} + V_{GS2} - 2V_T)(V_{GS1} - V_{GS2}) \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) แสดงให้เห็นว่าผลต่างของกระแสทำให้เกิดผลรวมที่เป็นค่าคงที่ของศักยระหว่างเกตกับซอร์ส ถ้ากำหนดให้ V_{id} มีค่าเท่ากับ $V_{GS1} - V_{GS2}$ แล้วจากสมการที่ (3.1) สามารถลดรูปได้เป็น

$$I_{diff} = 2K'(V_{CM} - V_T)V_{id} \quad (3.2)$$

จากผลของสมการที่ (3.2) แสดงให้เห็นว่าการทำงานของคลาส AB มีคุณสมบัติเป็นทรานส์คอนดักเตอร์แบบหนึ่ง โดยที่ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ $g_m = 2K'(V_{CM} - V_T)$ มีลักษณะเป็นลิเนียร์อย่างแน่นอน แม้ในบางขณะที่มีการแปรค่าทางอิลิكتروนิคส์ ก็สามารถปรับระดับศักยของอินพุตที่มีจุดร่วมเดียวกันเพื่อปรับเข้าสู่ช่วงของลิเนียร์ได้ซึ่ง $V_{CM} = (V_{GS1} + V_{GS2})/2$ เป็นระดับศักยของอินพุตทั้งสองที่มีจุดร่วมเดียวกัน แสดงดังรูปที่ 3.3 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงช่วงการทำงานที่ลิเนียร์ของคลาส AB



รูปที่ 3.3 แสดงการทำงานเป็นเชิงเส้นของคลาส AB

ในทำนองเดียวกันกับเทคนิคดังกล่าวข้างต้นในเงื่อนไขแบบเดียวกันเราสามารถพิจารณาผลรวมของกระแสเดรนได้เป็น

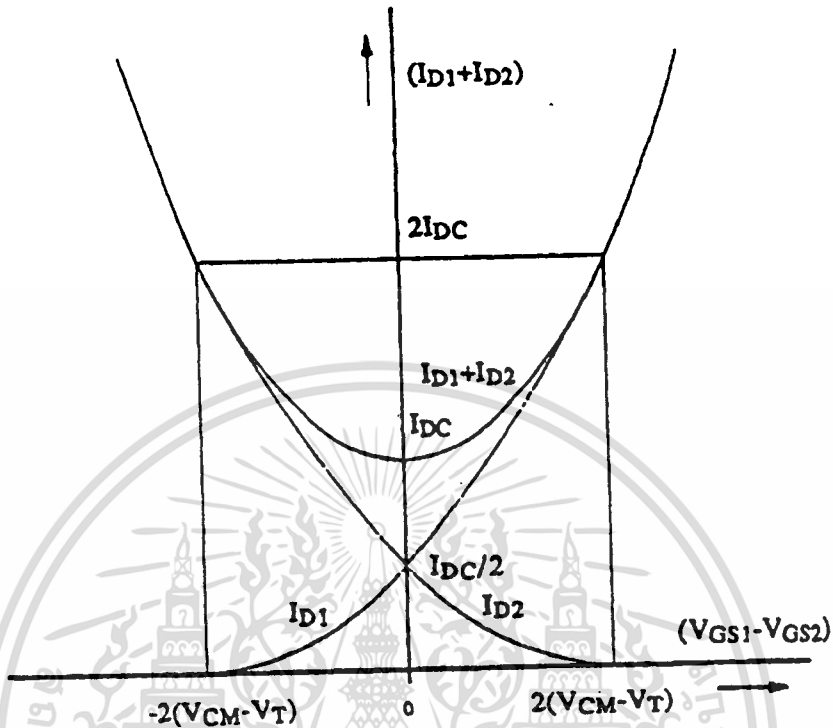
$$I_{\text{sum}} = I_{D1} + I_{D2} = 2K'(V_{CM} - V_T)^2 + \frac{K'}{2}V_{id}^2 \quad (3.3)$$

จากการวิเคราะห์หลักการเบื้องต้นการทำงานของคลาส AB เราสามารถให้นิยามภายใต้เงื่อนไขของผลรวมของศักยาระหว่างเกตกับซอร์สซึ่งเป็นค่าคงที่และโดยที่มอดูเลตทรานซิสเตอร์ทั้งสองมีความสมพจน์กันทุกประการและทำงานอยู่ในช่วงนำกระแสมีตัวได้ว่า

1. ความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างของศักยาระหว่างเกตกับซอร์สกับผลต่างของกระแสเดรนมีความเป็นลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างของศักยาระหว่างเกตกับซอร์ส กับผลรวมของกระแสเดรนมีลักษณะเป็นสมการกำลังสองแสดงดังรูปที่ 3.4



รูป 3.4 แสดงการเกิดสมการกำลังสองของคลาส AB

จากสมการที่ (3.3) ซึ่งมีค่า V_{id} เป็นผลที่ได้จากผลรวมของกระแส I_{D1} กับ I_{D2} อยู่ด้วย ดังนั้นถ้ากำหนดให้สัญญาณอินพุต V_{id} เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์แล้วจะได้ว่า

$$V_{id}^2 = V_m \sin^2 \omega t = \frac{V_m}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (3.4)$$

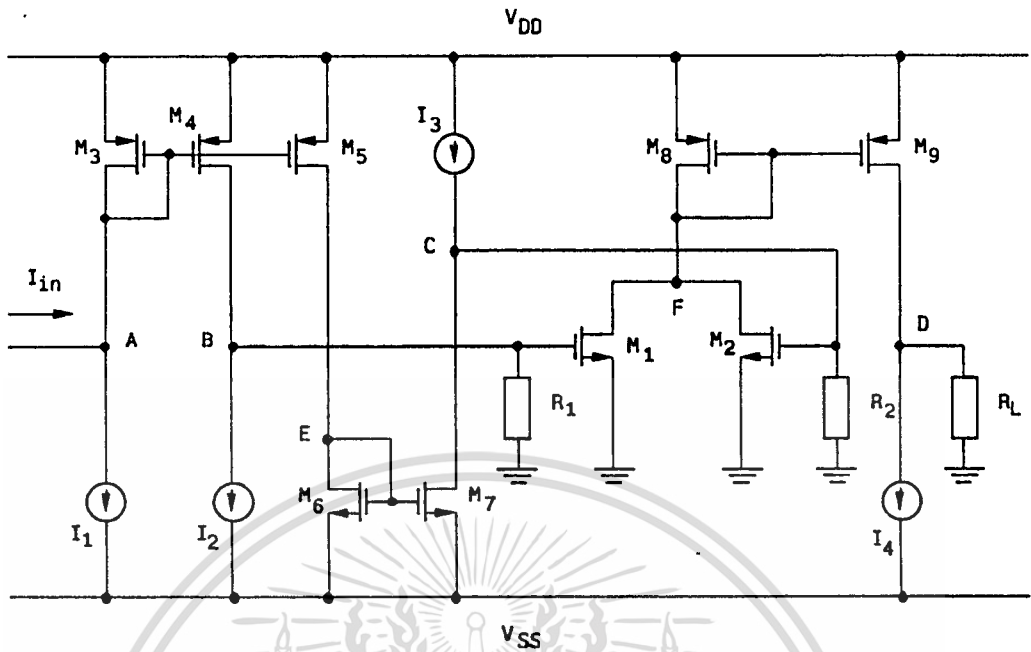
จากสมการที่ (3.4) แสดงให้เห็นว่าผลของสมการกำลังสองสามารถที่จะทำให้เกิดความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตได้

3.3 วงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง [25]

3.3.1 การทำงานของวงจร

ในรูปที่ 3.5 เป็นวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งซึ่งประกอบด้วยมอสเฟสทรานซิสเตอร์จำนวน 9 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 4 ตัว มอสเฟต M_3 ถึง M_5 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสลบ (Negative Current Mirror) มอสเฟต M_6 และ M_7



รูปที่ 3.5 วงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง [25]

ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสบวก (Positive Current Mirror) มอสเฟต M_8 และ M_9
ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสลบ โดยมีมอสเฟต M_1 และ M_2 เป็นส่วนที่ใช้สร้างควมถี่สองเท่า
แหล่งจ่ายกระแส I_1 ถึง I_3 เป็นการให้ไบอัส (Bias) กับวงจร ส่วนแหล่งจ่ายกระแส I_4
ใช้ปรับกระแสออฟเซต (Offset Current) ที่เอาต์พุต สำหรับตัวต้านทาน R_1 และ R_2
ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสให้เป็นความต่างศักย์ เพื่อเป็นศักดาไบอัสให้กับวงจรมอสเฟต M_1 และ
 M_2 ตามลำดับ

พิจารณามอสเฟต M_1 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D1} = \frac{K_1' W_1}{2L_1} [(I_R - I_{in})R_1 - V_{T1}]^2 \quad (3.5)$$

พิจารณามอสเฟต M_2 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D2} = \frac{K_2' W_2}{2L_2} [(I_R + I_{in})R_2 - V_{T2}]^2 \quad (3.6)$$

กำหนดให้

$$R_1 = R_2 = R, \quad \frac{K_1'W_1}{L_1} = \frac{K_2'W_2}{L_2} = \frac{K'W}{L}, \quad V_{T1} = V_{T2} = V_T$$

ผลรวมของกระแส I_{D1} และ I_{D2} จะเป็นกระแสเอาต์พุต I_{out} และเมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุต I_{in} และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 มีค่าดังนี้

$$I_{in} = I_m \sin \omega t$$

$$I_4 = \frac{K'W}{2L} \left[(R I_R - V_T)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} \right]$$

แล้วจะได้กระแสไหลออกจากพอร์ท D มีค่าเป็น

$$I_{out} = \frac{K'WR^2 I_m^2}{4L} \cos 2\omega t \quad (3.7)$$

3.3.2 สมรรถนะของวงจร

ข้อดีของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งนี้คือ สามารถใช้กับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก ๆ ได้ ความถี่ปฏิบัติการสูงมีองค์ประกอบของความถี่ฮาร์มอนิกที่สองสูงมาก เมื่อเทียบกับฮาร์มอนิกอื่น ๆ มีค่าเท่ากับ 0.7 %

ข้อเสียของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งนี้กล่าวคือ วงจรจะทำการทวีความถี่ได้ก็ต่อเมื่อจะต้องมีการไบอัสให้มอสเฟต M_1 และ M_2 ทำงานโดยการทำให้ความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอร์ส (V_{GS}) ของมอสเฟตทั้งสองมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศักดาขีดเริ่ม (V_T) เสียก่อน ซึ่งเป็นการสูญเสียของสัญญาณอินพุตให้กับวงจร

$$V_{GS} \geq V_T$$

และเมื่อกระแสเดรน I_D ของมอสเฟต M_1 และ M_2 มีค่าเพิ่มมากขึ้นมาก ๆ แล้วผลคือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนและเกต V_{DG} จะมีค่าน้อยลงจนกระทั่งน้อยกว่าศักดาขีดเริ่ม V_T แล้ว

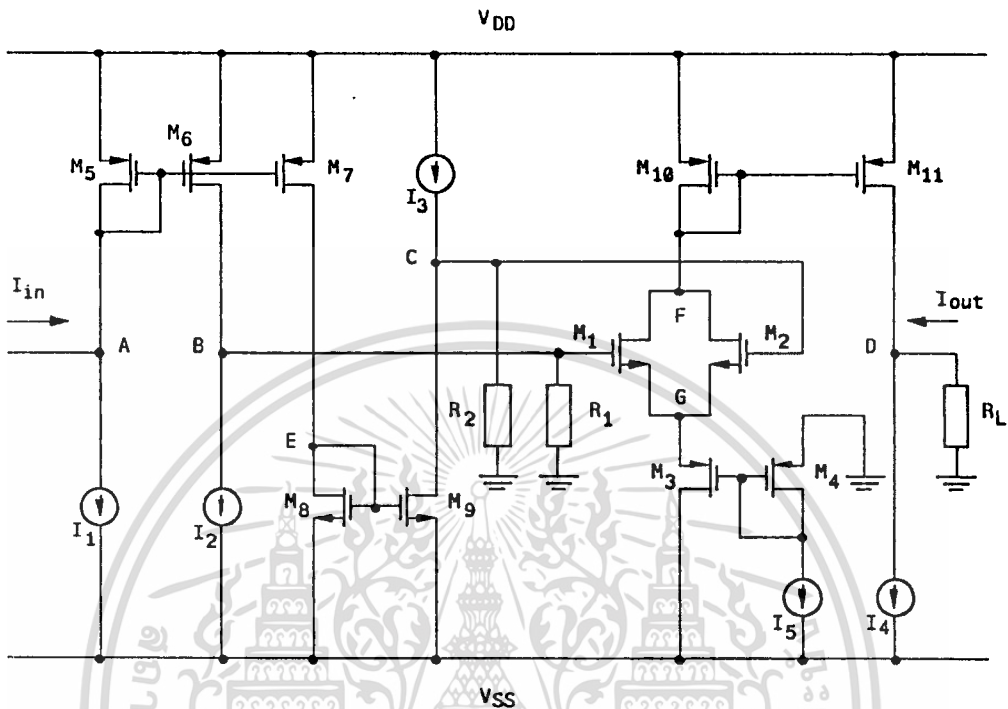
$$V_{DG} < V_T$$

เงื่อนไขดังกล่าวเป็นผลทำให้มอสเฟต M_1 และ M_2 ทำงานในช่วงนำกระแสไม่เต็มตัว ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางฮาร์มอนิก (Harmonic Distortion)

3.4 วงจรทวิความถี่แบบที่สอง [25]

3.4.1 การทำงานของวงจร

วงจรในรูปที่ 3.6 เป็นวงจรทวิความถี่แบบที่สอง ลักษณะของวงจรเหมือนกับวงจร



รูปที่ 3.6 วงจรทวิความถี่แบบที่สอง [25]

ทวิความถี่แบบที่หนึ่ง ได้ปรับปรุงวงจรโดยการเพิ่มเติมด้วยมอสเฟต M_3 และ M_4 กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_5 เพื่อทำหน้าที่ไบอัสให้มอสเฟต M_1 และ M_2 พร้อมทั้งจะทำงานเมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามา ซึ่งทำได้โดยการลดค่าความต่างศักย์ของซอร์สให้น้อยกว่าหรือเท่ากับศักดาขีดเริ่ม เมื่อเทียบกับความต่างศักย์ที่เกท ดังนั้นจึงไม่ต้องมีกระแส I_R ไหลออกจากพอร์ท B และ C ($I_R = 0$) กำหนดให้

$$\beta_1 = \frac{K'W_1}{L_1} \quad , \quad \beta_2 = \frac{K'W_2}{L_2} \quad , \quad \beta_3 = \frac{K'W_3}{L_3}$$

พิจารณามอสเฟต M_1 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D1} = \frac{\beta_1\beta_3}{2(\sqrt{\beta_1} + \sqrt{\beta_3})^2} \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_{T1} + I_{in}R_1 \right)^2 \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาโมสเฟต M_2 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D2} = \frac{\beta_2 \beta_3}{2(\sqrt{\beta_2} + \sqrt{\beta_3})^2} \left(\sqrt{\frac{2 I_5}{\beta_4}} - V_{T2} - I_{in} R_2 \right)^2 \quad (3.9)$$

กำหนดให้ $\beta_1 = \beta_2 = \beta_n$, $R_1 = R_2 = R$, $V_{T1} = V_{T2} = V_T$

ผลรวมของกระแส I_{D1} และ I_{D2} จะเป็นกระแสเอาต์พุต I_{out} และเมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุต I_{in} และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 มีค่าเป็น

$$I_{in} = I_m \sin \omega t$$

$$I_4 = \frac{\beta_n \beta_3}{(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \left[\left(\sqrt{\frac{2 I_5}{\beta_4}} - V_T \right)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} \right]$$

แล้วจะได้กระแสไหลออกจากพอร์ท D มีค่าเป็น

$$I_{out} = \frac{\beta_n \beta_3 R^2 I_m^2}{2(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \cos 2\omega t \quad (3.10)$$

3.4.2 สมรรถนะของวงจรร

ผลของกระแสเดรนของโมสเฟต M_1 และ M_2 ที่มีค่าเพิ่มขึ้นมาก ๆ ยังคงเป็นเหมือนวงจรวีความถี่แบบที่หนึ่ง กล่าวคือเป็นผลให้ความต่างศักย์ระหว่างเดรนและเกต V_{DG} จะมีค่าน้อยลงจนกระทั่งน้อยกว่าศักยาคิเดเริ่ม V_T แล้ว

$$V_{DG} < V_T$$

เงื่อนไขดังกล่าวเป็นผลทำให้โมสเฟต M_1 และ M_2 ทำงานในช่วงกระแสไม่อิ่มตัว ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางฮาร์มอนิกส์

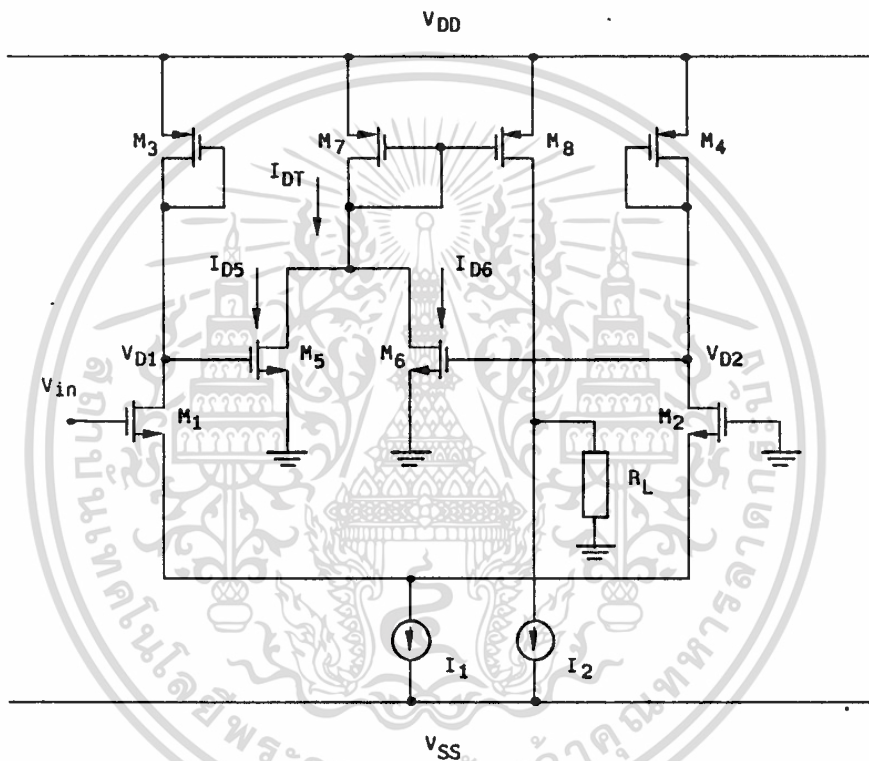
3.5 วงจรวีความถี่แบบที่สาม [25]

3.5.1 การทำงานของวงจรร

วงจรรในรูปที่ 3.7 เป็นวงจรวีความถี่แบบที่สาม ได้พัฒนาการออกแบบวงจรวีความถี่ที่ใช้หลักการคุณสมบัติกำลังสองของวงจรรดิฟเฟอเรนเชียล (Differential) ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบจากมอสเฟทรานซิสเตอร์ หลักการนี้ใช้อุปกรณ์ที่เป็นแอกทีฟเท่านั้นไม่มีส่วนของอุปกรณ์พาสซีฟ วงจรทวิความถี่ที่ออกแบบประกอบด้วยมอสเฟทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 8 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว มอสเฟท M_1 และ M_2 ประกอบเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล มอสเฟท M_3 และ M_4 ทำหน้าที่เป็นแอกทีฟโหลด (Active Load) เพื่อเป็นกระแสไบอัสให้กับมอสเฟท M_5 และ M_6 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรบวกสัญญาณที่ขาเดรนของ M_1 และ M_2 มอสเฟท M_7 และ M_8 ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสลบ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 ทำหน้าที่ไบอัสให้กับวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 ให้ปรับกระแสออฟเซตที่เอาต์พุต



รูปที่ 3.7 วงจรทวิความถี่แบบที่สาม [25]

จากวงจรรูปที่ 3.7 ความต่างศักย์ V_{D1} และ V_{D2} เป็นดังนี้

$$V_{D1} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\beta_3}} - V_{T3} \quad (3.11)$$

$$V_{D2} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D4}}{\beta_4}} - V_{T4} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ M_1 สมพงษ์กับ M_2 แล้วจากสมการที่ (3.11) และ สมการที่ (3.12) จะได้

$$I_{D3} = \frac{I_1}{2} + \frac{I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.13)$$

$$I_{D4} = \frac{I_1}{2} - \frac{I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.14)$$

กำหนดให้ $Z = \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{\frac{1}{2}}$

จากสมการที่ (3.11) ถึงสมการที่ (3.14) จะได้

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^2)} \quad (3.15)$$

$$V_{D2} = V_{DD} - V_{T4} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 + Z^2)} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.15) และสมการที่ (3.16) กระแส I_{D5} และ I_{D6} เป็น

$$I_{D5} = \frac{\beta_5}{2} \left(V_{DD} - V_{T3} - V_{T5} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^2)} \right)^2 \quad (3.17)$$

$$I_{D6} = \frac{\beta_6}{2} \left(V_{DD} - V_{T4} - V_{T6} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 + Z^2)} \right)^2 \quad (3.18)$$

$$I_{DT} = I_{D5} + I_{D6} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.17) ถึงสมการที่ (3.19) และกำหนดให้ $V_{T3} = V_{T4} = V_{TP}$,
 $V_{T5} = V_{T6} = V_{TN}$, $\beta_3 = \beta_4 = \beta_P$ และ $\beta_5 = \beta_6 = \beta_N$ ดังนั้น

$$I_{DT} = \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN})^2 + \frac{\beta_N}{\beta_P} I_1 - \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\left[(1 + Z^{\frac{1}{2}}) \right]^{\frac{1}{2}} + \left[(1 + Z^{\frac{1}{2}}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.20)$$

กำหนดให้

$$A = \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN})^2 + \frac{\beta_N}{\beta_P} I_1 - 2\beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.21)$$

$$B = \frac{\beta_N}{4} (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.22)$$

$$V_{in} = V_m \sin \omega t \quad (3.23)$$

$$I_2 = A + B \left(\frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} - \frac{3\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \right) \quad (3.24)$$

จะได้กระแสเอาต์พุตดังนี้

$$I_{out} = B \left[\left(\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} \right) \cos 2\omega t - \frac{\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \cos 4\omega t \right] \quad (3.25)$$

3.5.2 สมรรถนะของวงจรถ

ข้อดีของวงจรถวิความถี่แบบที่สามคือ มีสัญญาณอินพุตเป็นศักดาทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน

ข้อเสียของวงจรถคือ เมื่อกระแสเดรน I_D ของมอสเฟต M_5 และ M_6 มีค่าเพิ่มขึ้นมาก ๆ แล้ว ผลคือความต่างศักย์ระหว่างเดรนและเกต V_{DG} จะมีค่าน้อยลงจนกระทั่งน้อยกว่าศักดาขีดเริ่ม V_T แล้ว

$$V_{DG} < V_T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น เป็นผลทำให้มอสเฟต M_5 และ M_6 ทำงานในช่วงนำกระแสไม่อิ่มตัว ซึ่งเป็นสาเหตุของการเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางฮาร์มอนิกส์เป็นปัญหาอย่างเดียวกันกับวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งและสอง

3.6 บทสรุป

จากหลักการของวงจรทวีความถี่แบบเก่าซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 3 วงจรนั้น ในวงจรทวีความถี่สองวงจรแรกนั้น ใช้หลักการของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนซึ่งเป็นเอาท์พุทและศักดาระหว่างขาเกตและชาซอร์สซึ่งเป็นอินพุท โดยที่วงจรทวีความถี่แบบแรกประกอบด้วยมอสเฟต 9 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 4 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว โดยการพิจารณาจากวงจรจะเห็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสเฟต M_3 ส่วนค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นกับค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสเฟต M_9 สำหรับทางด้านผลตอบสนองทางความถี่นั้นความถี่ปฏิบัติการของวงจรขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเฟต M_3 กับค่าความจุไฟฟ้าแฝง (Stray Capacitance) ของมอสเฟต M_3 ถึง M_5 และช่วงปฏิบัติการของวงจรจะพิจารณาจากช่วงกระแสปฏิบัติการของวงจร ซึ่งช่วงปฏิบัติการนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส (I_{RQ}) และค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 และยังสามารถหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งมีค่าประมาณน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงานของวงจร (ความถี่ 500 KHz)

วงจรทวีความถี่วงจรที่สองประกอบด้วยมอสเฟต 11 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 5 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว โดยการพิจารณาจากวงจรจะเห็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสเฟต M_5 ส่วนค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสเฟต M_{11} สำหรับทางด้านผลตอบสนองทางความถี่นั้นความถี่ปฏิบัติการของวงจรขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเฟต M_5 และค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟต M_5 ถึง M_7 และช่วงปฏิบัติการของวงจรจะพิจารณาจากช่วงกระแสปฏิบัติการของวงจร ซึ่งช่วงปฏิบัติการนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_5 และค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 และยังสามารถหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งมีค่าประมาณน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงาน (ความถี่ 500 KHz)

วงจรทวีความถี่แบบสุดท้ายออกแบบในรูปแบบของวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ประ

เภทแอกทิฟเท่านั้น โดยอาศัยหลักการของวงจรดีเฟอเรนเชียลประกอบด้วยมอสเฟต 8 ตัว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว โดยการพิจารณาจากวงจรจะเห็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก เพราะมอสเพิ่มมีชั้นของซิลิกอนไดออกไซด์กันอยู่ระหว่างเกตกับเดรนและซอร์ส ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้า ส่วนเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สของมอสเฟต M_8 จากการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ พบว่ามีค่าขึ้นกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟต M_7 และ M_8 และช่วงปฏิบัติการของวงจรจะพิจารณาจากช่วงสัปดาห์ปฏิบัติการซึ่งช่วงสัปดาห์ปฏิบัติการของวงจรมีสามารถกำหนดได้จากกระแสไบอัส I_1 ถ้ากระแสไบอัส I_1 มาก ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติการก็จะกว้าง และทำให้ค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคส์มีค่าน้อย แต่ถ้าให้กระแสไบอัส I_1 น้อย ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติการก็จะแคบและทำให้ค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคส์มีค่ามากขึ้นและจากการวิเคราะห์พบอีกว่า ถ้าให้สัญญาณอินพุทมีค่าน้อยๆ จะทำให้ค่าความผิดพลาดทางความถี่น้อย วงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งและวงจรที่มีความถี่แบบที่สองมีอินพุทและเอาต์พุทเป็นกระแสเหมือนกัน ส่วนที่แตกต่างคือการไบอัสให้มอสเฟตทำงาน โดยที่วงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งจะต้องให้กระแสไบอัส (IR) ออกมาเพื่อทำให้เกิดความต่างศักย์คร่อมตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่ามากกว่าศักย์ขีดเริ่มก่อนวงจรจึงจะทำงานได้ ส่วนวงจรที่มีความถี่แบบที่สองนั้นมีการไบอัสให้มอสเฟตพร้อมที่จะทำงาน ซึ่งสามารถทำได้โดยลดค่าความต่างศักย์ของซอร์สให้น้อยกว่าศักย์ขีดเริ่ม เมื่อเทียบกับความต่างศักย์ที่เกตซึ่งจะเป็นผลให้วงจรพร้อมที่จะทำงานได้ ดังนั้นข้อดีของวงจรที่มีความถี่แบบที่สองคือไม่ต้องมีกระแสไบอัส (IR) ไหลในวงจรก่อน ส่วนวงจรที่มีความถี่แบบที่สามมีข้อดีคือมีอุปกรณ์เป็นแบบแอคทีฟทั้งหมด ทำให้ใช้พื้นที่บนชิปน้อยและประกอบด้วยอินพุทของวงจรเป็นศักย์ จึงทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งานและยังมีค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิคส์น้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งและวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง

วงจรวัดความถี่และวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยใช้ CMOS

4.1 บทนำ

วงจรวัดความถี่ที่เป็นสองเท่าและวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่น เป็นวงจรมีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง ทั้งในด้านการสื่อสารโทรคมนาคมและในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ต่าง ๆ กล่าวคือใช้ในวงจรรววจับค่ายอด (Peak-Amplitude Detector) ของสัญญาณชานน์ [27] ใช้ในวงจรแปลงค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) เป็นกระแสตรง ใช้ในวงจรถ่ายค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของสัญญาณในวงจรวัดค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะ [28] หรือเป็นวงจรมีใช้คุณค่าความถี่ต่าง ๆ [20] โดยทั่วไปวิธีการสร้างวงจรวัดความถี่ที่เป็นสองเท่านี้มี 2 วิธี คือวิธีหนึ่งจะใช้คุณสมบัติของวงจรรزون LC หรือวงจรรزونเป็นหลัก [21-22] ในการใช้วงจรรزون LC นั้นจะมีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่แคบและไม่เหมาะสมกับการนำมาสร้างเป็นวงจรรวม ส่วนการใช้วงจรรزونนอกจะทำให้เมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรรวมแล้วจะมีขนาดใหญ่และต้องเสียค่าใช้จ่ายมากหรืออีกวิธีหนึ่งคืออาศัยคุณสมบัติกำลังสอง (Square Law Characteristic) มาใช้ในการออกแบบ เช่น วงจรรานส์ลิเนียร์ [3-6] ซึ่งเป็นวิธีการที่น่าสนใจ ในส่วนของวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดในการรีจิงกระแส แต่เนื่องจากไดโอดจะทำงานได้ต้องใช้ศักดาตกคร่อมตัวมันประมาณ 0.6 โวลต์ เป็นผลให้วงจรรีจิงกระแสจะมีค่าผิดพลาดสูง เมื่อขนาดของสัญญาณที่ป้อนให้วงจรมีขนาดต่ำ จึงได้มีการพัฒนาวงจรรุ่นใหม่โดยใช้อุปแอมป์ต่อร่วมกับไดโอด [29] ทำให้สามารถที่จะรีจิงกระแสได้ในขณะที่สัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรมีขนาดต่ำได้ แต่สำหรับวิธีการนี้ไม่เหมาะสำหรับที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม เนื่องจากออปแอมป์เป็นวงจรมีขนาดใหญ่ทำให้ต้องเสียค่าใช้จ่ายสูง ที่ผ่านมามีการเสนอหลักการออกแบบวงจรวัดความถี่และวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่น ที่เหมาะสำหรับการสร้างเป็นวงจรรวมไว้บ้าง [8][30] แต่เป็นการเสนอหลักการที่เหมาะสมกับการสร้างวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีของวงจรรวมไบโพลาร์ (Bipolar Technology) ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการเสนอหลักการออกแบบวงจรวัดความถี่เป็นสองเท่าโดยใช้คุณสมบัติระหว่างศักดาและกระแสของวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS เป็นหลัก วงจรมีได้พัฒนาขึ้นนี้สามารถที่จะวัดสัญญาณความถี่ชานน์เป็นสองเท่า ได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีช่วงปฏิบัติการทั้งทางด้านขนาดของสัญญาณและความถี่ที่กว้าง ผลพลอยได้จากวงจรวัดความถี่เป็นสองเท่านี้ เมื่อกำหนดกระแสที่ไหลผ่านวงจรมีค่ามากขึ้นจากเดิม วงจรวัดความถี่นี้ก็ยังสามารถที่จะทำงานเป็นวงจรรีจิงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ การกำหนดกระแสที่

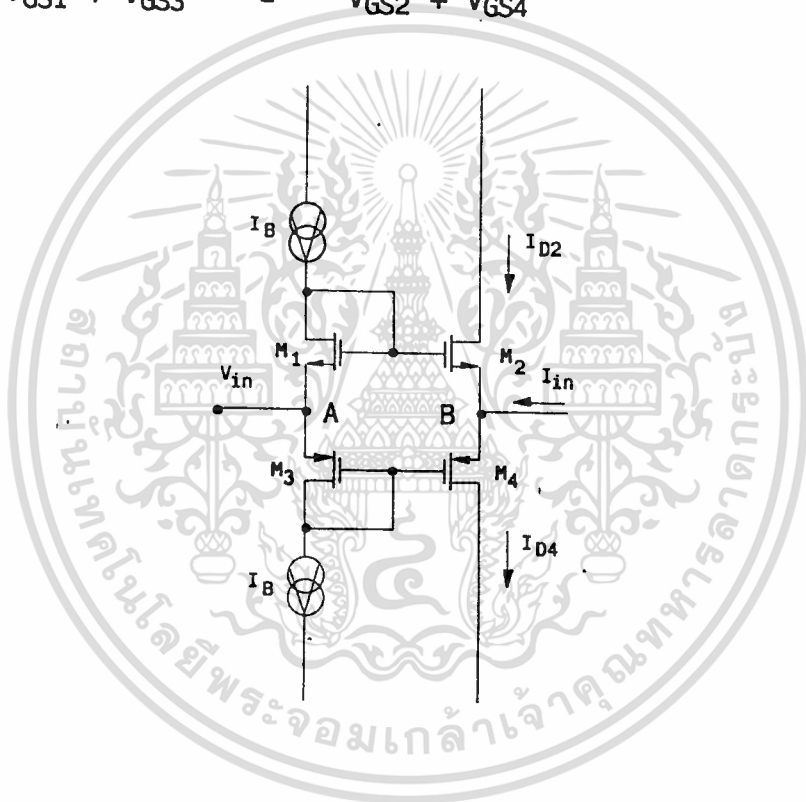
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลผ่านวงจรสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานจากภายนอกเพียงตัวเดียว

4.2 หลักการเบื้องต้น

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS โดยการกำหนดให้จุดทำงานของวงจรมีค่ามากกว่า V_T เล็กน้อย ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 และ M_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของศักดาระหว่างขาเกตและชาฮอร์ส V_{GS} ของทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 และ M_4 จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{GS1} + V_{GS3} = V_{GS2} + V_{GS4} \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 วงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS

เมื่อ $V_{GS1}, V_{GS2}, V_{GS3}$ และ V_{GS4} เป็นศักดาระหว่างขาเกตและชาฮอร์สของทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 และ M_4 ตามลำดับถ้าป้อนกระแส I_{in} เข้าที่จุด B โดยให้ศักดา V_{in} ที่จุด A คงที่ จะได้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_4 ซึ่งสามารถหาได้จาก [31]

$$I_{D2} = \frac{(4I_B - I_{in})^2}{16I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{D4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.3)$$

โดยที่ I_B เป็นกระแสไบอัส ที่จะไบอัสให้วงจรทำงานในคลาส AB จากสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3) วิธีการวิเคราะห์ที่หาแสดงตามภาคผนวก ก จะเห็นได้ว่ากระแส I_{in} นั้นจะอยู่ในรูปของสมการกำลังสอง ถ้านำสมการที่ (4.2) และสมการที่ (4.3) มาบวกกันจะได้ว่า

$$I_{D2} + I_{D4} = \frac{16I_B^2 + I_{in}^2}{8I_B} = 2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) ผลรวมของกระแส I_{D2} และ I_{D4} จะได้กระแส I_{in} เป็นกำลังสองรวมกับกระแสไบอัส $2I_B$

ถ้ากำหนดให้กระแส $I_{in} = I_m \sin \omega t$

จะได้ว่า

$$I_{D2} + I_{D4} = 2I_B + \frac{I_m^2 \sin^2 \omega t}{8I_B} = 2I_B + \frac{I_m^2}{16I_B} (1 - \cos 2\omega t) \quad (4.5)$$

4.3 วงจรทวิความถี่และการทำงาน

วงจรทวิความถี่ที่ใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS และสมการที่ (4.4) ได้แสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะประกอบไปด้วย M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ที่เป็นส่วนของวงจรขยายคลาส AB โดยวงจรสะท้อนกระแส M_7 และ M_8 จะส่งผ่านกระแส I_{D4} ไปรวมกับกระแส I_{D2} ที่จุด C เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่าน M_5 มีค่าเท่ากับ $I_{D2} + I_{D4}$ ซึ่งจะถูกส่งผ่านไปยังจุดออกที่จุด D โดย M_6 และกระแสที่ส่งผ่านมาจะเป็นไปตามสมการที่ (4.4) ส่วนวงจรดึงกระแสคงที่ I_1 จะทำหน้าที่ดึงกระแสไบอัส $2I_B$ ซึ่งเป็นกระแส DC ออกจากจุดออกที่จุด D และกระแสจุดออก I_{out} จะสามารถหาได้ดังนี้

$$I_{out} = \frac{I_{in}^2}{8I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.6)$$

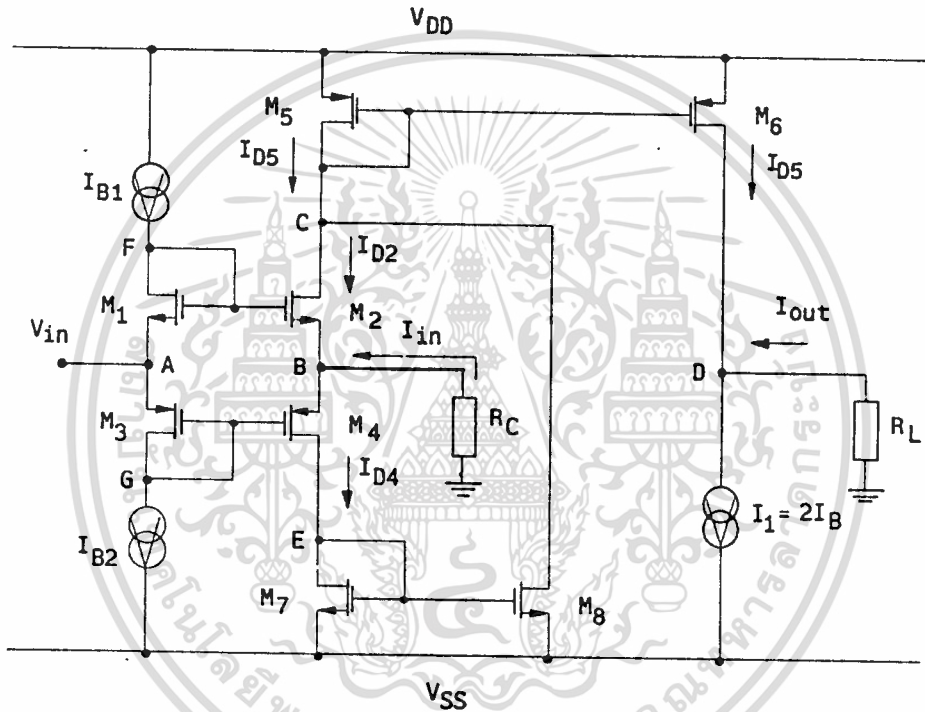
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ $I_{in} = I_m \sin \omega t$

จะได้กระแส I_{out} มีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = \frac{I_m^2 \sin^2 \omega t}{8I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4.7)$$

โดยที่จากรูปที่ 4.2 กระแส I_{in} จะสามารถหาได้จาก $I_{in} = V'_{in}/R_C$ และ V'_{in} จะเท่ากับ V_{in} ซึ่ง V_{in} คือศักดาอินพุทของวงจร



รูปที่ 4.2 วงจรทวีความถี่

4.4 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากสมการที่ (4.3) ถ้ากำหนดให้ $I_{in} \gg 4I_B$ แล้วจะทำให้วงจรทำงานในคลาส B ซึ่งจะได้ว่า

$$I_{D2} \approx 0 \quad \text{และ} \quad I_{D4} \approx I_{in} \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} > 0 \quad (4.8)$$

$$I_{D2} \approx I_{in} \quad \text{และ} \quad I_{D4} \approx 0 \quad \text{เมื่อ} \quad I_{in} < 0 \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.2 กระแสจุดออก I_{out} จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = |I_{in}| \quad (4.10)$$

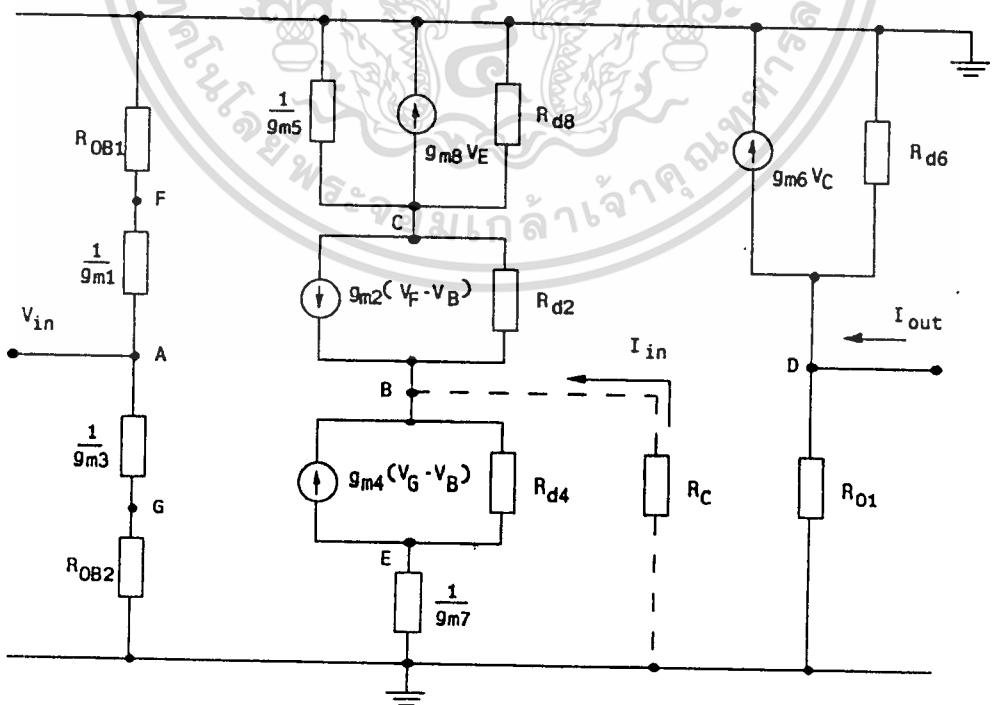
โดยที่ $I_{in} = V_{in}/R_C$ และเงื่อนไข $I_{in} \gg 4I_B$ จะสามารถกำหนดได้โดยการลดค่าความต้านทาน R_C ให้มีค่าน้อยลงจากสมการที่ (4.10) จะได้ว่าวงจรในรูปที่ 4.2 นี้สามารถทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้

4.5 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรทวิความถี่ในรูปที่ 4.2 เพื่อพิจารณาหาอินพุทอิมพีแดนซ์ เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ ความถี่ปฏิบัติการ ช่วงปฏิบัติการ และความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางฮาร์มอนิกส์

4.5.1 การวิเคราะห์อินพุทอิมพีแดนซ์และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์

การคำนวณหาอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้โดยการใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) [19][33-34] วงจรทวิความถี่และเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสามารถแทนด้วยวงจรทดเทียบหรือวงจรสมมูล ได้ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจากวงจรทดเทียบสามารถพิจารณาค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่จุด A ได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 วงจรทดเทียบวงจรทวิความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{in} = \left(R_{OB1} + \frac{1}{g_{m1}} \right) \parallel \left(R_{OB2} + \frac{1}{g_{m3}} \right) \quad (4.11)$$

เนื่องจาก R_{OB1} คือค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{B1} มีค่ามากกว่า $1/g_{m1}$ และ R_{OB2} คือค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{B2} มีค่ามากกว่า $1/g_{m3}$ ดังนั้นจากสมการที่ (4.11) จะได้ว่า

$$r_{in} \approx R_{OB1} \parallel R_{OB2} \approx 500 \text{ k}\Omega \quad (4.12)$$

และจากการพิจารณาที่จุด D จะได้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรดังนี้

$$r_o = R_{d6} \parallel R_{O1} \quad (4.13)$$

เนื่องจาก R_{O1} มีค่ามากกว่า R_{d6} ดังนั้นจากสมการที่ (4.13) จะได้ว่า

$$r_o \approx R_{d6} \approx 100 \text{ k}\Omega \quad (4.14)$$

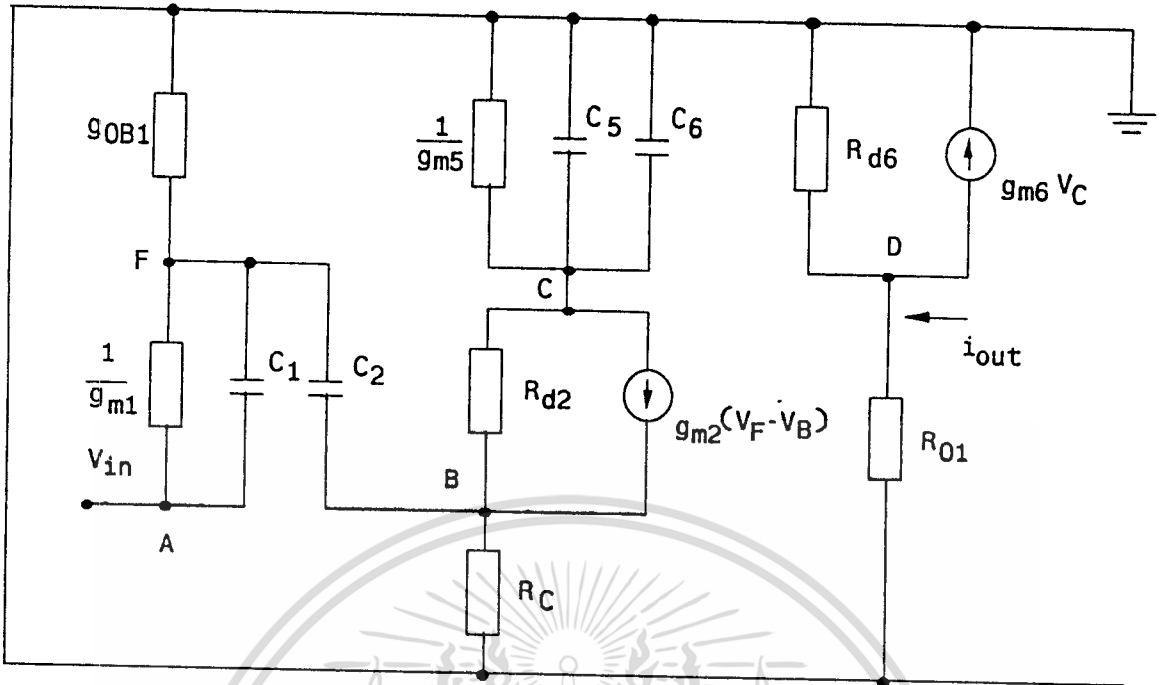
4.5.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ สามารถทำได้โดยการใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กซึ่งมีความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างเกตและซอร์สของมอสเฟตตัวใดๆ ประกอบอยู่ด้วย เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงเป็นส่วนประกอบสำคัญที่กำหนดความถี่ตอบสนองของวงจร

จากวงจรหาค่าความถี่รูปที่ 4.2 สามารถหาค่าตอบสนองต่อความถี่ได้โดยการพิจารณาเพียงส่วนเดียว ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต M_1, M_2, M_5 และ M_6 แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{B1}, I_1 , ตัวต้านทาน R_C และ R_L จากวงจรหาค่าความถี่รูปที่ 4.4 กำหนดให้ $C = C_1 + C_2$ ใช้กฎ KCL ที่จุดต่างๆ ในวงจรดังนี้ ที่จุด F ได้

$$[g_{OB1} + g_{m1} + SC]V_F - (g_{m1} + SC_1)V_A - SC_2V_B = 0 \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 วงจรทดเทียบวงจรทวิความถี่ที่ใช้ในการพิจารณาหาคอตอบสองทางความถี่

เนื่องจาก g_{OB1} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับตัวอื่นในเทอมเดียวกันจนสามารถที่จะประมาณได้ว่ามีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (4.15) จะได้ว่า

$$V_F = \frac{(g_{m1} + C_1 S)}{(g_{m1} + CS)} \cdot V_{in} + \frac{C_2 S}{(g_{m1} + CS)} \cdot V_B \quad (4.16)$$

ที่จุด B ได้

$$-C_2 S V_F + \left(g_{d2} + \frac{1}{R_C} + C_2 S \right) V_B - g_{d2} V_C - g_{m2} (V_F - V_B) = 0 \quad (4.17)$$

เนื่องจาก g_{d2} มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับตัวอื่นในเทอมเดียวกันจนสามารถที่จะประมาณได้ว่ามีค่าเป็นศูนย์และเมื่อแทนค่า V_F จากสมการที่ (4.16) ลงในสมการที่ (4.17) จะได้เป็น

$$\left[\frac{(R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S)}{R_C} - \frac{C_2 S (g_{m2} + C_2 S)}{(g_{m1} + CS)} \right] \cdot V_B = \frac{(g_{m1} + C_1 S)(g_{m2} + C_2 S)}{(g_{m1} + CS)} \cdot V_{in} \quad (4.18)$$

เมื่อพิจารณาที่ $0 < S < \infty$ และ C_2 มีค่าเป็นพิโคฟารัด (pF) ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบค่าสัม
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิในเทอมของ V_B จะเห็นว่า

$$\frac{R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S}{R_C} \approx \frac{C_2 S (g_{m2} + C_2 S)}{(g_{m1} + C S)}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.18) จะได้ว่า

$$V_B = \frac{R_C g_{m1} g_{m2}}{(R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S)} \cdot V_{in} \quad (4.19)$$

จากวงจรรูปที่ (4.4) สามารถประมาณค่ากระแส I_{D2} ได้คือ

$$I_{D2} = g_{m2}(V_F - V_B) \quad (4.20)$$

นำค่า V_F จากสมการที่ (4.16) และค่า V_B จากสมการที่ (4.19) มาแทนค่าลงในสมการที่ (4.20) เมื่อพิจารณาที่ $0 < S < \infty$ จะได้เป็น

$$I_{D2} = \frac{g_{m2}[(R_C C_2 g_{m1} + R_C C_1 g_{m2})S + g_{m1}]}{(R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S)(g_{m1} + C S)} \cdot V_{in} \quad (4.21)$$

ที่จุด C

$$V_C = \frac{I_{D2}}{[g_{m5} + (C_5 + C_6) S]} \quad (4.22)$$

นำค่า I_{D2} จากสมการที่ (4.21) แทนค่าลงในสมการที่ (4.22) จะได้ว่า

$$V_C = \frac{g_{m2}[(R_C C_2 g_{m1} + R_C C_1 g_{m2}) S + g_{m1}]}{[g_{m5} + (C_5 + C_6) S](R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S)(g_{m1} + C S)} \cdot V_{in} \quad (4.23)$$

ที่จุด D ประมาณได้ว่า

$$I_{D6} = g_{m6} V_C \quad (4.24)$$

นำค่า V_C จากสมการที่ (4.23) แทนค่าลงในสมการที่ (4.24) จะได้เป็น

$$I_{D6} = \frac{g_{m6} g_{m2} [(R_C C_2 g_{m1} + R_C C_1 g_{m2}) S + g_{m1}]}{[g_{m5} + (C_5 + C_6) S](R_C g_{m2} + 1 + R_C C_2 S)(g_{m1} + C S)} \cdot V_{in} \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2}$, $g_{m5} = g_{m6}$ และ $I_{D6} = I_{out}$ จากสมการที่ (4.25) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}}{(1 + R_C g_{m2})} \left\{ \frac{[R_C(C_1 + C_2)S + 1]}{\left[\frac{(C_5 + C_6)S}{g_{m5}} + 1 \right] \left[\frac{(C_1 + C_2)S}{g_{m1}} + 1 \right] \left[\frac{R_C C_2 S}{1 + R_C g_{m2}} + 1 \right]} \right\} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ (4.26) นำไปพล็อตกราฟเพื่อหาลดตอบสนองทางความถี่ โดยใช้วิธี Bode Plot เมื่อกำหนดให้ใช้พารามิเตอร์จากโปรแกรม PSPICE ดังนี้

$$\begin{aligned} g_{m1} &= 2.47 \text{ E-4 mho} \\ g_{m2} &= 2.47 \text{ E-4 mho} \\ g_{m5} &= 2.47 \text{ E-4 mho} \\ C_1 &= 4.61 \text{ pF} \\ C_2 &= 4.61 \text{ pF} \\ C_5 &= 4.61 \text{ pF} \\ C_6 &= 4.61 \text{ pF} \\ R_C &= 10 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

จากการพล็อตกราฟได้ว่าวงจรจะทำงานและมีขนาดของสัญญาณคงที่เป็นลักษณะลิเนียร์ไปจนถึงจุดสิ้นสุดคือที่สัญญาณเริ่มผิดเพี้ยน คือที่ f_c (Corner Frequency) ดังสมการที่ (4.27)

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_C(C_1 + C_2)} \quad (4.27)$$

$$\therefore f_c = 1.73 \text{ MHz}$$

4.5.3 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่นั้น โดยวิธีการพิจารณาจากการวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่จากวงจรรูปที่ 4.5 โดยใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS นี้ พิจารณาการทำงานของวงจรแล้วพบว่ามอสเฟต M_2 และมอสเฟต M_4 จะทำงานสลับกัน (M_2 -OFF M_4 -ON หรือ M_2 -ON M_4 -OFF).

พิจารณาขณะที่มอสเฟต M_2 ทำงานโดยใช้ KVL ที่ลูป 101 3 2 0 ได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DD} = V_{SG5} + \sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta_2}} + V_{RC} \quad (4.31)$$

พิจารณาโดยใช้ KVL ที่รูป 1.6.2.0 ได้ว่า

$$V_{in} = V_{SG1} + V_{GS2} + V_{RC} \quad (4.32)$$

$$V_{in} = V_{SG1} + \sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta_2}} + V_{T2} + V_{RC} \quad (4.33)$$

สมการที่ (4.31) มาลบกับสมการที่ (4.33) เพื่อหาความสัมพันธ์ของ V_{in} กับ V_{DD}

$$V_{DD} = V_{SG5} + V_{in} - V_{SG1} - V_{T2} \quad (4.34)$$

$$V_{DD} = \sqrt{\frac{I_{D5}}{\beta_5}} - V_{T5} + V_{in} + \sqrt{\frac{I_{D1}}{\beta_1}} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.4) $I_{D5} = I_{D2} + I_{D4} = 2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B}$, $|I_{in}| \leq 4I_B$

$$I_{D1} = I_B$$

แทนค่าในสมการที่ (4.35) จะได้

$$V_{in} = V_{DD} + \sqrt{\frac{2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B}}{\beta_5}} + V_{T5} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_1}} \quad (4.36)$$

ที่ $V_{in(max)}$ ได้ว่า $|I_{in}| = 4I_B$

จากสมการที่ (4.36) แทนค่า $|I_{in}|$ ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in(max)} = V_{DD} + 2\sqrt{\frac{I_B}{\beta_5}} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_1}} + V_{T5} \quad (4.37)$$

พิจารณาขณะที่มอสเฟต M_4 ทำงานโดยใช้ KVL ที่ลูป 102 5 2 0 ดังสมการ

$$V_{SS} = V_{SG7} + V_{DS4} + V_{RC} \quad (4.38)$$

มอสเฟต M_4 ทำงานในสภาวะอิ่มตัว ดังนั้น

$$V_{GS4} - V_{T4} \leq V_{DS4} \quad (4.39)$$

แทนค่าจากสมการที่ (4.39) ลงในสมการที่ (4.38) จะได้ว่า

$$V_{SS} = V_{SG7} + V_{GS4} - V_{T4} + V_{RC} \quad (4.40)$$

เนื่องจาก $V_{GS4} = \sqrt{\frac{2L}{K'W} I_{D4}} + V_{T4}$; $\frac{K'W}{2L} = \beta$

ดังนั้น

$$V_{SS} = V_{SG7} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta_4}} + V_{RC} \quad (4.41)$$

พิจารณาโดยใช้ KVL ที่ลูป 1 7 2 0 ได้ว่า

$$V_{in} = -V_{GS3} + V_{GS4} + V_{RC} \quad (4.42)$$

$$V_{in} = -V_{GS3} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta_4}} + V_{T4} + V_{RC} \quad (4.43)$$

สมการที่ (4.41) ลบกับสมการที่ (4.43) เพื่อหาความสัมพันธ์ของ V_{in} กับ V_{SS}

$$V_{SS} = -V_{GS7} + V_{in} + V_{GS3} - V_{T4} \quad (4.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{SS} = -\sqrt{\frac{I_{D7}}{\beta_7}} - V_{T7} + V_{in} + \sqrt{\frac{I_{D3}}{\beta_3}} \quad (4.45)$$

จากสมการที่ (4.3) $I_{D7} = I_{D4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}$, $|I_{in}| \leq 4I_B$

$$I_{D3} = I_B$$

แทนค่าในสมการที่ (4.45) จะได้

$$V_{in} = V_{SS} + \sqrt{\frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}} + V_{T7} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_3}} \quad (4.46)$$

ที่ $V_{in(\min)}$ ได้ว่า $|I_{in}| = 4I_B$ จากสมการที่ (4.46) แทนค่า $|I_{in}|$ ได้เป็น

$$V_{in(\min)} = V_{SS} + 2\sqrt{\frac{I_B}{\beta_7}} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_3}} + V_{T7} \quad (4.47)$$

จากสมการที่ (4.37) และสมการที่ (4.47) สรุปได้ว่าช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานคือ

$$V_{SS} + 2\sqrt{\frac{I_B}{\beta_7}} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_3}} + V_{T7} \leq V_{in} \leq V_{DD} + 2\sqrt{\frac{I_B}{\beta_5}} - \sqrt{\frac{I_B}{\beta_1}} + V_{T5}$$

ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ $V_{DD} = 5$ โวลต์ , $V_{SS} = -5$ โวลต์ , $V_{T7} = 2$ โวลต์
 $V_{T5} = -2$ โวลต์ , $\beta = 9.52E-04$ A/V² , $I_B = 100$ μ A จะได้ช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานเป็น

$$-2.9 \text{ โวลต์} \leq v_{in} \leq 3.1 \text{ โวลต์}$$

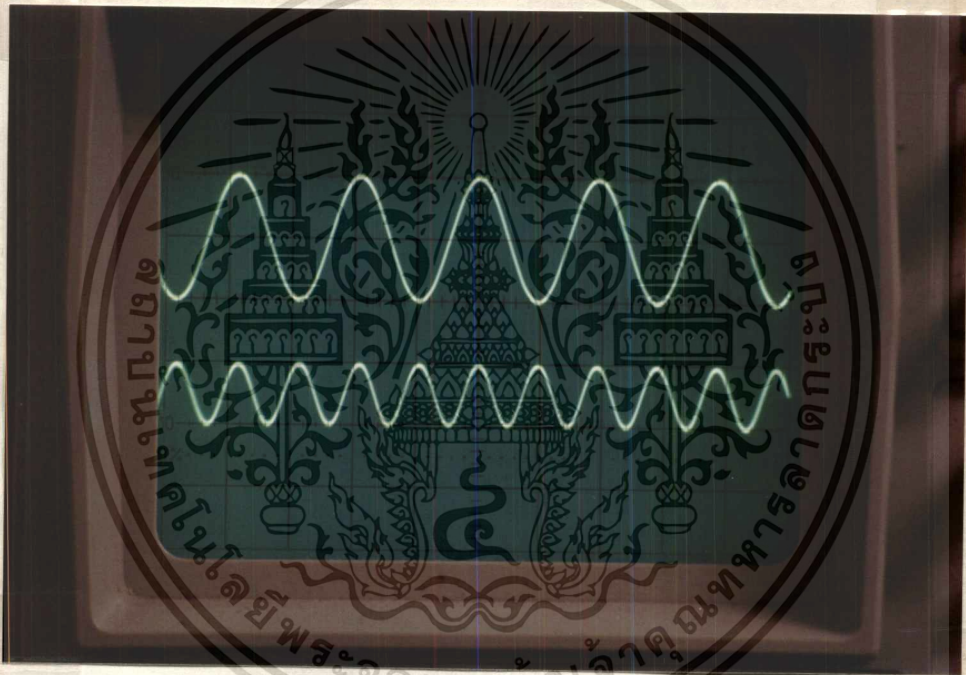
4.6 การทดลองและผลการทดลอง

4.6.1 วงจรทวีความถี่

ได้ทำการทดลองสร้างวงจรจริงตามรูปที่ 4.2 โดยทำการต่อบนแผงทดลองวงจรต้นแบบ (Protoboard) โดยมอสเฟตที่ใช้เป็น เอ็น-มอส และ พี-มอส นำมาจากมอสเฟตภายในไอซีเบอร์ MC14007 ซึ่งภายในประกอบด้วย เอ็น-มอส และ พี-มอส อย่างละเอ็อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ตัว โดยทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ต้องมีความสมพ้องกันมากที่สุด ในรูปที่ 4.6 เป็นผลที่ได้จากการทดลองวงจรทวีความถี่ในรูปที่ 4.2 ผลจากการทดสอบจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นสองเท่าของความถี่สัญญาณอินพุต

จากการทดลอง โดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1kHz ขนาดของศักดาเท่ากับ 1 Vp-p และกำหนดให้ $I_B = 100 \mu A$, $I_1 = 2I_B = 200 \mu A$, $V_{DD} = 5 V$, $V_{SS} = -5 V$, $R_C = 10 k\Omega$, $R_L = 40 k\Omega$ ได้สัญญาณที่เอาต์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์ ขนาด 0.5 Vp-p ที่ความถี่ 2 kHz โดยมีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ประมาณ 500 kHz และช่วงศักดาปฏิบัติการอยู่ระหว่าง -2.5 V ถึง +2.5 V แสดงว่าวงจรสามารถที่จะทวีความถี่ได้เป็นไปตามหลักการที่ได้เสนอขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.6

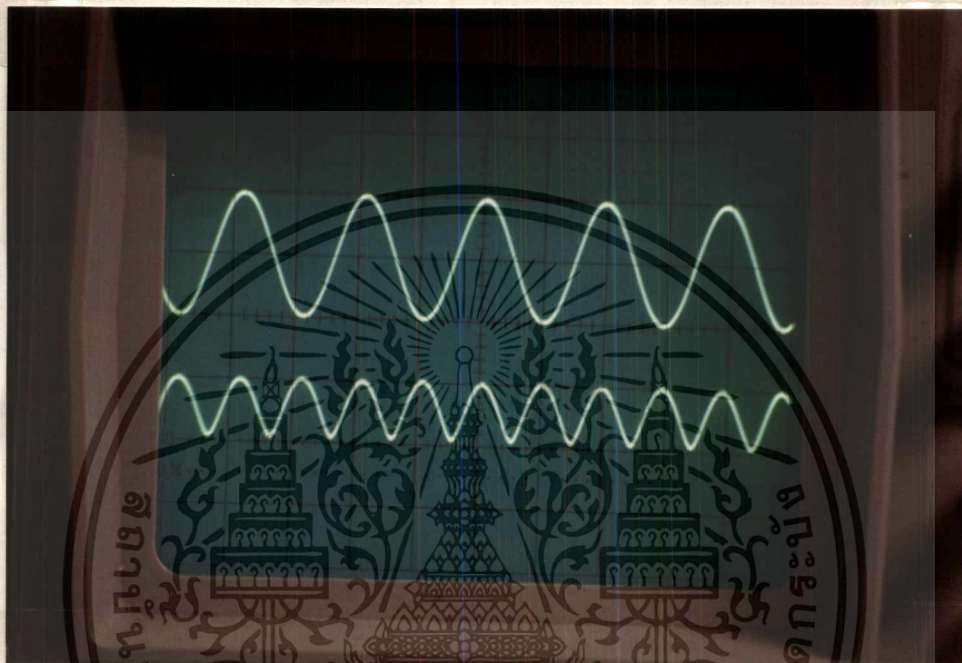


รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทวีความถี่ ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 Vp-p ที่ความถี่ 1 kHz
ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 0.5 Vp-p ที่ความถี่ 2 kHz

4.6.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

โดยใช้วงจรเดียวกันกับวงจรทวีความถี่ ต่างกันที่วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น นี้ได้ใช้ $R_C = 100 \Omega$, $R_L = 50 k\Omega$ เพื่อให้ได้ $I_{in} \gg 4I_B$ จากการทดลอง โดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1kHz ขนาดของศักดาเท่ากับ 1 Vp-p และกำหนดให้ $I_B = 100 \mu A$, $I_1 = 2I_B = 200 \mu A$, $V_{DD} = 5 V$, $V_{SS} = -5 V$ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 จะเห็นว่าที่รอยต่อของคลื่นสัญญาณแต่ละลูกจะยังคงเป็นเส้นโค้ง เนื่องจากในช่วงของสัญญาณรูปซายน์ที่เข้าใกล้ศูนย์โวลท์ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ทำงานในช่วงคลาส AB โดยมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่ประมาณ 500 kHz และช่วงศักดาปฏิบัติงานอยู่ระหว่าง -2.5 V ถึง +2.5 V แสดงว่าวงจรสามารถที่จะเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้เป็นไปตามหลักการที่ได้เสนอขึ้น



รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นซายน์ ขนาด 1 V_{p-p} ที่ความถี่ 1 kHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุต ขนาด 0.5 V_{p-p}

4.7 ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE

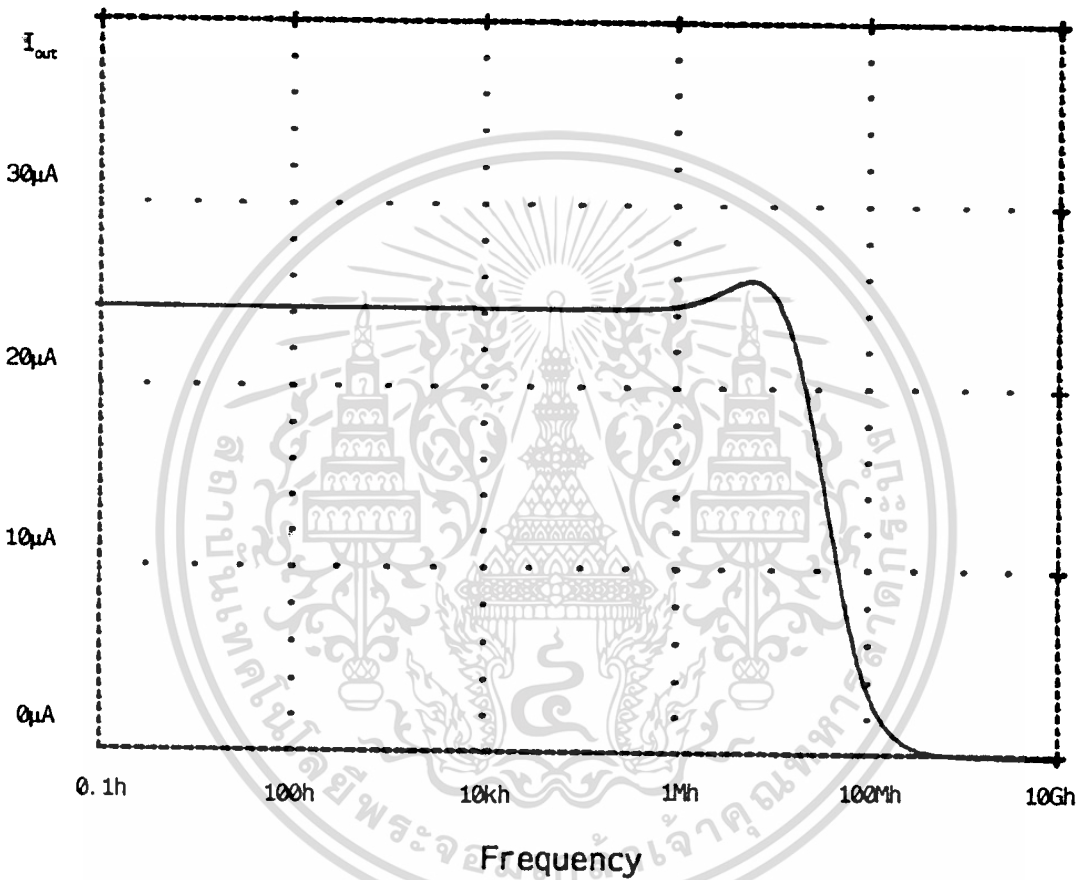
การทดสอบคุณสมบัติของวงจรอีกวิธีหนึ่งคือการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE เพื่อวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน ช่วงปฏิบัติงานและความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและผลที่ได้จากการทดลองในทางปฏิบัติจริง

4.7.1 ความถี่ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรหาค่าทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกำไรค่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดรายละเอียดจุดต่อต่างๆ ของวงจรรูปที่ 4.5 แล้วทำการเขียนโปรแกรมลงในไฟล์ข้อมูลเพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSPICE ดังแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 4.1

หลังจากใช้โปรแกรม PSPICE วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่ ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 4.8 พบว่าความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดเป็น 1.69 MHz ซึ่งให้ผลวิเคราะห์ที่ใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 4.27)

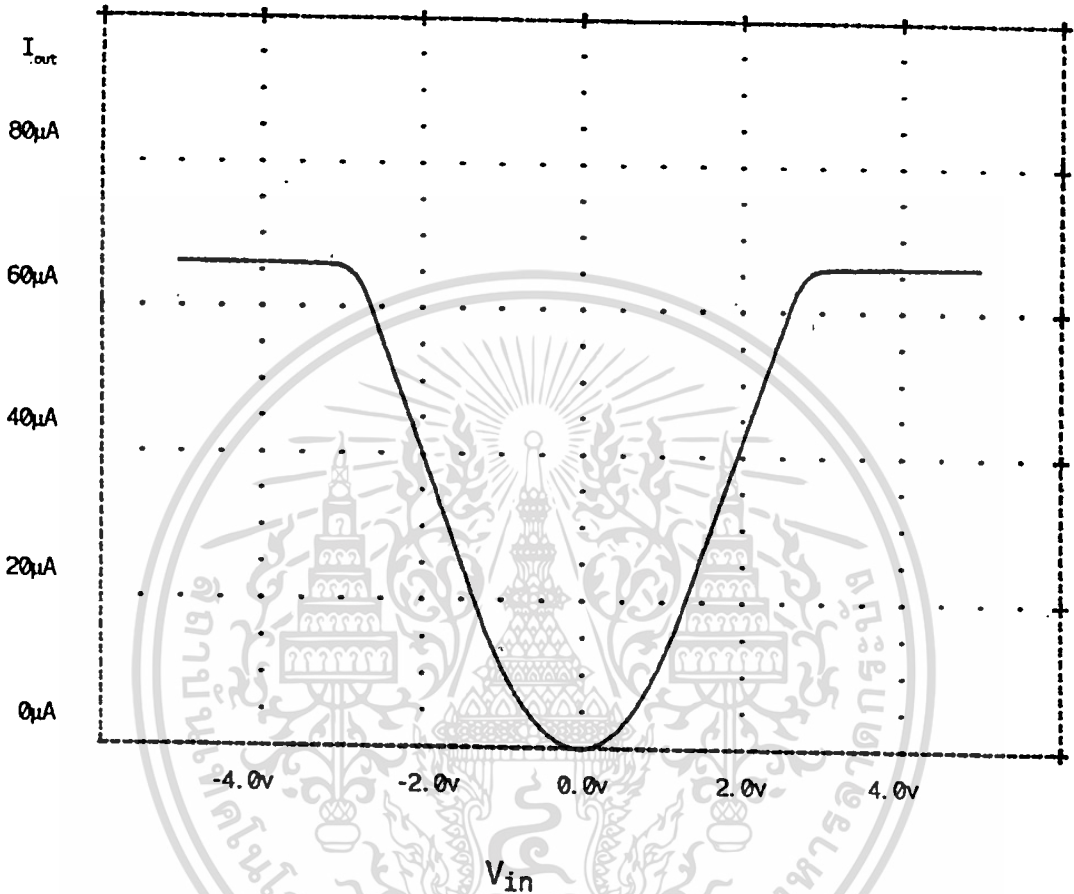


รูปที่ 4.8 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSPICE

4.7.2 ช่วงปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดจุดต่อต่างๆของวงจรรูปที่ 4.5 แล้วทำการเขียนโปรแกรมลงในไฟล์ข้อมูลซึ่งจะได้ไฟล์ข้อมูลดังแสดงในโปรแกรมที่ 4.2 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยการป้อนศักดาอินพุท (V_{in}) ตั้งแต่ -5 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ แล้วดูผลของศักดาที่ตกคร่อมความต้านทาน R_C จะเห็นว่าวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุทเป็นไปตามคุณสมบัติของกฎกำลังสอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะสังเกตเห็นว่าเมื่อค่าสัมบูรณ์ของศักดาอินพุท (V_{in}) มีค่าเพิ่มมากขึ้นเลยจุด ๆ หนึ่งแล้ว จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนมากขึ้น ดังรูปที่ 4.9 ดังนั้นศักดาปฏิบัติงานของวงจรถวิความ ที่มีช่วงปฏิบัติงานตั้งแต่ -3.1 โวลต์ ถึง 3.1 โวลต์



รูปที่ 4.9 แสดงผลการวิเคราะห์ที่หาช่วงปฏิบัติงานของวงจรถวิความที่ได้โดยใช้โปรแกรม PSPICE

4.7.3 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์

การวิเคราะห์หาความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรถวิความที่เมื่อกำหนดให้ มอสทรานซิสเตอร์ไม่สมพงษ์กัน โดยใช้โปรแกรม PSPICE ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูล รายละเอียดของจุดต่อต่างๆของวงจรถที่ 4.5 แล้วทำการเขียนโปรแกรมลงในไฟล์ข้อมูล ดังแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 4.3 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุทไซน์ความถี่ 1 kHz จะเห็นว่า เอาท์พุทได้ 2 kHz ดังรูปที่ 4.11 และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรถซึ่ง คำนวณด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงไว้ดังรูปที่ 4.10 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าค่าความผิดเพี้ยน ทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 1 kHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 kHz มีค่า เท่ากับ 9 % สามารถทำได้โดย

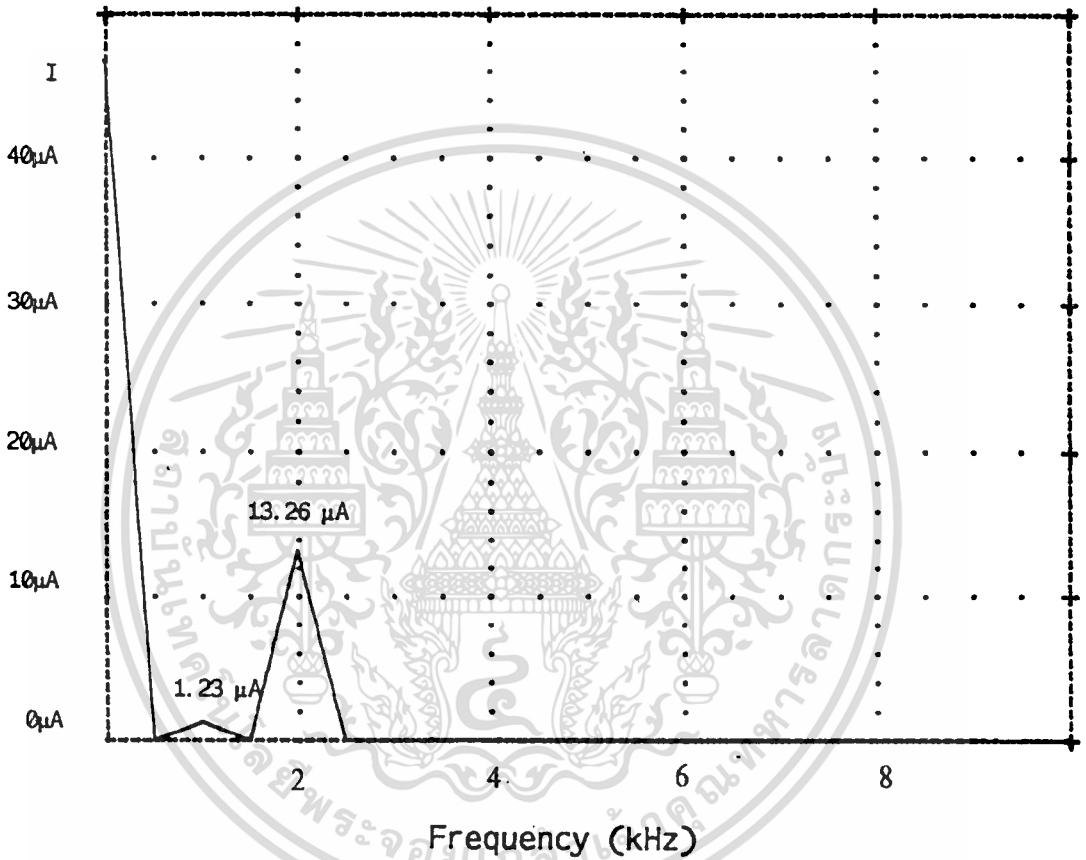
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$HD_1 = \frac{a_1}{a_2} \quad (4.48)$$

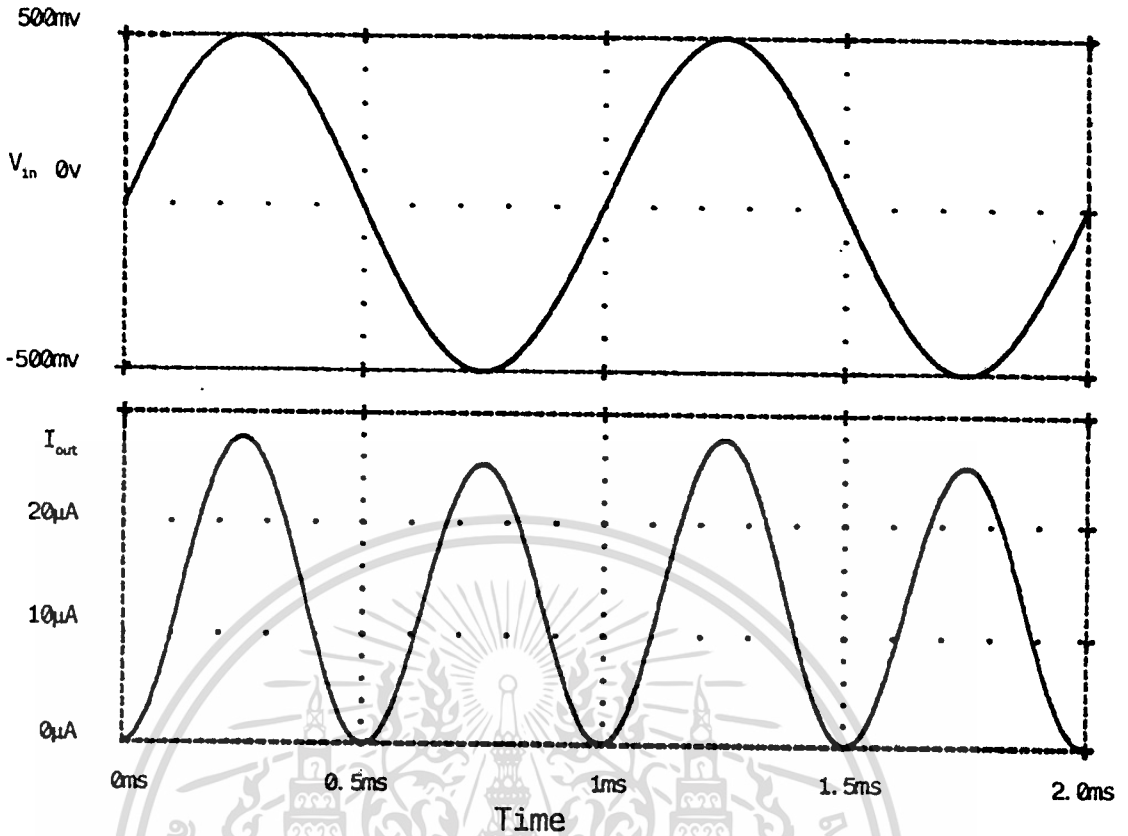
HD_1 คือฮาร์มอนิกส์ดีสโทรซันอันดับที่หนึ่ง

a_1 คือองค์ประกอบความถี่ 1 kHz

a_2 คือองค์ประกอบความถี่ 2 kHz

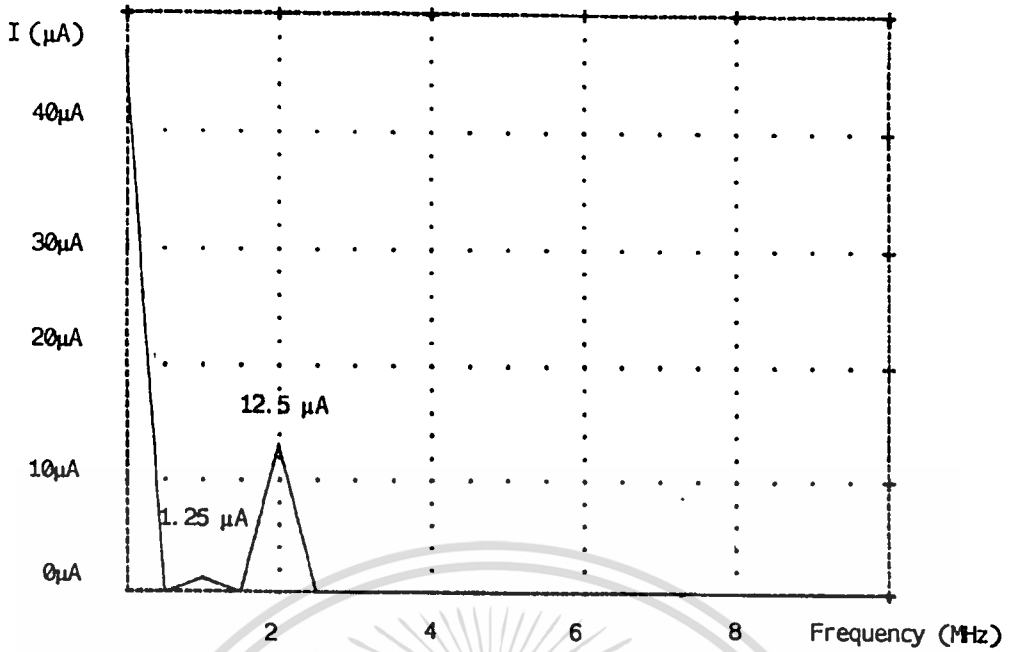


รูปที่ 4.10 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรวัดความถี่

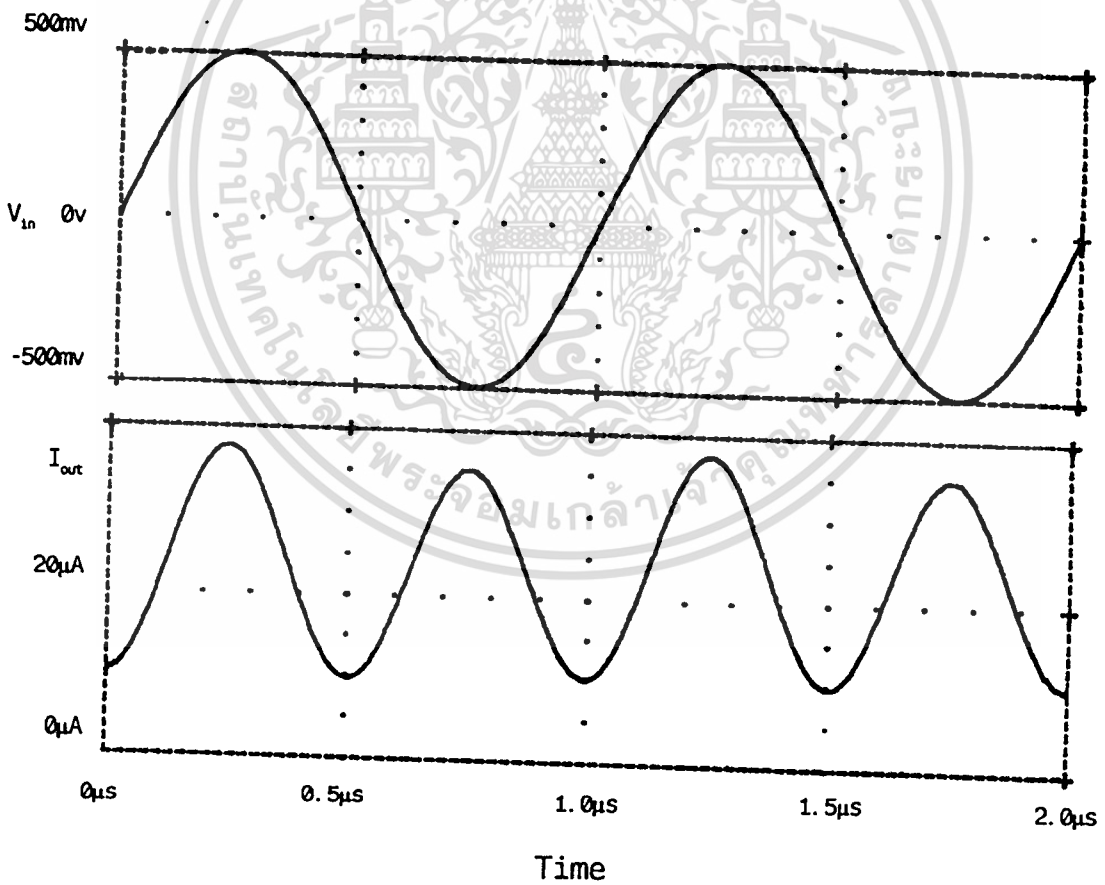


รูปที่ 4.11 แสดงผลการเลียนแบบวงจรทวีความถี่โดยใช้โปรแกรม PSPICE
 ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 V_{p-p} ที่ความถี่ 1 kHz
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 25 μ A ที่ความถี่ 2 kHz

ถ้าให้สัญญาณอินพุตไซน์ความถี่ 1 MHz แก่วงจรทวีความถี่จะพบว่าเอาต์พุตมีความถี่ 2 MHz ดังรูปที่ 4.13 และมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งคำนวณด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงไว้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 1 MHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 MHz มีค่าเท่ากับ 10 % หาได้จากสมการที่ (4.48)



รูปที่ 4.12 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรถวิความถี่



รูปที่ 4.13 แสดงผลการเลียนแบบวงจรถวิความถี่โดยใช้โปรแกรม PSPICE

ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 1 V_{p-p} ที่ความถี่ 1 MHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด 25 μA ที่ความถี่ 2 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 บทสรุป

วงจรทวีความถี่โดยใช้หลักการของวงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS จากการทดสอบช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ออกแบบทั้งทางทฤษฎี การทดลอง และการวิเคราะห์ โดยใช้โปรแกรม PSPICE ต่างให้ผลใกล้เคียงกัน โดยความถี่ปฏิบัติงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานซึ่งมีหน้าที่แปลงศักดาเป็นกระแส กับค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟต (R_C , C_1 และ C_2) ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรทวีความถี่ขึ้นอยู่กับค่าของกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} และผลพลอยได้ของวงจรทวีความถี่ที่ได้พัฒนาขึ้นนี้ สามารถที่จะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_C เพื่อให้ค่ากระแส I_{in} มีค่ามากกว่า $4I_B$



FREQUENCY RESPONSE FREQUENCY DOUBLER

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.WIDTH OUT=80
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.AC DEC 10 1 100MEG
```

```
Vin 1 0 AC 1 SIN(0 0.5E-3 1K)
```

```
M1 6 6 1 1 MN L = 10U W = 200U
```

```
M2 3 6 2 2 MN L = 10U W = 200U
```

```
M3 7 7 1 1 MP L = 10U W = 200U
```

```
M4 5 7 2 2 MP L = 10U W = 200U
```

```
M5 3 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M6 4 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M7 5 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
M8 3 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
IB1 101 6 100 UA
```

```
IB2 7 102 100 UA
```

```
I1 4 102 200 UA
```

```
RC 2 0 30K
```

```
RL 4 0 72K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
.PROBE
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END



โปรแกรมที่ 4.1 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่มีความถี่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC RANGE FREQUENCY DOUBLER

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.WIDTH OUT=80
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.DC Vin -5V 5V 0.1V
```

```
Vin 1 0 AC 1 SIN(0 0.5E-3 1K)
```

```
M1 6 6 1 1 MN L = 10U W = 200U
```

```
M2 3 6 2 2 MN L = 10U W = 200U
```

```
M3 7 7 1 1 MP L = 10U W = 200U
```

```
M4 5 7 2 2 MP L = 10U W = 200U
```

```
M5 3 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M6 4 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M7 5 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
M8 3 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
IB1 101 6 100 UA
```

```
IB2 7 102 100 UA
```

```
I1 4 102 200 UA
```

```
RC 2 0 30K
```

```
RL 4 0 72K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
.PROBE
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END



โปรแกรมที่ 4.2 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรทวีความถี่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARMONIC DISTORTION FREQUENCY DOUBLER

```

.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
.WIDTH OUT=80
.OP
.TEMP 37
.TRAN 1MS 2MS 0MS 0.5E-3
.AC DEC 10 1 100MEG
Vin 1 0 AC 1 SIN(0 0.5E-3 1K)
M1 6 6 1 1 MN L = 10U W = 200U
M2 3 6 2 2 MN L = 9.99U W = 200U
M3 7 7 1 1 MP L = 10U W = 200U
M4 5 7 2 2 MP L = 10U W = 200U
M5 3 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
M6 4 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
M7 5 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
M8 3 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
IB1 101 6 100 UA
IB2 7 102 100 UA
I1 4 102 200 UA
RC 2 0 30K
RL 4 0 72K
VDD 101 0 DC +5V
VSS 102 0 DC -5V
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. PROBE

. END



โปรแกรมที่ 4.3 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์ความผิดพลาดบนทางฮาร์โมนิกส์ของวงจรถี ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARMONIC DISTORTION FREQUENCY DOUBLER

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.WIDTH OUT=80
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.TRAN 1US 2US 0US 0.005E-6
```

```
.AC DEC 10 1 100MEG
```

```
Vin 1 0 AC 1 SIN(0 0.005E-6 1MEG)
```

```
M1 6 6 1 1 MN L = 10U W = 200U
```

```
M2 3 6 2 2 MN L = 10U W = 200U
```

```
M3 7 7 1 1 MP L = 10U W = 200U
```

```
M4 5 7 2 2 MP L = 10U W = 200U
```

```
M5 3 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M6 4 3 101 101 MP L = 10U W = 200U
```

```
M7 5 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
M8 3 5 102 102 MN L = 10U W = 200U
```

```
IB1 101 6 100 UA
```

```
IB2 7 102 100 UA
```

```
I1 4 102 200 UA
```

```
RC 2 0 30K
```

```
RL 4 0 72K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. PROBE

. END



โปรแกรมที่ 4.4 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรถวี ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

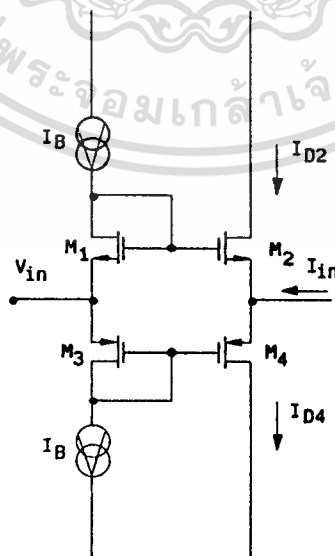
บทที่ 5

วงจรถอดราก็สอง

5.1 บทนำ

วงจรถอดราก็สองเป็นวงจรมีการใช้งานกันมาก ทั้งในด้านการสื่อสารโทรคมนาคม และในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ต่าง ๆ ที่ผ่านมามีการเสนอหลักการออกแบบวงจรถอดราก็สองโดยใช้ CMOS ไว้บ้าง [34] แต่เป็นการเสนอหลักการที่ไม่เหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรรวม เนื่องจากเป็นการใช้ CMOS ต่อร่วมกับออปแอมป์ซึ่งเป็นวงจรถอดราก็สองขนาดใหญ่ ทำให้ต้องเสียค่าใช้จ่ายสูง จึงได้มีการพัฒนาวงจรถอดราก็สองขึ้นมาใหม่ที่เหมาะสมสำหรับสร้างเป็นวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีของวงจรถอดราก็สองไบโพลาร์ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการเสนอหลักการออกแบบวงจรถอดราก็สอง ที่เหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวม โดยใช้กฎกำลังสองของมอสเฟตเป็นหลัก วงจรถอดราก็สองที่ได้พัฒนาขึ้นนี้เมื่อป้อนกระแสอินพุตให้กับวงจรถอดราก็สอง ผลที่ได้ทางเอาต์พุตจะมีค่าเป็นราก็สองของกระแสอินพุตที่มีความเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังมีช่วงปฏิบัติการทั้งทางด้านขนาดและความถี่ที่กว้าง จากการออกแบบและผลที่ได้จากการทดลองรวมทั้งการเลียนแบบการทำงานของวงจรถอดราก็สองที่ได้นำเสนอ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSPICE ได้แสดงให้เห็นแนวทางในการพัฒนาวงจรถอดราก็สองขึ้นมาใหม่อีกแนวทางหนึ่ง

5.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 5.1 วงจรถอดราก็สองแบบ CMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.1 แสดงวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของศักดาระหว่างขาเกตและขาซอร์ส (V_{GS}) ของทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{GS1} + V_{GS3} = V_{GS2} + V_{GS4} \quad (5.1)$$

เมื่อ
$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} + V_T, \quad I_{D2} = I_{D4}$$

จากสมการที่ (5.1) เราจะได้

$$I_{D2} = \frac{I_{D1}}{4} + \frac{\sqrt{I_{D1}}\sqrt{I_{D3}}}{2} + \frac{I_{D3}}{4} \quad (5.2)$$

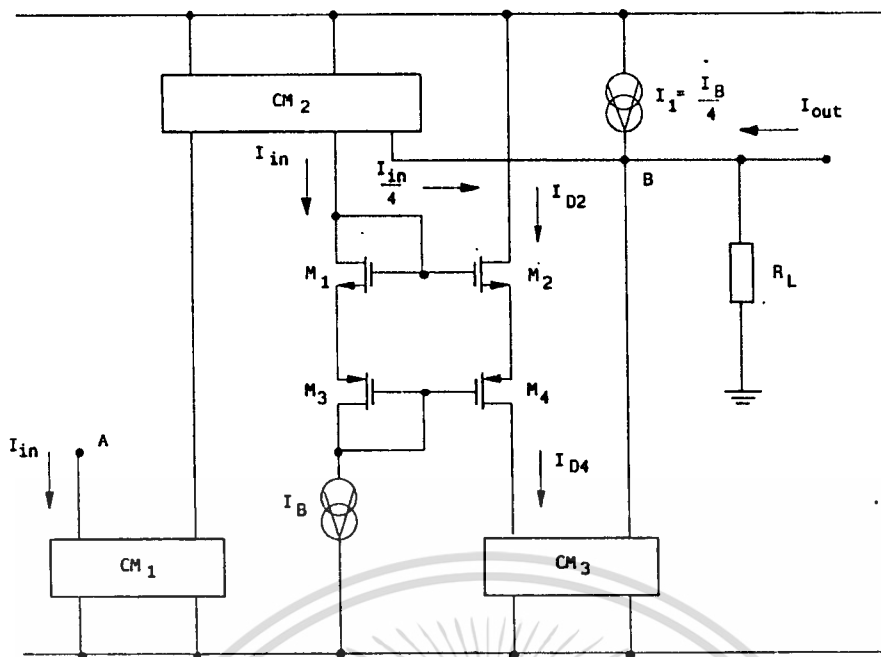
จากสมการที่ (5.2) แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS ผลของเอาต์พุตที่ได้ อยู่ในรูปของรากที่สองของกระแส I_{D1} และ I_{D3} รวมอยู่กับกระแส $I_{D1}/4$ และ $I_{D3}/4$ ดังนั้นจะสามารถนำผลที่ได้ดังกล่าวไปออกแบบวงจรรถอดรากที่สองได้ ซึ่งทำได้โดยการออกแบบวงจรให้กระแส I_{D1} แปรค่าตามกระแส I_{in} และสำหรับทางด้านเอาต์พุตนั้นจะต้องทำการกำจัดกระแส $I_{D1}/4$ และ $I_{D3}/4$ ออกไปซึ่งก็จะได้ผลลัพธ์ของเอาต์พุตมีค่าเป็นรากที่สองของกระแสอินพุตเป็นองค์ประกอบอยู่ด้วย

5.3 วงจรรถอดรากที่สอง

จากวงจรรถอดรากที่สองโดยใช้คุณสมบัติของวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS แสดงดังในรูปที่ 5.2 ซึ่งประกอบไปด้วย M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ที่เป็นส่วนของวงจรรขยายคลาส AB CM_1 , CM_2 และ CM_3 เป็นวงจรสะท้อนกระแส I_B และ I_1 เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ การทำงานของวงจรเมื่อป้อนกระแสอินพุต I_{in} ให้กับอินพุตที่จุด A ของวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ซึ่งจะทำหน้าที่สะท้อนกระแสด้วยอัตราส่วน 1:1 ส่งผ่านกระแสอินพุต I_{in} ไปยังอินพุตของวงจรสะท้อนกระแส CM_2 ซึ่งมีสองเอาต์พุต ทำหน้าที่สะท้อนกระแสด้วยอัตราส่วน 1:1 และ 1:0.25 ตามลำดับ ซึ่งเอาต์พุตแรกจะสะท้อนกระแสอินพุต I_{in} ไปที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_1 เป็นกระแส I_{D1} เพื่อเป็นกระแสไบอัสให้วงจรทำงานในคลาส AB ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{D1} = I_{in} \quad (5.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรถอดราก็สอง

และมีแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_B ต่อที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_3 เป็นกระแส I_{D3} เพื่อเป็นกระแสไบอัสให้วงจรทำงานในคลาส AB

$$I_{D3} = I_B \quad (5.4)$$

จากแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 จ่ายกระแสจำนวนเท่ากับ $I_B/4$ ดังนั้นได้

$$I_1 = \frac{I_B}{4} \quad (5.5)$$

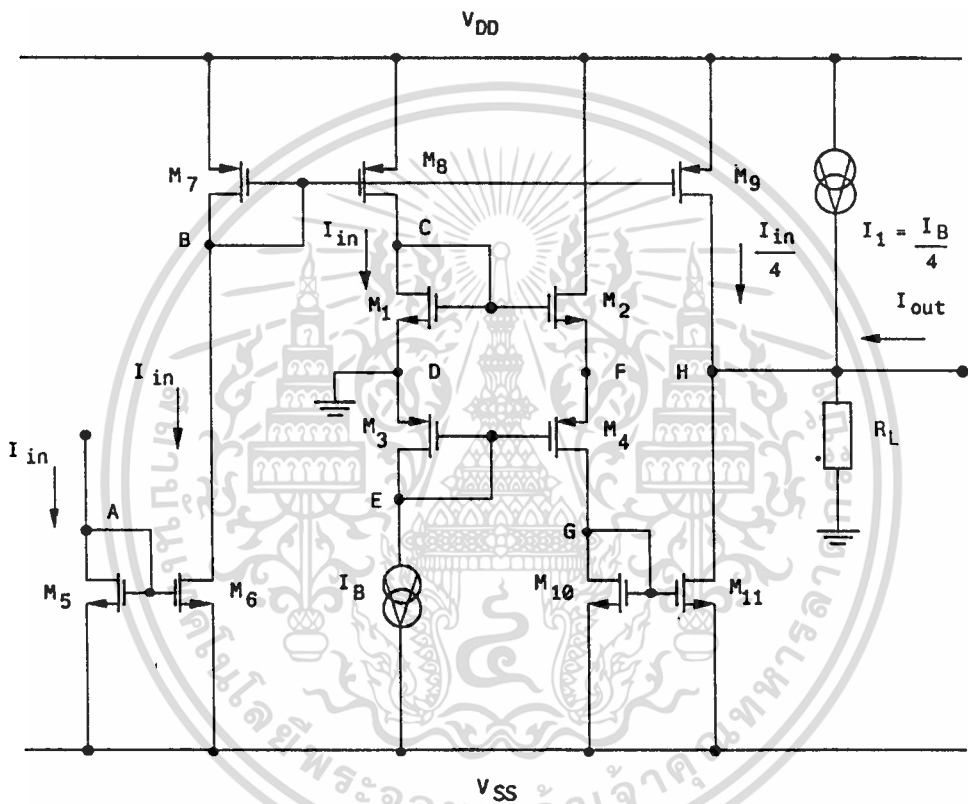
จากวงจรได้ว่ากระแส I_{D2} มีค่าเท่ากับกระแส I_{D4} และที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ M_4 ต่ออยู่กับอินพุทของวงจรสะท้อนกระแส CM_3 ซึ่งจะทำหน้าที่สะท้อนกระแสด้วยอัตราส่วน 1:1 จะทำหน้าที่สะท้อนกระแส I_{D4} ไปยังจุดออกที่จุด B เนื่องจากสมการที่ (5.2) เราเห็นว่าเราต้องกำจัดกระแส $I_{D1}/4$ และ $I_{D3}/4$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_{in}/4$ และ $I_B/4$ ตามลำดับ ทั้งไป ดังนั้นเราจึงใช้เอาท์พุทที่สองของวงจรสะท้อนกระแส CM_2 ซึ่งสะท้อนกระแสด้วยอัตราส่วน 1:0.25 สะท้อนกระแสจำนวน $I_{in}/4$ และให้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 จ่ายกระแสจำนวนเท่ากับ $I_B/4$ ไปยังจุดออกที่จุด B เพื่อกำจัดกระแสที่เราไม่ต้องการทิ้งไปซึ่งกระแสที่จุดออก I_{out} พิจารณาโดยใช้ KCL ที่จุด B ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{out} = I_{D2} - \frac{I_B}{4} - \frac{I_{in}}{4} \quad (5.6)$$

จากสมการที่ (5.2) แทนค่า I_{D2} ลงในสมการที่ (5.6) และจากสมการที่ (5.3), (5.4) จะได้เป็น

$$\therefore I_{out} = \frac{\sqrt{I_B}}{2} \sqrt{I_{in}} \quad (5.7)$$



รูปที่ 5.3 วงจรถอดราก็สอง แบบที่เหมาะสมสำหรับใช้ทำเป็นวงจรรวม

จากผลของการวิเคราะห์การทำงานดังกล่าวข้างต้นสามารถนำไปออกแบบวงจรถอดราก็สองในรูปแบบของวงจรรวม โดยใช้มอสเทคโนโลยีได้แสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งประกอบไปด้วย M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ที่เป็นส่วนของวงจรขยายคลาส AB โดยมีมอสเพท M_5 และ M_6 ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแส CM_1 ส่วนมอสเพท M_7 , M_8 และ M_9 ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแส CM_2 และวงจรสะท้อนกระแส CM_3 สุดท้ายประกอบด้วยมอสเพท M_{10} และ M_{11} สำหรับ I_B และ I_1 เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่

5.4 การวิเคราะห์หาคคุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้เราได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรถอดราก็สอง เพื่อพิจารณาหาอินพุทอิมพีแดนซ์ เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ ความถี่ปฏิบัติการและช่วงปฏิบัติการ

5.4.1 การวิเคราะห์อินพุทอิมพีแดนซ์และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์

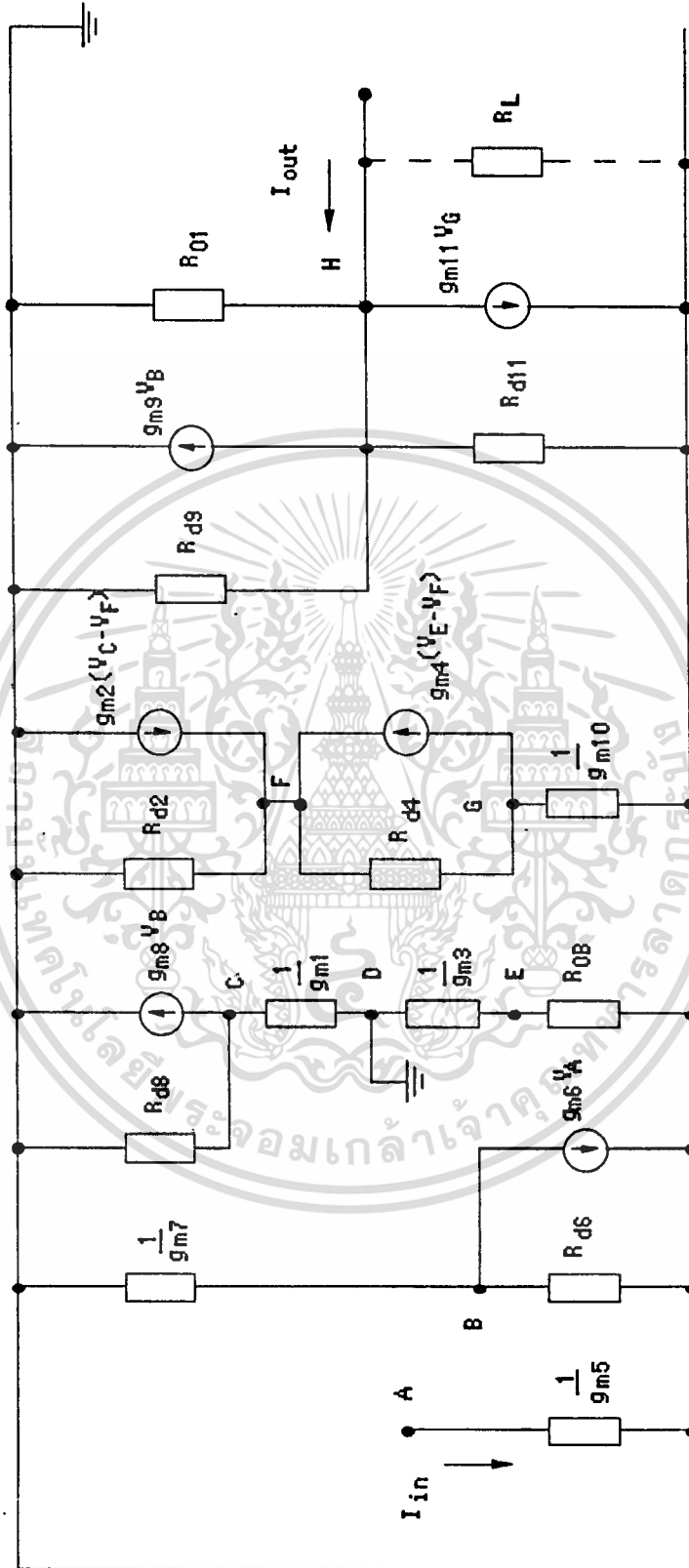
การคำนวณหาอินพุทอิมพีแดนซ์และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้โดยการใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก [19][34-35] วงจรถอดราก็สองสามารถแทนด้วยวงจรตัดเทียบหรือวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 5.4

โดยการพิจารณาที่อินพุทจุด A จะได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์เป็น

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m5}} \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (5.8)$$

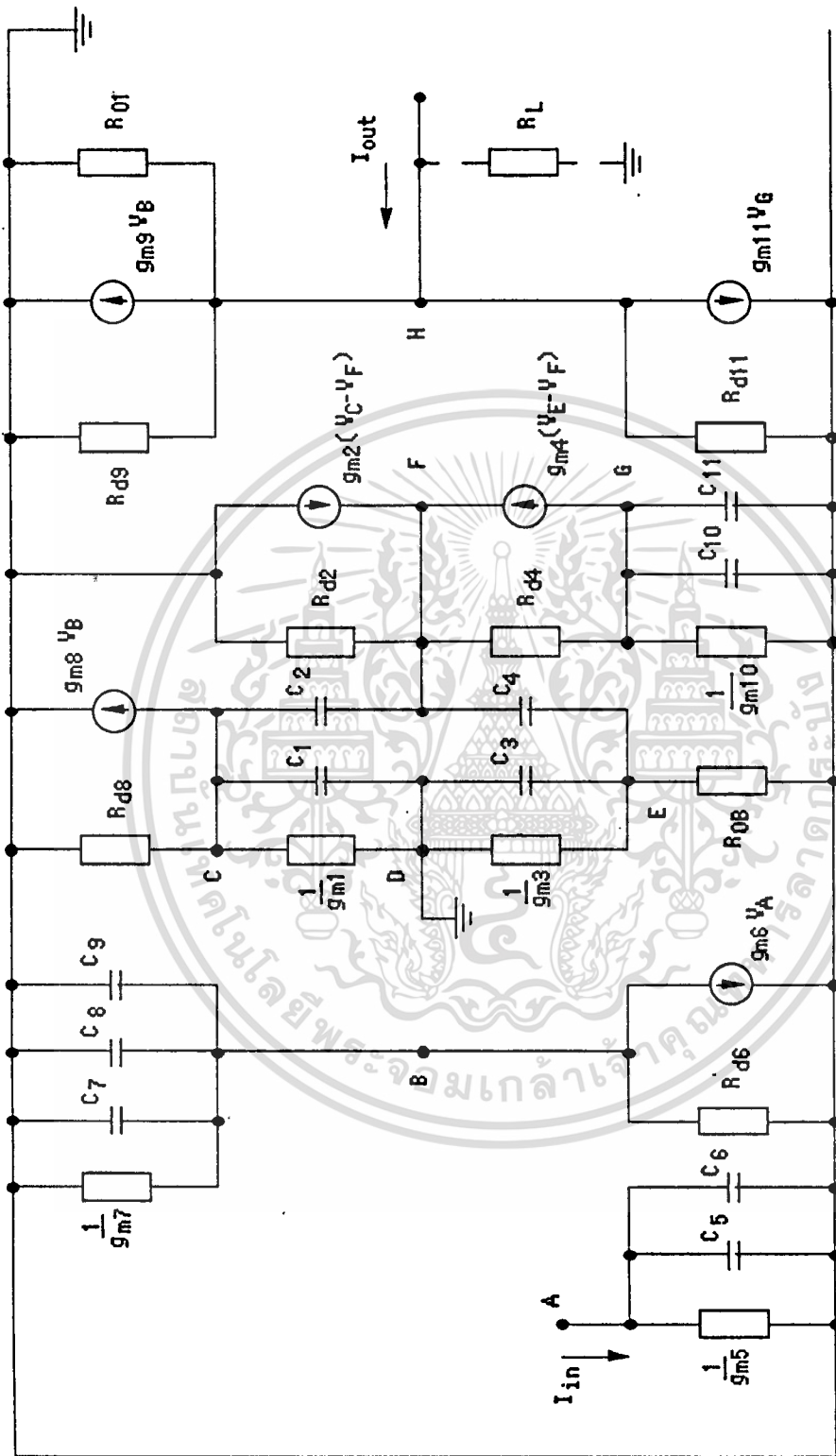
โดยการพิจารณาที่เอาท์พุทจุด A จะได้ค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์เป็น

$$r_o = R_{d9} \parallel R_{d11} \parallel R_{O1} \approx R_{d9} \parallel R_{d11} \approx 100 \text{ k}\Omega \quad (5.9)$$



รูปที่ 5.4 วงจรเทียบมวงจรถอดครากที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 วงจรตัดเทียบวงจรครากที่สอง ที่ใช้ในการพิจารณาผลคอมมอนทางความถี่

5.4.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน สามารถทำได้โดยการใช้อุปกรณ์วิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก ซึ่งมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดขึ้นระหว่างเกตและซอร์สของมอสเฟตประกอบอยู่ด้วย เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงเป็นส่วนประกอบสำคัญที่มีผลกับความถี่ตอบสนองของวงจร

จากวงจรทรานซิสเตอร์รูปที่ 5.3 สามารถหาผลตอบสนองต่อความถี่ได้โดยการพิจารณา $M_5, M_6, M_7, M_8, M_9, M_1, M_2$ แหล่งจ่ายกระแสแสดกที่ I_1 และตัวต้านทาน R_L

จากรูปที่ 5.5 พิจารณาที่จุดต่างๆของวงจรโดยใช้กฎของ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้ ที่จุด A จะได้สมการเป็น

$$[g_{m5} + S(C_5 + C_6)]V_A = I_{in} \quad (5.10)$$

ที่จุด B เมื่อ R_{d6} มีค่ามากๆจะได้สมการเป็น

$$[g_{m7} + S(C_7 + C_8 + C_9)]V_B + g_{m6}V_A = 0 \quad (5.11)$$

ที่จุด C เมื่อ R_{d8} มีค่ามากๆจะได้สมการเป็น

$$[g_{m1} + S(C_1 + C_2)]V_A + g_{m8}V_B - SC_2V_F = 0 \quad (5.12)$$

ที่จุด E เมื่อ R_{o8} มีค่ามากๆจะได้สมการเป็น

$$[g_{m3} + S(C_3 + C_4)]V_E - SC_4V_F = 0 \quad (5.13)$$

ที่จุด F เมื่อ R_{d2}, R_{d4} มีค่ามากๆจะได้สมการเป็น

$$S(C_2 + C_4)]V_F - SC_2V_C - SC_4V_E = g_{m2}(V_C - V_F) + g_{m4}(V_E - V_F) \quad (5.14)$$

ที่จุด G เมื่อ R_{d4} มีค่ามากๆจะได้สมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[g_{m10} + S(C_{10} + C_{11})]V_G + g_{m4}(V_E - V_F) = 0 \quad (5.15)$$

ที่จุด H เมื่อ R_{d9} , R_{d11} และ R_{O1} มีค่ามากๆ จะได้สมการเป็น

$$g_{m9}V_B + g_{m11}V_G = I_{out} \quad (5.16)$$

จากสมการที่ (5.13) จะได้ว่า

$$V_F = \frac{[g_{m3} + S(C_3 + C_4)]}{S C_4} \cdot V_E$$

แทนค่า V_F ลงในสมการที่ (5.12) และจาก C_2 มีค่าเท่ากับ C_4 ได้เป็น

$$[g_{m1} + S(C_1 + C_2)]V_C + g_{m8}V_B - [g_{m3} + S(C_3 + C_4)]V_E = 0 \quad (5.17)$$

แทนค่า V_F ลงในสมการที่ (5.14) โดยการพิจารณาที่ $0 < S < \infty$ และ C มีค่าเป็น pF R_D มีค่ามากๆ จะได้เป็น

$$g_{m2}V_C + g_{m4}V_E = 0 \quad (5.18)$$

แทนค่า V_F ลงในสมการที่ (5.15) โดยการพิจารณาที่ $0 < S < \infty$ และ C มีค่าเป็น pF R_D มีค่ามากๆ จะได้เป็น

$$g_{m4}V_E + [g_{m10} + S(C_{10} + C_{11})]V_G = 0 \quad (5.19)$$

จากสมการที่ (5.19) จะได้ว่า

$$V_E = -\frac{[g_{m10} + S(C_{10} + C_{11})]}{g_{m4}} \cdot V_G \quad (5.20)$$

จากสมการที่ (5.17) จะได้ว่า

$$V_C = \frac{[g_{m3} + S(C_3 + C_4)]V_E - g_{m8}V_B}{[g_{m1} + S(C_1 + C_2)]} \quad (5.21)$$

นำค่า V_C จากสมการที่ (5.21) แทนค่าลงในสมการที่ (5.18) ได้เป็น

$$-g_{m4}V_E + \frac{SC_2g_{m8}}{[g_{m1} + S(C_1 + C_2)]} \cdot V_B + \frac{g_{m2}g_{m8}}{[g_{m1} + S(C_1 + C_2)]} \cdot V_B = 0 \quad (5.22)$$

นำค่า V_E จากสมการที่ (5.20) แทนค่าลงในสมการที่ (5.22) ได้เป็น

$$V_G = \left\{ \frac{SC_2g_{m8}}{[g_{m10} + S(C_{10} + C_{11})][g_{m1} + S(C_1 + C_2)]} - \frac{g_{m2}g_{m8}}{[g_{m10} + S(C_{10} + C_{11})][g_{m1} + S(C_1 + C_2)]} \right\} \cdot V_B \quad (5.23)$$

แทนค่า V_G จากสมการที่ (5.23) ลงในสมการที่ (5.16) โดยการพิจารณาที่ $0 < S < \infty$ และ C มีค่าเป็น pF

$$g_{m9}V_B = I_{out} \quad (5.24)$$

จากสมการที่ (5.23) และสมการที่ (5.11) จะได้ว่า

$$V_B = \frac{g_{m6}I_{in}}{[g_{m5} + S(C_5 + C_6)][g_{m7} + S(C_7 + C_8 + C_9)]} \quad (5.25)$$

แทนค่า V_B จากสมการที่ (5.25) ลงในสมการที่ (5.24) และ g_{m5} มีค่าเท่ากับ g_{m6} จะได้ว่า

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = - \frac{\frac{g_{m9}}{g_{m7}}}{\left[\frac{S(C_5 + C_6)}{g_{m5}} + 1 \right] \left[\frac{S(C_7 + C_8 + C_9)}{g_{m7}} + 1 \right]} \quad (5.26)$$

จากสมการที่ (5.26) นำไปพล็อตกราฟเพื่อหาลดรอบสนองทางความถี่ โดยใช้วิธี Bode Plot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ใช้พารามิเตอร์จากโปรแกรม PSPICE ดังนี้

$$\begin{aligned} g_{m7} &= 2.47 \text{ E-4 mho} \\ C_7 &= 4.61 \text{ pF} \\ C_8 &= 4.61 \text{ pF} \\ C_9 &= 1.15 \text{ pF} \\ R_C &= 100 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

จากการพล็อตกราฟได้ว่าวงจรจะทำงานและมีขนาดของสัญญาณคงที่เป็นลักษณะลิเนียร์ไปจนถึงจุดสิ้นสุดคือที่สัญญาณเริ่มผิดเพี้ยน คือที่ f_c (Corner Frequency) ดังสมการที่ (5.27)

$$f_c = \frac{g_{m7}}{2\pi(C_7+C_8+C_9)} \quad (5.27)$$

$$\therefore f_c = 3.79 \text{ MHz}$$

5.4.3 การวิเคราะห์หาช่วงปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรถอดราก็สอง โดยใช้คุณสมบัติของวงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS นี้ วงจรจะทำงานในคลาส AB ได้ไม่ ต้องมีเงื่อนไขคือ $I_{in} \leq 4I_B$ ดังนั้นช่วงกระแสปฏิบัติงานคือ

$$0 \leq I_{in} \leq 4I_B \quad (5.28)$$

5.5 การทดลองและผลการทดลอง

5.5.1 วงจรถอดราก็สอง

ได้ทำการทดลองสร้างวงจรจริงตามรูปที่ 5.3 โดยทำการต่อบนแผงทดลองวงจรต้นแบบ โดยมอสเฟตที่ใช้เป็น เอ็น-มอส และ พี-มอส นำมาจากมอสเฟตภายในไอซี เบอร์ MC 14007 ซึ่งภายในประกอบด้วย เอ็น-มอส และ พี-มอส อย่างละ 3 ตัว โดยทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ต้องมีความสมพ้องกันมากที่สุด จากการทดลองโดยการป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่ไซน์ 1 kHz ขนาดของกระแสเท่ากับ $200 \mu A$ และกำหนดให้ $I_B = 400 \mu A$, $I_1 = I_B/4 = 100 \mu A$, $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $V_{SS} = -5 \text{ V}$ และ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ซึ่งจะได้ว่าวงจรสามารถทำหน้าที่ถอดราก็สองได้เป็นไปตามหลักการที่ได้เสนอขึ้น ในรูปที่

5.6 เป็นผลที่ได้จากการทดลองวงจรถอดราก็สองของรูปที่ 5.3 ผลจากการทดสอบจะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

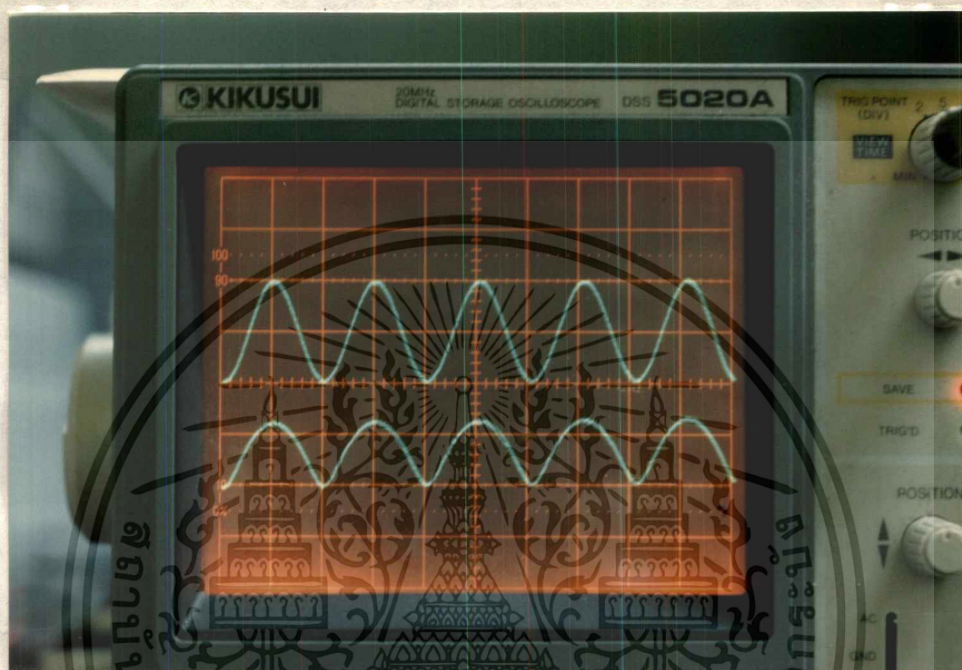
เห็นว่ากระแสเอาต์พุต I_{out} จะมีค่าเป็นรากที่สองของกระแสอินพุต I_{in} กล่าวคือ

ที่จุด $\sin 0^\circ$ ค่าที่ได้จากเอาต์พุตมีค่าประมาณ $90 \mu A$

ที่จุด $\sin 90^\circ$ ค่าที่ได้จากเอาต์พุตมีค่าประมาณ $130 \mu A$

ที่จุด $\sin 180^\circ$ ค่าที่ได้จากเอาต์พุตมีค่าประมาณ $90 \mu A$

ที่จุด $\sin 270^\circ$ ค่าที่ได้จากเอาต์พุตมีค่าประมาณ $0 \mu A$



รูปที่ 5.6 แสดงผลการทดลองของวงจรถอดรากที่สอง

ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด $200 \mu A$ ที่ความถี่ 1 kHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกถอดรากแล้ว

5.6 ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE

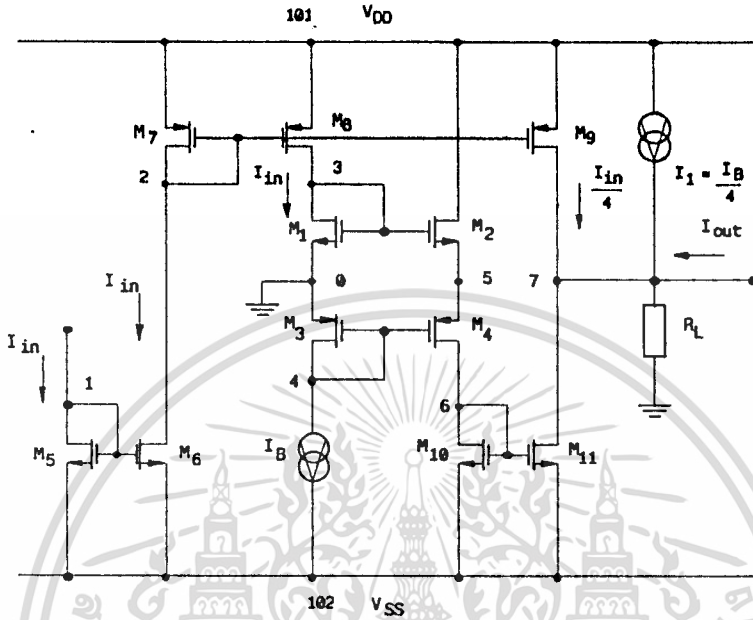
การทดสอบคุณสมบัติของวงจรอีกวิธีหนึ่งคือ การเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ ช่วงกระแสปฏิบัติการ คุณสมบัติทางสัญญาณไฟตรงและผลตอบสนองชั่วคราวของวงจร เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและผลที่ได้จากการทดลองในการปฏิบัติจริง

5.6.1 ความถี่ปฏิบัติการ

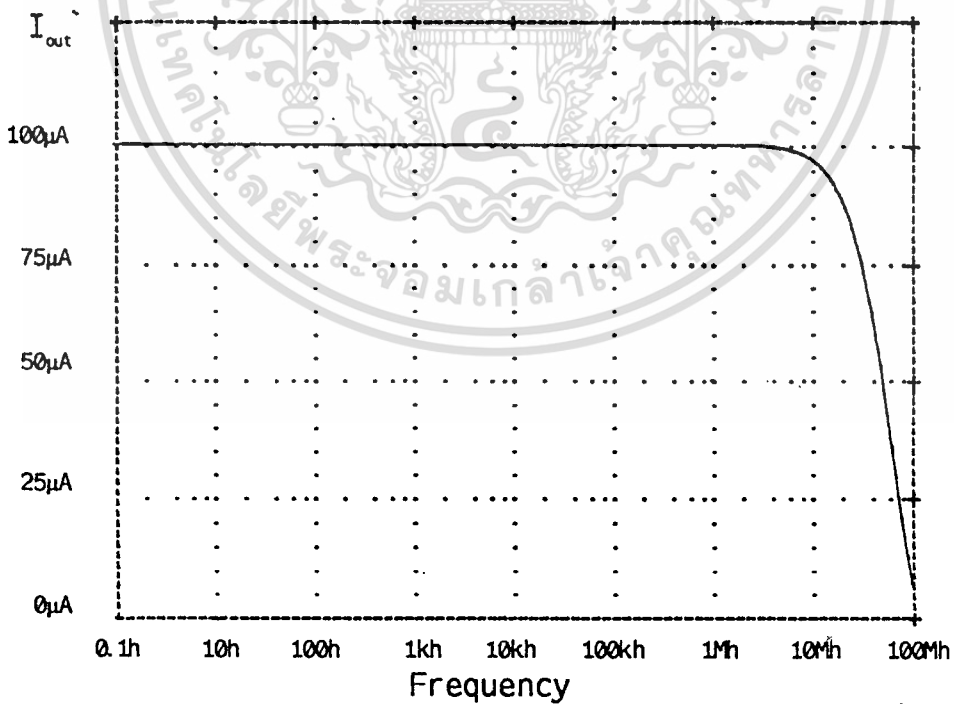
การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจรถอดรากที่สองทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่าง ๆ ของวงจรรูปที่ 5.7 แล้วทำการเขียนโปรแกรมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะโดยวิธีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลงในไฟล์ข้อมูลเพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSPICE ดังแสดงในโปรแกรมที่ 5.1

หลังจากใช้โปรแกรม PSPICE วิเคราะห์ผลและเขียนแบบการทำงานของวงจร ถอดกราฟที่สองได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 5.8 พบว่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดเป็น 3.98 MHz ซึ่งได้ผลการวิเคราะห์ที่ใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 5.27)



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรถอดกราฟที่สองที่ใช้ในการเขียนไฟล์ข้อมูล

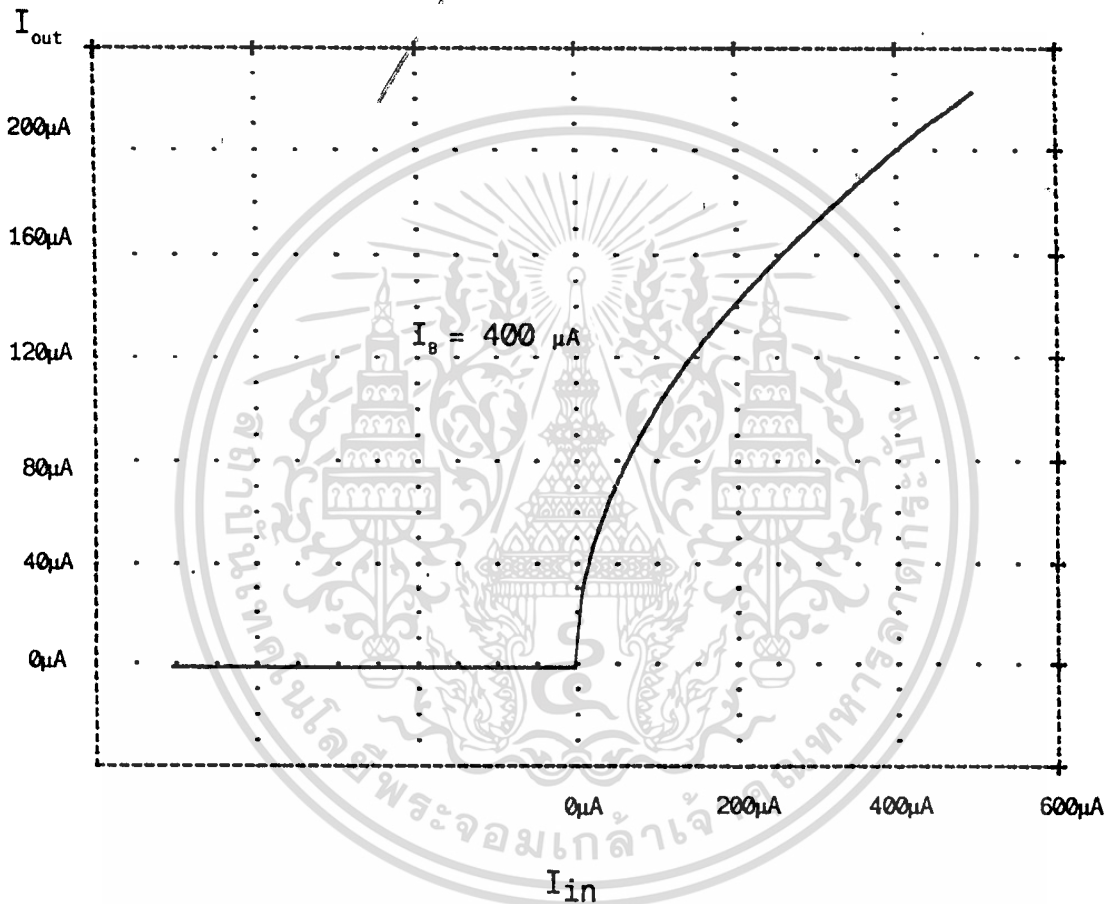


รูปที่ 5.8 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจรถอดกราฟที่สองโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6.2 ช่วงกระแสปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดจุดต่อต่างๆ ของวงจรถอดกราฟที่สองรูปที่ 5.7 แล้วทำการเขียนโปรแกรม ซึ่งจะ ได้ไฟล์ข้อมูลดังแสดงในโปรแกรมที่ 5.2 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยการป้อนกระแสอินพุต I_{in} ตั้งแต่ $0 \mu A$ ถึง $4I_B$ แล้วดูผลของกระแสเอาต์พุต I_{out} จะเห็นว่าวงจรรยังคงทำหน้าที่เป็นวงจรถอดกราฟที่สองอยู่ จนกระทั่งกระแสอินพุต I_{in} มากกว่า $4I_B$ แล้วจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนมากขึ้น ดังรูปที่ 5.9

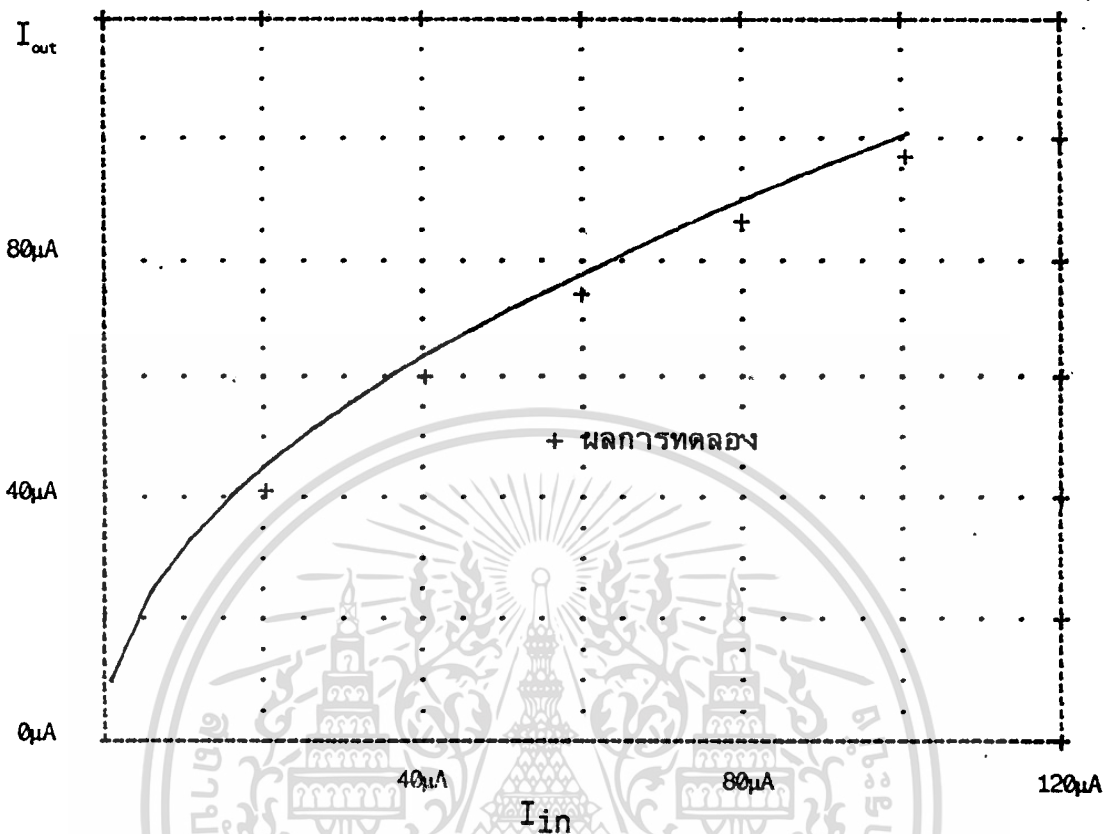


รูปที่ 5.9 แสดงผลการวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรถอดกราฟที่สองโดยใช้โปรแกรม PSPICE

5.6.3 การทดสอบคุณสมบัติทางสัญญาณไฟตรงของวงจรถอดกราฟ

การวิเคราะห์หาผลตอบสนองทางสัญญาณไฟตรงของวงจรถอดกราฟ ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดจุดต่อต่างๆ ของวงจรถอดกราฟที่สองดังรูปที่ 5.7 แล้วทำการเขียนโปรแกรม ซึ่งจะ ได้ไฟล์ข้อมูลดังแสดงในโปรแกรมที่ 5.3 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยการป้อนกระแสอินพุต I_{in} ตั้งแต่ $0 \mu A$ ถึง $100 \mu A$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

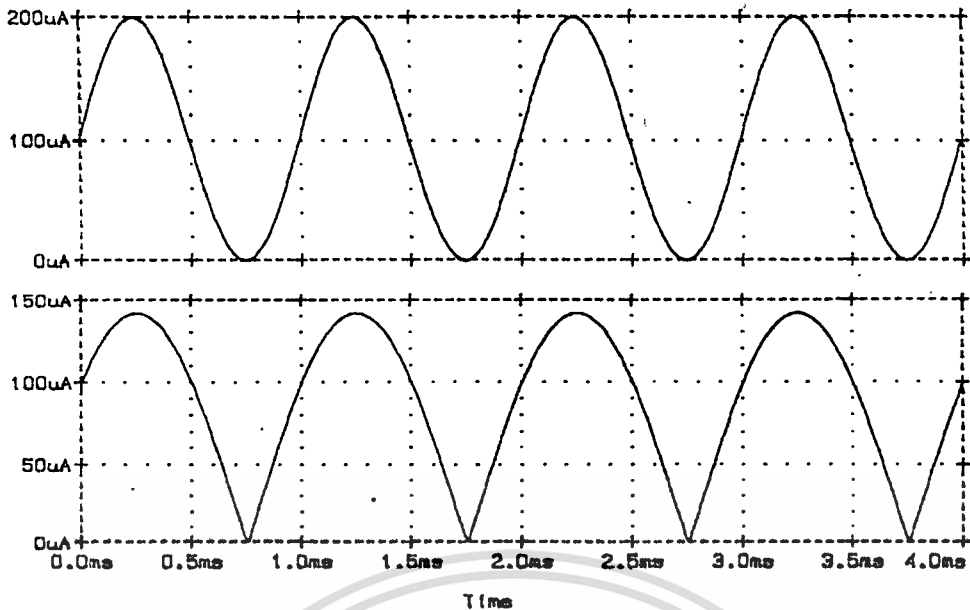
เราจะได้ผลของกระแสเอาต์พุต I_{out} เป็นตามสมการที่ (5.7) และได้พล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.10



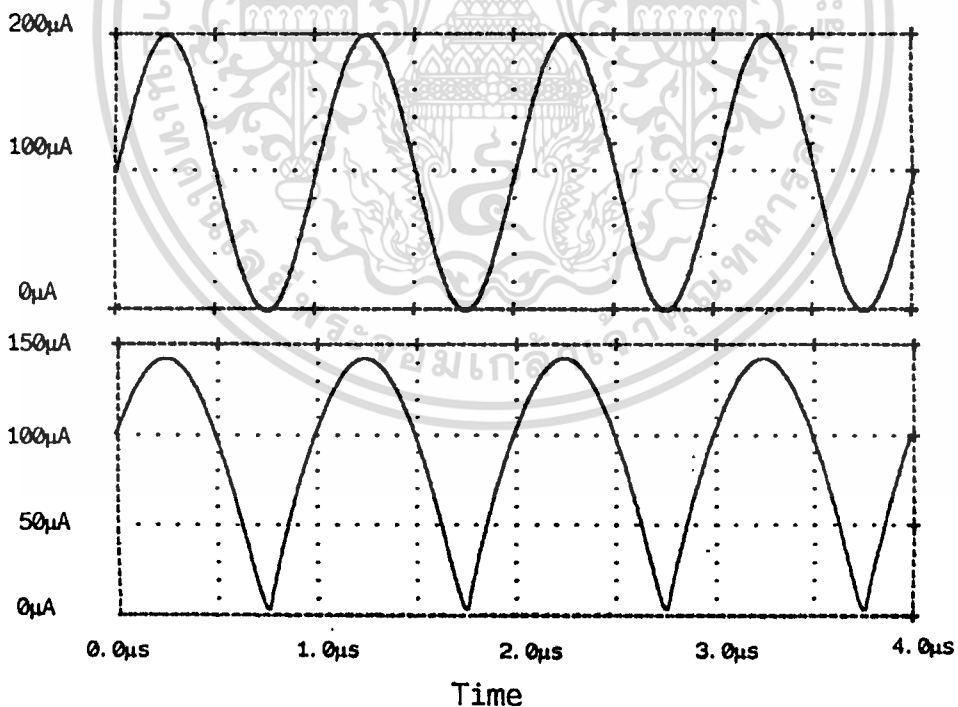
รูปที่ 5.10 แสดงคุณสมบัติทางคิซีของวงจรถ่าย

5.6.4 การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่าย

การวิเคราะห์หาค่าผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถ่าย ทำได้โดยการเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดจุดต่อต่างๆ ของวงจรถ่ายที่แสดงดังรูปที่ 5.7 แล้วทำการเขียนโปรแกรม ซึ่งจะได้อไฟล์ข้อมูลดังแสดงในโปรแกรมที่ 5.4 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยการป้อนกระแสอินพุตชานน์ I_{in} ขนาด $200 \mu A$ ความถี่ 1 kHz เราจะได้ผลของกระแสเอาต์พุต I_{out} แสดงดังรูปที่ 5.11 และถ้าให้ความถี่สูงขึ้นเป็น 1 MHz โดยใช้โปรแกรมที่ 5.5 เราจะได้ผลของกระแสเอาต์พุต I_{out} แสดงดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.11 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถอดรากลที่สอง
 ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด $200 \mu\text{A}$ ที่ความถี่ 1 kHz
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกถอดรากลแล้ว



รูปที่ 5.12 แสดงผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถอดรากลที่สองที่ความถี่ 1 MHz
 ข้างบน สัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์ ขนาด $200 \mu\text{A}$ ที่ความถี่ 1 MHz
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกถอดรากลแล้ว

5.7 บทสรุป

วงจรถอดราก็ที่สองโดยใช้หลักการของวงจรถยายคลาส AB แบบ CMOS จากการทดลอง ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรถ้อกแบบทั้งทางทฤษฎี การทดลองและการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE ต่างให้ผลใกล้เคียงกัน โดยความถี่ปฏิบัติงานขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟต (g_{m7} , C_7 , C_8 และ C_9) ช่วงกระแสปฏิบัติงานขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส $4I_B$



FREQUENCY RESPONSE SQUARE-ROOT CIRCUIT

```
. OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
. OP
```

```
. TEMP 37
```

```
. AC DEC 10 1 100MEG
```

```
M1 3 3 0 0 MN L = 10U W = 400U
M2 101 3 5 5 MN L = 10U W = 400U
M3 4 4 0 0 MP L = 10U W = 400U
M4 6 4 5 5 MP L = 10U W = 400U
M5 1 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
M6 2 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
M7 2 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
M8 3 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
M9 7 2 101 101 MP L = 10U W = 100U
M10 6 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
M11 7 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
Iin 101 1 AC .0001 SIN(0.0001 0.0001 1KHz)
IB 4 102 400 UA
I1 101 7 100 UA
RL 7 0 10K
VDD 101 0 DC +5V
VSS 102 0 DC -5V
```

```
. MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
. MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
. PROBE
```

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END



โปรแกรมที่ 5.1 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรถอดราก็สอง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC RANGE SQUARE-ROOT CIRCUIT

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.DC Iin -.5E-3 .5E-3E .1E-4
```

```
M1 3 3 0 0 MN L = 10U W = 400U
```

```
M2 101 3 5 5 MN L = 10U W = 400U
```

```
M3 4 4 0 0 MP L = 10U W = 400U
```

```
M4 6 4 5 5 MP L = 10U W = 400U
```

```
M5 1 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M6 2 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M7 2 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M8 3 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M9 7 2 101 101 MP L = 10U W = 100U
```

```
M10 6 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M11 7 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
Iin 101 1
```

```
IB 4 102 400 UA
```

```
I1 101 7 100 UA
```

```
RL 7 0 10K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

.PROBE นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.END



โปรแกรมที่ 5.2 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรทรานซิสเตอร์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SQUARE-ROOT CIRCUIT

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.DC Iin 1UA 101UA 5UA
```

```
M1 3 3 0 0 MN L = 10U W = 400U
```

```
M2 101 3 5 5 MN L = 10U W = 400U
```

```
M3 4 4 0 0 MP L = 10U W = 400U
```

```
M4 6 4 5 5 MP L = 10U W = 400U
```

```
M5 1 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M6 2 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M7 2 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M8 3 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M9 7 2 101 101 MP L = 10U W = 100U
```

```
M10 6 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M11 7 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
Iin 101 1
```

```
IB 4 102 400 UA
```

```
I1 101 7 100 UA
```

```
RL 7 0 10K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
.PROBE
```

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 โปรแกรมที่ 5.3 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาคุณสมบัติทางสถิติของวงจรถอดรอกที่สอง
 ไม่วารณใดๆทั้งสิ้น ออกจากมเหตตแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่พิมพ์ไปใช้

SQUARE-ROOT CIRCUIT

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.TRAN 1MS 4MS 0MS .005MS
```

```
M1 3 3 0 0 MN L = 10U W = 400U
M2 101 3 5 5 MN L = 10U W = 400U
M3 4 4 0 0 MP L = 10U W = 400U
M4 6 4 5 5 MP L = 10U W = 400U
M5 1 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
M6 2 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
M7 2 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
M8 3 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
M9 7 2 101 101 MP L = 10U W = 100U
M10 6 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
M11 7 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
Iin 101 1 AC .0001 SIN(0.0001 0.0001 1KHz)
IB 4 102 400 UA
I1 101 7 100 UA
RL 7 0 10K
VDD 101 0 DC +5V
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGB0=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGB0=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
.PROBE
```

ไม่ว่าการณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 โปรแกรมที่ 5.4 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถอดราก็สอง
 ไม่วารณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

SQUARE-ROOT CIRCUIT

```
.OPTIONS ACCT ABSTOL=10N VNTOL=10N NOPAGE
```

```
.OP
```

```
.TEMP 37
```

```
.TRAN 1US 4US 0US .005US
```

```
M1 3 3 0 0 MN L = 10U W = 400U
```

```
M2 101 3 5 5 MN L = 10U W = 400U
```

```
M3 4 4 0 0 MP L = 10U W = 400U
```

```
M4 6 4 5 5 MP L = 10U W = 400U
```

```
M5 1 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M6 2 1 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M7 2 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M8 3 2 101 101 MP L = 10U W = 400U
```

```
M9 7 2 101 101 MP L = 10U W = 100U
```

```
M10 6 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
M11 7 6 102 102 MN L = 10U W = 400U
```

```
Iin 101 1 AC .0001 SIN(0.0001 0.0001 1MEG)
```

```
IB 4 102 400 UA
```

```
I1 101 7 100 UA
```

```
RL 7 0 10K
```

```
VDD 101 0 DC +5V
```

```
VSS 102 0 DC -5V
```

```
.MODEL NM NMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=1.5 GAMMA=1.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=25 CJ=5.4E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.4U UO=680 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=5.4E-10)
```

```
.MODEL PM PMOS (LEVEL=2 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 VTO=-1.5 GAMMA=0.4  
CGSO=4.32E-16 CGDO=4.32E-16 CGBO=6.48E-15 RSH=90 CJ=1.22E-4 TOX=650E-  
10 LD=0.5U UO=250 AF=1.2 KF=1E-26 CJSW=1.22E-10)
```

```
.PROBE เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
```

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โปรแกรมที่ 5.5 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราวของวงจรถอดราก็สอง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างหลักการเก่าและหลักการใหม่

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการออกแบบวงจรทีวีความถี่ในรูปแบบที่เหมาะสมสำหรับสร้างเป็นวงจรรวม โดยใช้คุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างศักดาและกระแสของวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS ซึ่งเป็นแนวทางในการพัฒนาวงจรทีวีความถี่ที่มีประสิทธิภาพ กล่าวคือสามารถที่จะทวีความถี่สัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นสองเท่าได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีช่วงปฏิบัติงานทั้งทางด้านขนาดและความถี่ที่กว้าง วงจรทีวีความถี่ที่ได้ทำการออกแบบนี้มีจำนวนอุปกรณ์น้อยและเป็นมอสเฟทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีโครงสร้างง่ายและมีขนาดเล็กจึงใช้พื้นที่บนชิพไอซีน้อยประกอบด้วยมีขบวนการผลิตที่ง่ายกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้วงจรทีวีความถี่นี้มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรทีวีความถี่นี้ประกอบด้วยมอสเฟทรานซิสเตอร์ 8 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 3 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว จากการวิเคราะห์วงจรตัดเทียบของวงจรทีวีความถี่จะได้ว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน ของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{B1} และ I_{B2} ขนาดกันคือ R_{OB1} ขนาดกับ R_{OB2} ส่วนค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 คือ R_{O1} ขนาดขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับชาซอร์ส R_{d6} ของมอสเฟท M_6 แต่เนื่องจากว่าค่าความต้านทาน R_{O1} มีค่ามากกว่า R_{d6} มากๆ ดังนั้นค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจึงมีค่าประมาณเท่ากับ R_{d6} สำหรับทางด้านผลตอบสนองทางความถี่นั้นความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟท M_1 กับ M_2 และค่าความต้านทาน R_C และช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะพิจารณาจากช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรซึ่งจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_{B1} กับ I_{B2} กล่าวคือถ้าค่าของ I_{B1} กับ I_{B2} มีค่ามากช่วงปฏิบัติงานก็จะกว้างขึ้น สุดท้ายได้พิจารณาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์พบว่า มีค่าน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงานของวงจร (ความถี่ 500 KHz) ข้อดีประการหนึ่งของวงจรทีวีความถี่ที่ได้พัฒนาขึ้นนี้มีผลพลอยได้คือวงจรที่ออกแบบนี้สามารถที่จะทำหน้าที่เป็นวงจรซึ่งมีคุณสมบัติในการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้ โดยการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_C เพียงตัวเดียวเพื่อให้ค่ากระแส I_{in} มีค่ามากกว่า $4I_B$

ในส่วนของหลักการแบบเก่า [25] ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 3 วงจรนั้น ในวงจรทีวีความถี่สองวงจรแรกนั้น ให้หลักการของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนซึ่งเป็นเอาต์พุทและศักดาระหว่างขาเกตและชาซอร์สซึ่งเป็นอินพุท โดยที่วงจรทีวีความถี่แบบแรกประกอบด้วยมอสเฟท 9 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 4 ตัวและตัวต้านทาน 2 ตัว โดยที่การพิจารณาไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรจะเห็นว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับชาซอร์สของมอส

เพท M_3 ส่วนค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรจะขึ้นกับค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สของมอสเพท M_9 สำหรับทางด้านผลตอบสนองทางความถี่นั้นความถี่ปฏิบัติงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเพท M_3 กับค่าความจุไฟฟ้าแฝง ของมอสเพท M_3 ถึง M_5 และช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะพิจารณาจากช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร ซึ่งช่วงปฏิบัติงานนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส (I_R) กับค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 และยังได้คำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งมีค่าประมาณน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงานของวงจร (ความถี่ 500 KHz)

วงจรที่มีความถี่วงจรที่สองประกอบด้วยมอสเพท 11 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 5 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว โดยการพิจารณาจากวงจรจะเห็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับชาซอร์สของมอสเพท M_5 ส่วนค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับชาซอร์สของมอสเพท M_{11} สำหรับทางด้านผลตอบสนองทางความถี่นั้นความถี่ปฏิบัติงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมอสเพท M_5 และค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเพท M_5 ถึง M_7 และช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะพิจารณาจากช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร ซึ่งช่วงปฏิบัติงานนี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_5 และค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 และยังได้คำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งมีค่าประมาณน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงาน (ความถี่ 500 KHz)

วงจรที่มีความถี่แบบสุดท้ายออกแบบในรูปของวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟเท่านั้น โดยอาศัยหลักการของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลประกอบด้วยมอสเพท 8 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว โดยการพิจารณาจากวงจรจะเห็นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก เพราะมอสเพทมีชั้นของซิลิกอนไดออกไซด์กั้นอยู่ระหว่างขาเกตกับขาเดรนและชาซอร์ส ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้า ส่วนค่าเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและชาซอร์สของมอสเพท M_8 จากการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานพบว่ามีค่าขึ้นกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์และค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเพท M_7 และ M_8 และช่วงปฏิบัติงานของวงจรจะพิจารณาจากช่วงศักดาปฏิบัติงานซึ่งช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรนี้สามารถจะกำหนดได้จากกระแสไบอัส I_1 ถ้ากระแสไบอัส I_1 มีค่ามาก ช่วงศักดาปฏิบัติงานก็จะกว้างและทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์มีค่าน้อย แต่ถ้าให้กระแสไบอัส I_1 มีค่าน้อย ช่วงศักดาปฏิบัติงานก็จะแคบและทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์มีค่ามากขึ้นและจากการไม่ว่าการนี้โดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์พบอีกว่า ถ้าให้สัญญาณอินพุตมีค่าน้อยๆจะทำให้ค่าความผิดเพี้ยนทางความถี่น้อย วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งและวงจรทวิความถี่แบบที่สองมีอินพุตและเอาต์พุตเป็นกระแสเหมือนกัน ส่วนที่แตกต่างกันคือการไบอัสให้มอสเฟตทำงาน โดยที่วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งจะต้องให้กระแสไบอัส (I_{R1}) ออกมาเพื่อทำให้เกิดความต่างศักย์คาตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่ามากกว่าศักย์ขาซีดเริ่มก่อนวงจรจึงจะทำงานได้ ส่วนวงจรทวิความถี่แบบที่สองนั้นมีการไบอัสให้มอสเฟตพร้อมที่จะทำงาน ซึ่งสามารถทำได้โดยลดค่าความต่างศักย์คาตกของซอร์สให้น้อยกว่าศักย์ขาซีดเริ่ม เมื่อเทียบกับความต่างศักย์ที่เกตซึ่งจะเป็นผลให้วงจรพร้อมที่จะทำงานได้ ดังนั้นข้อดีของวงจรทวิความถี่แบบที่สองคือไม่ต้องมีกระแสไบอัส (I_{R1}) ไหลในวงจรก่อน ส่วนวงจรทวิความถี่แบบที่สามมีข้อดีคือมีอุปกรณ์เป็นแบบแอคทีฟทั้งหมดทำให้ใช้พื้นที่บนชิปน้อยและประกอบด้วยอินพุตของวงจรเป็นศักย์จริงทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้งานและยังมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิคส์น้อยมาก เมื่อเทียบกับวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งและวงจรทวิความถี่แบบที่สอง

สำหรับวงจรถอดราก็สองโดยใช้หลักการของวงจรรขยายคลาส AB แบบ CMOS จากการทดลอง ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ออกแบบทั้งทางทฤษฎี การทดลองและการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSPICE ต่างให้ผลใกล้เคียงกัน โดยความถี่ปฏิบัติงานขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่าความจุไฟฟ้าแฝงของมอสเฟต (g_{m7} , C_7 , C_8 และ C_9) ช่วงกระแสปฏิบัติงานขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส $4I_B$

เอกสารอ้างอิง

- [1] Dewitt G. Ong, " Modern MOS Technology Processes Devices and Design," New York : McGraw-Hill, pp.6-8, 1984.
- [2] R.W.J. Barker, " B.J.T. Frequency Doubling with Sinusoidal output, " Electron. Lett., Vol.11, No. 5, pp.106-107, Mar.1975.
- [3] S. Ashok, " Integrable Sinusoidal Frequency Doubler, " IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-11, No. 2, pp. 341 - 343. Apr. 1976
- [4] R.W.J. Barker , " Translinear Frequency Doubler, " Int.J. Electron., Vol.44. No.5, pp.461-464, May 1978.
- [5] R. Genin . and R.Konn, " Sinusoidal Frequency Doubler, " Electron. Lett., Vol.15, No.2, pp. 47-48, Jan. 1979.
- [6] A. Nedungadi, " Accurate Translinear Sinusoidal Frequency Doubler, " Electron. Lett., Vol.15, No.8, pp. 228-229, Apr. 1979.
- [7] W. Surakampontron, " Sinusoidal Frequency Doublers Using Operational Amplifiers, " IEEE Trans. Instrum.Meas., Vol.37, No.2, pp.259-262, June 1988.
- [8] W. Surakampontron, S. Jutaviriya, and T. Apajinda, " Dual Translinear Sinusoidal Frequency Doubler and Full- Wave Rectifier, " Int. J. Electronics, Vol.65 No.2, pp. 1203 - 1208, 1988.
- [9] C . T . Sah , " Characteristics of the Metal - Oxide - Semiconductor transistor, " IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-11, pp.324-325, July 1964.
- [10] H. Shichman and D. Hodges, " Modelling and Simulation of Insulated - Gate Field - Effect Transistor Switching Circuits, " IEEE J. Solid -State Circuits, Vol.SC-3, No.3, pp.285-289. Sep. 1968.
- [11] Randall L. Geiger and Phillip E. Allen, " VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits, " New York : McGraw-Hill, pp.240-246, 1990.
- [12] L.W. Nagel, " Spice2 : A computer Program to Simulate Semiconductor Circuits," Memo No. ERL-M520, Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, May 1975.
- [13] PSPICE, Microsim Corp., Laguna Hills, CA 92653, U. S. A. , May 1980.
- [14] A. Valdimirescu and S. Liu, " The Simulation of MOS

Integrated Circuits Using Spice2, " Memorandum No. UCB/ERL /7, 1980.

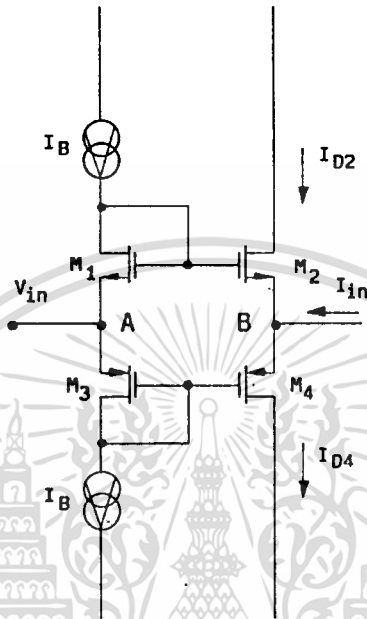
- [15] Thomas E. Dillinger , " VLSI Engineering, " Prentic - Hall International, pp.346-348, 1988.
- [16] D.K. Ferry , L.A. Akers and E.W. Greeneich , " Ultra Large Scale Integrated Microelectronics, " Prentice-Hall, pp.52-55, 1988.
- [17] Y.P. Tividis, " Operation and Modeling of The MOS Transistor, " Mc Graw-Hill, pp.168-175, 1988.
- [18] P.E. Allen and D.R. Holberg, " CMOS Analog Circuit Design, " Holt Rinehart and Winston, pp.119-124, 1987.
- [19] S . Liu and L . W . Nagel, " Small-Signal MOSFET Model for Analog Circuit Design, " IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-17, No. 6, pp.983-998, Dec. 1982.
- [20] R. Konn and R. Genin , " High - Performance Aperiodic Frequency Multiplying , " Electron. Lett., Vol.15, No. 6, pp.187-189, Mar 1979.
- [21] B. Gilbert , " A precise four - quadrant multiplier with subnanosecond response, " IEEE Journal of Solid-State, Circuits,3, pp.365-373, 1968.
- [22] Y.J. Wong and W . E . Ott, " Function Circuits Design and Applications, " New York : McGraw-Hill, 1976.
- [23] A. Fabre, " Dual Translinear Voltage/Current Convertor, " Electron.Lett., Vol.19, No.24, pp.1030-1031, Nov. 1983.
- [24] A. Fabre, " Wideband Translinear Current Convertor , " Electron.Lett., Vol.20, No.6, pp.241-242, Mar. 1984.
- [25] โจรนาท กัณฑ์พงศ์, วงจรทวีความถี่โดยใช้มอสเฟต, วิทยานพนธ์ปริญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, จล., 2534.
- [26] C. Toumazou, F.J. Lidgey and D.G. Haigh, " Analogue IC design : the current-mode approach, " Short Run Press Ltd., 1990.
- [27] S. Pookaiyaudom et al., " Peak-Amplitude Detector for Sinusoidal Signals , " Electron. Lett., Vol.15, No.4, pp.127-128, Feb. 1979.
- [28] F.N. Trofimenkoff, " AC Ripple and DC Error in RMS-to-DC Converters, " IEEE trans. Instrum. Meas., Vol. IM-30 , No. 4, pp.311, Dec. 1981.
- [29] R.W.J. Barker and B.L. Hart, " Versatile precision full-wave rectifier, " Electronics Letters., vol. 13, pp.143-144, 1977.
- [30] C. Toumazou and F. J. Lidgey, " Wide - band precision

- rectification , " Proceedings of the Institution of Electrical Engineers. , PtG,137, pp. 63-77, 1987.
- [31] N.C. Battersby and C. Toumazou, " Class AB switched - current memory for analogue sampled-data system," Electron. Lett., vol. 27, pp. 873-875,1991.
- [32] R.Gregorian and G.C. Temes, "Analog MOS Integrated Circuirts for Signal Processing, " John Wiley & Sons, pp.126-133, 1986.
- [33] P.R. Gray and R.G. Meyer, " Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," New York : Wiley & Son, 1986.
- [34] I. M. Filanovsky and H. P. Baltes, " Simple CMOS Analog Square-Rooting and Squaring Circuits, " IEEE Trans.Circuits and Systems., Vol.39, No.4. pp.312-315, 1992.



ภาคผนวก ก.

วิธีการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{in} กับกระแส I_{D1} และ I_{D2} ดังนี้



รูปที่ 1ก วงจรขยายคลาส AB แบบ CMOS

จากรูปที่ 1ก พิจารณามอสทรานซิสเตอร์ M_1 ถึง M_4 โดยใช้กฎ KVL จะได้

$$V_{GS2} + V_{GS4} - V_{GS3} - V_{GS1} = 0 \quad (1)$$

โดยการไบอัสให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงนำกระแสอิ่มตัวจะมี V_{GS} เป็น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} + V_T, \quad \beta = \frac{K'W}{2L} \quad (2)$$

แทนค่าสมการที่ (2) ในสมการที่ (1) ได้

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta_2}} + V_{T2} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta_4}} + V_{T4} - \sqrt{\frac{I_{D3}}{\beta_3}} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_{D1}}{\beta_1}} - V_{T1} = 0 \quad (3)$$

จากรูปพบว่า $I_{D1} = I_{D3} =$ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_B และมอสทรานซิสเตอร์สมพงษ์กัน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3} = V_{T4} = V_T$

และ $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta$

แทนค่าในสมการที่ (3) ได้

$$\sqrt{\frac{I_{D2}}{\beta}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{\beta}} = 2\sqrt{\frac{I_B}{\beta}} \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) ยกกำลังสองทั้งสองข้างได้

$$\frac{I_{D2}}{\beta} + \frac{2}{\beta}\sqrt{I_{D2}I_{D4}} + \frac{I_{D4}}{\beta} = \frac{4I_B}{\beta} \quad (5)$$

จากสมการที่ (5) เอา β คูณตลอดจะได้

$$I_{D2} + 2\sqrt{I_{D2}I_{D4}} + I_{D4} = 4I_B \quad (6)$$

จากรูปที่จุด B โดยใช้ KCL จะได้ว่า

$$I_{D2} = I_{D4} - I_{in} \quad (7)$$

$$I_{D4} = I_{D2} + I_{in} \quad (8)$$

แทนค่าสมการที่ (7) ในสมการที่ (6) ได้

$$2\sqrt{I_{D4}^2 - I_{in}I_{D4}} = 4I_B + I_{in} - 2I_{D4} \quad (9)$$

จากสมการที่ (9) ยกกำลังสองทั้งสองข้างได้

$$I_{D4} = \frac{16I_B^2 + 8I_B I_{in} + I_{in}^2}{16I_B} \quad (10)$$

จากสมการที่ (10) จัดรูปใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

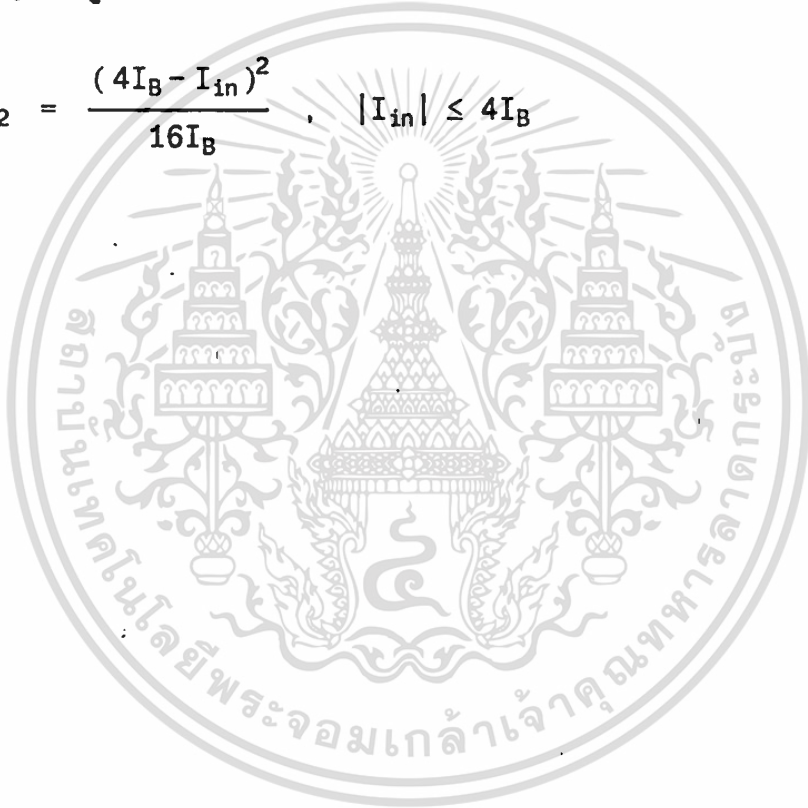
$$I_{D4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (11)$$

นำค่า I_{D4} จากสมการที่ (10) แทนค่าในสมการที่ (7) เพื่อหา I_{D2} จะได้

$$I_{D2} = \left[\frac{16I_B^2 + 8I_B I_{in} + I_{in}^2}{16I_B} \right] - I_{in} \quad (12)$$

จากสมการที่ (12) จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I_{D2} = \frac{(4I_B - I_{in})^2}{16I_B}, \quad |I_{in}| \leq 4I_B \quad (13)$$



ภาคผนวก ข.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14
The 14th Conference on Electrical Engineering

จัดโดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาของรัฐ 9 แห่ง

ณ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
หาดใหญ่

7-8 พฤศจิกายน 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรวมความถี่และเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นโดยใช้ CMOS

Class AB CMOS Frequency Doubler And Full-Wave Rectifier

วิมล สุระภาพลกร* วันวิทย์ ธีวรุจา** คงศักดิ์ อนันตวิญญิตน์***

บทคัดย่อ

ในบทความนี้จะเป็นการนำเสนอหลักการของวงจรรวมที่ผสมผสานการทวีความถี่และเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นในวงจรเดียวกัน ในรูปของวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยี CMOS การทำงานของวงจรรวมอาศัยคุณสมบัติระหว่างศักดาและกระแสของวงจรรวมคลาส AB แบบ CMOS วงจรรวมนี้สามารถที่จะกำหนดให้เป็นวงจรรวมความถี่ หรือวงจรรวมเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นได้โดยการกำหนดจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรด้วยความต้านทานภายนอกเพียงตัวเดียว ผลการทดลองและผลจากการเลียนแบบวงจรด้วยโปรแกรม PSpice จะแสดงให้เห็นถึงความมีประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงของวงจรรวมที่ได้นี้

Abstract

A CMOS integrable circuit principle which can be employed to realize both a sinusoidal frequency doubler and a full-wave rectifier is introduced. The realization method makes use of a basic class AB characteristic of CMOS. Simulation results and experimental results are demonstrated the circuit performance.

1. บทนำ

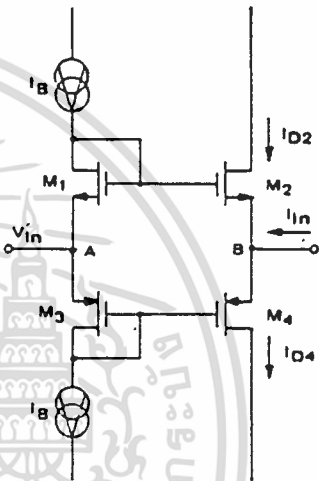
วงจรรวมความถี่เป็นสองเท่าและวงจรรวมเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นจะเป็นวงจรรวมที่ใช้งานกันอย่างกว้างขวาง ทั้งในด้านการศึกษาโทรคมนาคมและในเครื่องมือวัดวิเคราะห์ต่าง ๆ โดยทั่วไปวงจรรวมความถี่เป็นสองเท่าจะใช้คุณสมบัติของวงจรรวม LC หรือใช้วงจรคณเป็นหลัก [1] ในทางใช้วงจรรวม I.C นั้นจะมีช่วงปฏิบัติการทางความถี่ที่แคบ และไม่เหมาะสมกับเทคโนโลยีมาทำเป็นวงจรรวม ส่วนการใช้วงจรรวมที่แยกกันจะทำให้มีต้นทุนสูงเป็นวงจรรวมแล้วจะมีขนาดใหญ่และต้องเสียดำใช้จำนวนมาก ในส่วนของวงจรรวมเรขาคณิตแบบเต็มคลื่น โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดในการเรขาคณิตแบบเต็มคลื่น แต่เนื่องจากไดโอดจะทำงานได้ ต้องใช้ศักดาคร่อมตัวมีประมาณ 0.6V ทำให้วงจรรวมเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นไม่สามารถที่จะทำงานได้ในขณะที่ขนาดของสัญญาณที่โหมงมีขนาดต่ำ จึงได้มีการพัฒนาวงจรรวมใหม่โดยใช้กึ่งนำรวมที่ค่อนข้างน้อย [2] ทำให้สามารถที่จะเรขาคณิตแบบเต็มคลื่นได้ในขณะที่สัญญาณที่โหมงมีขนาดต่ำได้ แต่ในวิธีการนี้ไม่เหมาะสมสำหรับที่จะสร้างเป็นวงจรรวมเนื่องจากกึ่งนำรวมมีขนาดใหญ่ทำให้ต้องเสียดำใช้จำนวนมาก ที่ได้มีการเสนอหลักการออกแบบวงจรรวมความถี่และวงจรรวมเรขาคณิตแบบเต็มคลื่น ที่เหมาะสมสำหรับการสร้างเป็นวงจรรวมไว้บ้าง [3-5] แต่เป็นการเสนอหลักการที่เหมาะสมกับการสร้างวงจรรวม โดยใช้เทคโนโลยีของวงจรรวมไบโพลาร์ (Bipolar technology) ในบทความนี้จะเป็นการเสนอวงจรรวมความถี่เป็นสองเท่า โดยใช้คุณสมบัติระหว่างศักดาและกระแสของวงจรรวมคลาส AB แบบ CMOS เป็นหลัก วงจรรวมนี้สามารถที่จะทวีสัญญาณความถี่ขึ้นเป็นสองเท่าได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีช่วงปฏิบัติการทั้งทางด้านขนาดของสัญญาณและความถี่ที่กว้าง ผลลัพท์ได้จากวงจรรวมความถี่เป็นสองเท่านี้ เมื่อกำหนดกระแสที่ไหลผ่านวงจรรวมให้ค่ามากขึ้นจากเดิม วงจรรวมความถี่นี้สามารถที่จะทำงานเป็นวงจรรวมเรขาคณิต

แบบเต็มคลื่นได้ การกำหนดกระแสที่ไหลผ่านวงจรรวมสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานจากภายนอกเพียงตัวเดียว

2. หลักการเบื้องต้น

รูปที่ 1 แสดงวงจรรวมคลาส AB แบบ CMOS ถ้าสมมติให้ทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 และ M_4 มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ความสัมพันธ์ของศักดาระหว่างขาเกตและขาเดร์ที่ V_{GS} ของทรานซิสเตอร์ M_1, M_2, M_3 และ M_4 จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_{GS1} + V_{GS3} = V_{GS2} + V_{GS4} \quad (1)$$



รูปที่ 1 วงจรรวมคลาส AB แบบ CMOS

เมื่อ V_{GS1} เป็นศักดาที่วางระหว่างขาเกตและขาเดร์ของทรานซิสเตอร์ M_1 ถ้าป้อนกระแส I_{in} เข้าที่จุด B โดยให้ศักดา V_1 ที่จุด A ดังที่ จะได้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M_3 และ M_4 จะสามารถทำได้จาก [6]

$$I_{O2} = \frac{(4I_B - I_{in})^2}{16I_B} + |I_{in}| \leq 4I_B \quad (2)$$

$$I_{O4} = \frac{(4I_B + I_{in})^2}{16I_B} + |I_{in}| \leq 4I_B \quad (3)$$

โดยที่ I_B เป็นกระแสไบอัส ที่จะไบอัสให้วงจรรวมทำงานในคลาส AB จากสมการที่ (2) และ (3) จะเห็นได้ว่ากระแส I_{in} นั้นจะอยู่ในรูปของสมการกำลังสองถ้านำสมการที่ (2) และ (3) มาบวกกันจะได้ว่า

$$I_{O2} + I_{O4} = \frac{16I_B^2 + I_{in}^2}{8I_B} = 2I_B + \frac{I_{in}^2}{8I_B} + |I_{in}| \leq 4I_B \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) ผลรวมของกระแส I_{O2} และ I_{O4} จะได้กระแส I_{in} เป็นกำลังสองรวมกับกระแสไบอัส $2I_B$ ถ้าให้กระแส $I_{in} = I_m \sin \omega t$ จะได้ว่า

$$I_{O2} + I_{O4} = 2I_B + \frac{I_m^2 \sin^2 \omega t}{8I_B} = 2I_B + \frac{I_m^2}{16I_B} (1 - \cos 2\omega t) \quad (5)$$

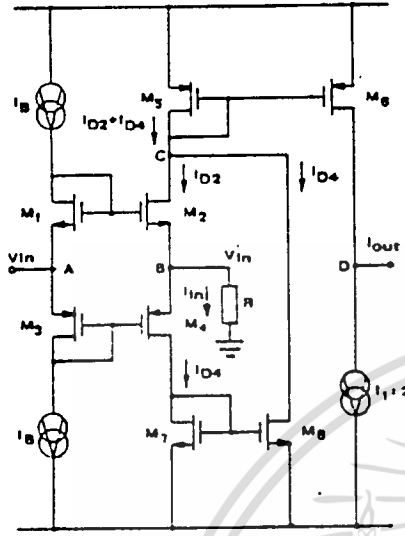
2.1. วงจรรวมความถี่และการทำงาน

วงจรรวมความถี่โดยใช้คุณสมบัติของวงจรรวมคลาส AB แบบ CMOS แสดงในรูปที่ 2 ซึ่งจะประกอบไปด้วย M_1, M_2, M_3 และ M_4 ที่เป็นส่วนของวงจรรวมคลาส AB โดยวงจรรวมที่กระแส M_3 และ M_4 จะส่งผ่านกระแส I_{O4} ไปรวมกับกระแส I_{O2} ที่จุด C เป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่าน

* รองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์
** อาจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
*** นักศึกษาปริญญาโท
คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาเทคโนโลยีระบบอัตโนมัติ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และระบบพลังงาน
ลาดกระบัง

M_3 มีค่าเท่ากับ $I_{D3} + I_{D4}$ ซึ่งจะถูกลำเลียงไปทั้งจุดออกที่จุด D โทล M_3 และกระแสที่ส่งผ่านมาจะเป็นไปตามสมการที่ (4) ส่วนวงจรถึงกระแสที่ I_1 จะทำหน้าที่ดึงกระแสในโหนด $2I_1$ ซึ่งเป็นกระแส DC ออกจากจุดออกที่จุด D และกระแสแฉกออก i_{out} จะสามารถหาได้ดังนี้

$$i_{out} = (i_{in})^2 / 8I_B + |i_{in}| \leq 4I_B \quad (6)$$



รูปที่ 2

ถ้าให้ $i_{in} = I_m \sin \omega t$ จะได้กระแส i_{out} มีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = \frac{I_m^2 \sin^2 \omega t}{8I_B} \quad |i_{in}| \leq 4I_B \quad (7)$$

จากรูปที่ 2 กระแส i_{in} จะสามารถหาได้จาก $i_{in} = V_{in} / R$ และ V_{in} จะเท่ากับ V_{in}

2.2 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากสมการที่ (3) ถ้าเลือกให้ $I_m \gg 4I_B$ แล้วจะทำให้วงจรจะทำงานในคลาส B ซึ่งจะได้ว่า

$$I_{D2} \approx 0 \text{ และ } I_{D4} \approx i_{in} \quad \text{เมื่อ } I_{in} > 0 \quad (8)$$

$$I_{D2} \approx i_{in} \text{ และ } I_{D4} \approx 0 \quad \text{เมื่อ } I_{in} < 0 \quad (9)$$

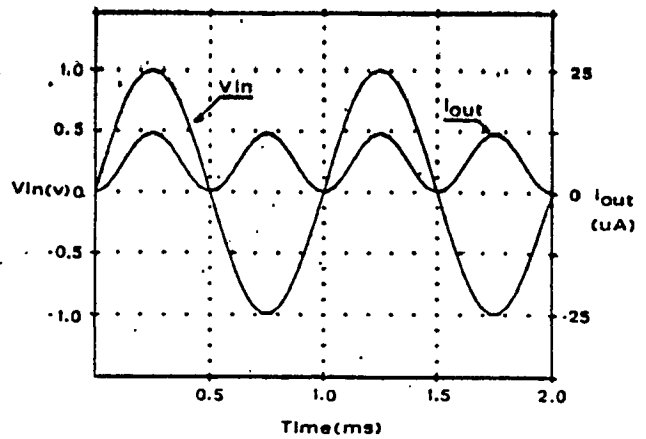
จากรูปที่ 2 กระแสที่ออก i_{out} จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = |i_{in}| \quad (10)$$

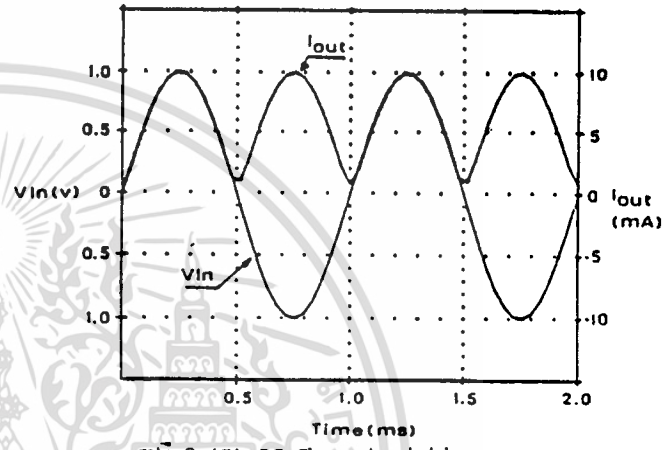
โดยที่ $i_{in} = V_{in} / R$ และเงื่อนไข $i_{in} \gg 4I_B$ จะสามารถทำได้โดยการลดค่าความต้านทาน R โหนดที่ขึ้นของจากสมการที่ (10) จะได้ว่าวงจรในรูปที่ 2 นี้สามารถที่จะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นได้

3. ผลการเขียนแบบการทำงานวงจรด้วย PSpice

วงจรในรูปที่ 2 ได้ถูกนำมาเขียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice โดยกำหนดให้ $I_B = 100 \mu A$, $I_1 = 200 \mu A$, $V_{DD} = 5V$ และ $V_{SS} = -5V$ ในรูปที่ 3(ก) จะเป็นผลการเขียนแบบวงจรที่ความถี่โดยที่ V_{in} มีขนาด $1V$ และความถี่ $1KHz$ ส่วนความต้านทาน $R = 10K\Omega$ และในรูปที่ 3(ข) จะเป็นผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยให้ V_{in} ที่เหมือนกับในรูปที่ 3(ก) และ $R = 100\Omega$



รูปที่ 3 (ก) Frequency doubler response

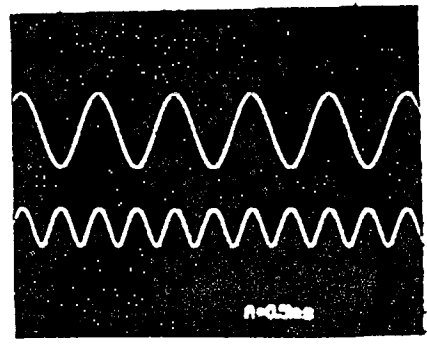


รูปที่ 3 (ข) DC Characteristic

รูปที่ 3 ผลการเขียนแบบการทำงานด้วย PSpice

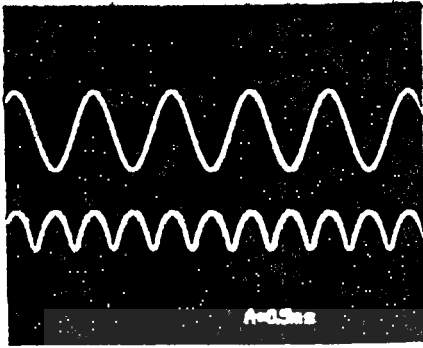
4. ผลการทดลอง

ในการทดลองได้ใช้ CMOS เบอร์ CD 4007 มาต่อเป็นวงจรในรูปที่ 2 และกำหนดให้ $I_B = 100 \mu A$, $I_1 = 200 \mu A$, $V_{DD} = 5V$ และ $V_{SS} = -5V$ ในรูปที่ 4 (ก) จะเป็นผลการทดลองโดยให้สัญญาณขาเข้าความถี่ $1KHz$ และมีขนาด $1V$ และ $R = 10k\Omega$ ซึ่งจะได้ว่าวงจรสามารถที่จะทวีความถี่ได้เป็นไปตามหลักการที่เสนอนั้น ส่วนในรูปที่ 4 (ข) จะเป็นผลการทดลองวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยให้สัญญาณ V_{in} เหมือนกับรูป 4 (ก) และให้ $R = 100\Omega$ จากรูปที่ 4 (ข) จะเห็นได้ว่าที่รอกต่อของคลื่นสัญญาณแต่ละลูกจะยังคงเป็นเส้นโค้ง เนื่องจากในช่วงของสัญญาณขาเข้าที่เข้าใกล้ $0V$ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ M_1 , M_2 , M_3 และ M_4 ทำงานในช่วงคลาส AB



รูปที่ 4 (ก) Frequency Doubler Response

การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4 (ข) Frequency Doubler Response



รูปที่ 4 (ข) Full-Wave Rectifier Response

รูปที่ 4 ผลการทดลองของวงจรในรูปที่ 2

5. สรุป

วงจรถ่ายความถี่และ เรียงกระแสแกนเคลือบคลื่น ที่ได้นำเสนอในบทความนี้ สามารถที่จะทำงานได้อย่างถูกต้องตามหลักการที่ได้เสนอนั้น สมรรถนะของวงจรนี้สามารถที่จะกันกัน ได้ด้วยผลการทดลอง และผลการเขียนแบบวงจรด้วย PSpice

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Z. Hong and H. Melchior, " Analogue four-quadrant CMOS multiplier with resistors, " *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 531-532, 1985.
- [2] R.W.J. Barker, " Versatile precision fullwave rectifier, " *Electron. Lett.*, vol. 13, pp. 143-144, 1977.
- [3] W. Surakamponorn, " Sinusoidal frequency doublers using operational amplifiers, " *IEEE Trans. Instr. Meas.*, Vol. 37, pp. 259-262, 1988.
- [4] W. Surakamponorn, S. Julaviriya and T. Apajinda, " Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier, " *INT. J. Electron.*, Vol. 65, pp. 1203-1208, 1988.
- [5] R.W.J.Barker, " Trans linear frequency doubler, " *Int. J. Electron.*, vol. 44, no. 5, pp. 461-464, 1978.
- [6] N.C. Battersby and C. Toumazou, " Class AB switched-current memory for analogue sampled-data systems, " *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 873-875, 1991