

วงจรรักษาความถี่โดยใช้มอสเฟต

SINUSOIDAL FREQUENCY DOUBLERS USING MOSFET



โรจนากร กัณฑ์พงษ์

ROJANAKORN GUNTAPONG

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร

ADVISOR

ASSOC. PROF. DR. WANLOP SURAKAMPONTORN

B.Eng. (KMITL), M.Eng. (KMITL), Ph.D. (KENT)

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องสมุดเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ISBN 974-8157-12-1

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | |
|---|----|
| บทคัดย่อ | IV |
| Abstract | V |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 กล่าวนำ | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ | 1 |
| 1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ | 1 |
| 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์ | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต | 3 |
| 2.1 บทนำ | 3 |
| 2.2 โครงสร้างของมอสเฟต | 3 |
| 2.3 ลักษณะสำคัญของมอสเฟต | 5 |
| 2.4 ชนิดของมอสเฟต | 6 |
| 2.5 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต | 7 |
| 2.6 แบบจำลองของมอสเฟต | 10 |
| 2.7 บทสรุป | 11 |
| บทที่ 3 วงจรทวิความถี่ที่ประกอบด้วยมอสเฟตและตัวต้านทาน | 12 |
| 3.1 บทนำ | 12 |
| 3.2 หลักการเบื้องต้น | 12 |
| 3.3 วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่ง | 14 |
| 3.3.1 การทำงานของวงจร | 15 |
| 3.4 วงจรทวิความถี่แบบที่สอง | 17 |
| 3.4.1 การทำงานของวงจร | 17 |
| 3.5 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี | 20 |
| 3.5.1 การวิเคราะห์อินพุทอิมพีแดนซ์ และ เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ | 20 |
| 3.5.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน | 24 |
| 3.5.3 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน | 31 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การดำเนินงานของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ผู้ดูแลระบบขอสงวนสิทธิ์ในการนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการ

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | | |
|---------|--|----|
| 3.6 | การทดลองและผลการทดลอง | 34 |
| 3.6.1 | วงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่ง | 34 |
| 3.6.2 | วงจรที่มีความถี่แบบที่สอง | 35 |
| 3.7 | ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice | 36 |
| 3.7.1 | อินพุทอิมพีแดนซ์ | 37 |
| 3.7.2 | เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ | 37 |
| 3.7.3 | ความถี่ปฏิบัติงาน | 38 |
| 3.7.4 | ช่วงกระแสปฏิบัติงาน | 40 |
| 3.7.5 | ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ | 41 |
| 3.8 | บทสรุป | 47 |
| บทที่ 4 | วงจรที่มีความถี่แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม | 64 |
| 4.1 | บทนำ | 64 |
| 4.2 | หลักการเบื้องต้น | 64 |
| 4.3 | วงจรที่มีความถี่ | 66 |
| 4.4 | การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎี | 69 |
| 4.4.1 | การวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ | 70 |
| 4.4.2 | การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน | 70 |
| 4.4.3 | การวิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงาน | 72 |
| 4.4.4 | การวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ | 74 |
| 4.5 | การทดลองและผลการทดลอง | 74 |
| 4.6 | ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice | 74 |
| 4.6.1 | เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ | 75 |
| 4.6.2 | ความถี่ปฏิบัติงาน | 75 |
| 4.6.3 | ช่วงศักดาปฏิบัติงาน | 77 |
| 4.6.4 | ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ | 77 |
| 4.7 | บทสรุป | 78 |
| บทที่ 5 | บทสรุป | 86 |

เอกสารอ้างอิง

89

ภาคผนวก บทความการประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า 9 สถาบัน

92



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการออกแบบวงจรทวีความถี่ ซึ่งได้แสดงไว้ด้วยกันสองวิธี คือ วิธีแรกเป็นการออกแบบโดยใช้ MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) ร่วมกับตัวต้านทาน การออกแบบอาศัยคุณสมบัติจำเพาะของมอสเฟต โดยการป้อนสัญญาณอินพุตสองอินพุตซึ่งกลับเฟสกัน 180 องศา มาออกแบบเป็นวงจรทวีความถี่ วิธีที่สองเป็นการออกแบบโดยใช้มอสเฟตเพียงอย่างเดียว อาศัยคุณสมบัติของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ปริฟายเออร์ (Differential Amplifier) วิธีนี้สามารถที่จะนำไปสร้างในรูปแบบที่เป็นวงจรรวมได้ คุณสมบัติที่เด่นของวงจรทวีความถี่ทั้งสองวิธีคือ วงจรสามารถใช้กับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก (ระดับไมโครแอมป์หรือไมโครโวลต์) ได้ มีฮาร์โมนิกส์ต่ำสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง (500 KHz) เพื่อเป็นการทดสอบ และยืนยันถึงหลักการที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ทดลองต่อวงจรและเลียนแบบการทำงานของวงจรทวีความถี่ตามหลักการที่ได้กล่าวถึง โดยอาศัยโปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาช่วยในการวิเคราะห์ผล

Abstract

This thesis proposes the designing methods for sinusoidal frequency doubling circuits. Two new methods are presented, where the first method employs MOSFET transistors and resistors and the second method uses only MOSFET transistors. For the first method, the frequency doubling action is performed by the application of the two input signals, which are out of phase, to the two MOSFETs. While the second realization is based on the use of a differential amplifier, which can be implemented in integrated circuit form. These two new proposed frequency doublers can respond to high frequency with low harmonic distortion. The performance of the circuits are studied by experimental results from the circuits that constructed on prototype board and by the simulation results through the use of a PSpice program.

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการวิจัยและพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วมาก ในปัจจุบันนี้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทมอสเฟต (Metal - Oxide - Semiconductor Field - Effect Transistor) หรือ MOSFET ได้ถูกนำมาใช้ออกแบบวงจรมากขึ้น สืบเนื่องมาจากมีข้อได้เปรียบ Bipolar Transistor หลายประการ [1] วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการค้นคว้า วิจัยและพัฒนาวงจรที่ทำงานในลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งวงจรที่สนใจคือ วงจรทวีความถี่ (Frequency Doubler) ซึ่งวงจรมีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในระบบคมนาคมและระบบวงจรเครื่องมือวัดต่าง ๆ วงจรทวีความถี่ได้มีการนำเสนอมาแล้วหลายวิธี เช่น ออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ ออกแบบโดยใช้วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปคู่เท่า ทั้งสองวิธีนี้ข้อเสียที่ต้องใช้กระแสไบอัสค่าสูง ส่วนวงจรทวีความถี่ที่ออกแบบด้วยออปแอมป์มีข้อเสียที่ ใช้กับความถี่สูง ๆ ไม่ได้ เนื่องจากมีขีดจำกัดทางความถี่ของออปแอมป์

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ เรื่อง " วงจรทวีความถี่โดยใช้มอสเฟต " ได้กำหนดจุดประสงค์เอาไว้ 4 ประการคือ

1. ค้นคว้าและวิจัยหาหลักการใหม่ของวงจรทวีความถี่
2. วงจรทวีความถี่ที่ออกแบบสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ความผิดเพี้ยนทางความถี่ต่ำ และ ช่วงปฏิบัติงานกว้าง
3. ใช้อุปกรณ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด และวงจรมีขนาดเล็ก
4. สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

จากการค้นคว้าและวิจัยเกี่ยวกับวงจรทวีความถี่ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอหลักการใหม่ของวงจรทวีความถี่ไว้ 2 ประการกล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานวิจัยส่วนตัวเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
1. วงจรที่ออกแบบ ใช้สิ่งประดิษฐ์จำพวกมอสเฟตแทนสิ่งประดิษฐ์จำพวกไบโพลาร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ [2-8] จากการค้นคว้าและติดตามผลพบว่า มีผู้ออกแบบวงจรที่มีความถี่จากสิ่งประดิษฐ์จำพวกมอสเฟตน้อยมาก

2. วงจรที่มีความถี่ที่ออกแบบใช้หลักการของคุณสมบัติของมอสเฟต และใช้หลักการของวงจรถิฟเฟอเรนเชียล (Differential)

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท โดยในบทที่หนึ่งจะเป็นการกล่าวนำ วัตถุประสงค์และหลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 2 จะกล่าวถึง โครงสร้างและทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

บทที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรที่มีความถี่ที่ประกอบด้วยมอสเฟตและตัวต้านทาน โดยอาศัยหลักการของลักษณะจำเพาะ (Characteristic) ของมอสเฟต พร้อมทั้งการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรทั้งทฤษฎี การทดลองและการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ออกแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์

บทที่ 4 จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรที่มีความถี่แบบที่สามารถใช้ทำเป็นวงจรรวม โดยอาศัยหลักการของวงจรถิฟเฟอเรนเชียล (Differential) พร้อมทั้งวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจร ทั้งทางทฤษฎี การทดลอง และการเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ออกแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์

บทที่ 5 ซึ่งเป็นบทสุดท้าย เป็นการสรุปรายละเอียดต่าง ๆ ของวงจรที่มีความถี่ที่ได้ออกแบบขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2

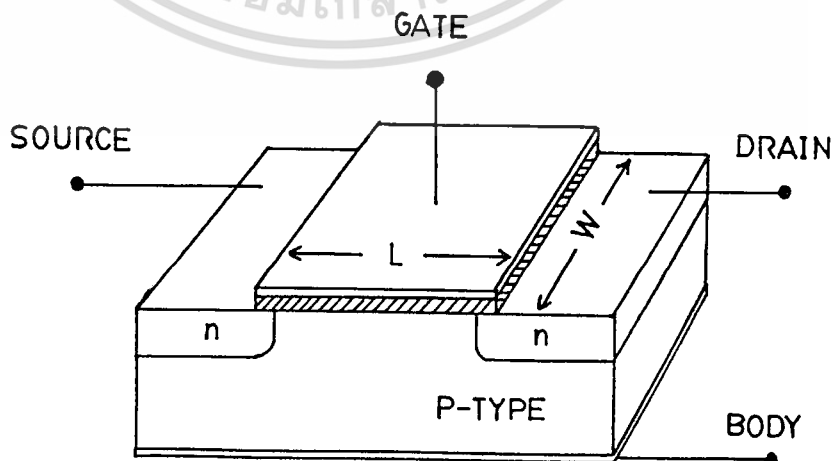
ทฤษฎีการทำงานของมอสเฟต

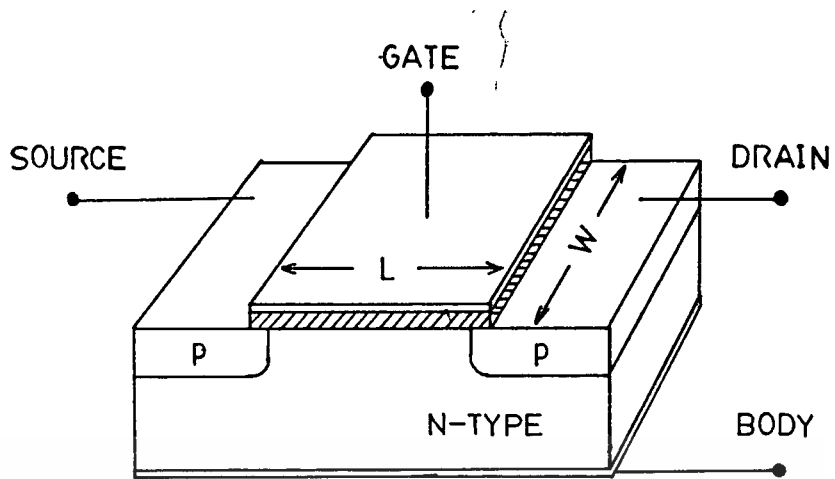
2.1 บทนำ

มอสเฟต (MOSFET) มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor มีชื่อเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า อินซูลेटเกตเฟต (Insulated Gate Field Effect Transistor) เขียนย่อว่า IGFET เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส [9-10] ในปัจจุบันนี้มอสเฟตได้เริ่มเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กทำให้ได้ปริมาณมาก ความต้านทานอินพุตสูง (High Input Impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ แต่มอสเฟตก็ยังมีข้อเสียเปรียบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ การทำงานที่กำลังต่ำ อัตราขยายต่ำ

2.2 โครงสร้างของมอสเฟต

มอสเฟตแบ่งชนิดตามการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นแฮนเมนท์มอสเฟต (Enhancement MOSFET) และ ดีเพลชันมอสเฟต (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดนี้สามารถแบ่งออกได้อีก 2 ชนิดคือ P-Channel หรือเรียกว่า PMOS และ N-Channel หรือเรียกว่า NMOS โครงสร้างของ PMOS และ NMOS มีโครงสร้างตรงข้ามกัน โครงสร้างของ NMOS ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 ส่วนโครงสร้างของ PMOS แสดงไว้ในรูปที่ 2.2

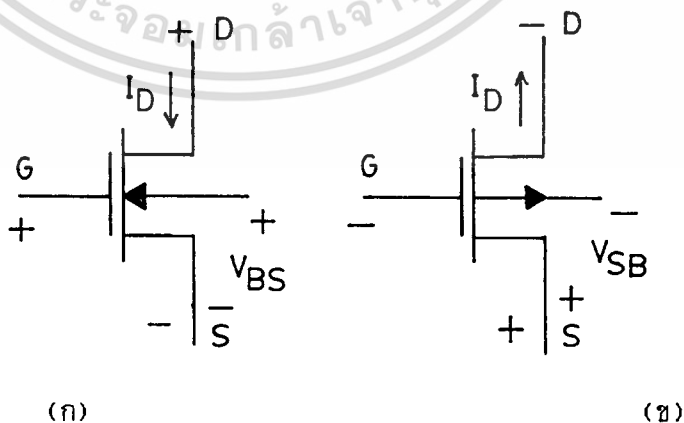




รูปที่ 2.2 โครงสร้างของ PMOS

NMOS ประกอบด้วยส่วนฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด พี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นนี้ถูกเรียกว่า ซอส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอสกับเดรน จะมีแผ่นฟิล์มบาง ๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์จะมีโลหะซึ่งทำจาก โพลีซิลิกอน ส่วนนี้ถูกเรียกว่า เกท (Gate) ถ้าส่วนของฐานรอง ทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-Type) และสารกึ่งตัวนำชนิด พี ถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS

ระยะห่างระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็น ซอส และ เดรน เรียกว่า Channel Length (L) และความกว้างของช่องระหว่างซอสและเดรน เรียกว่า Channel Width (W)



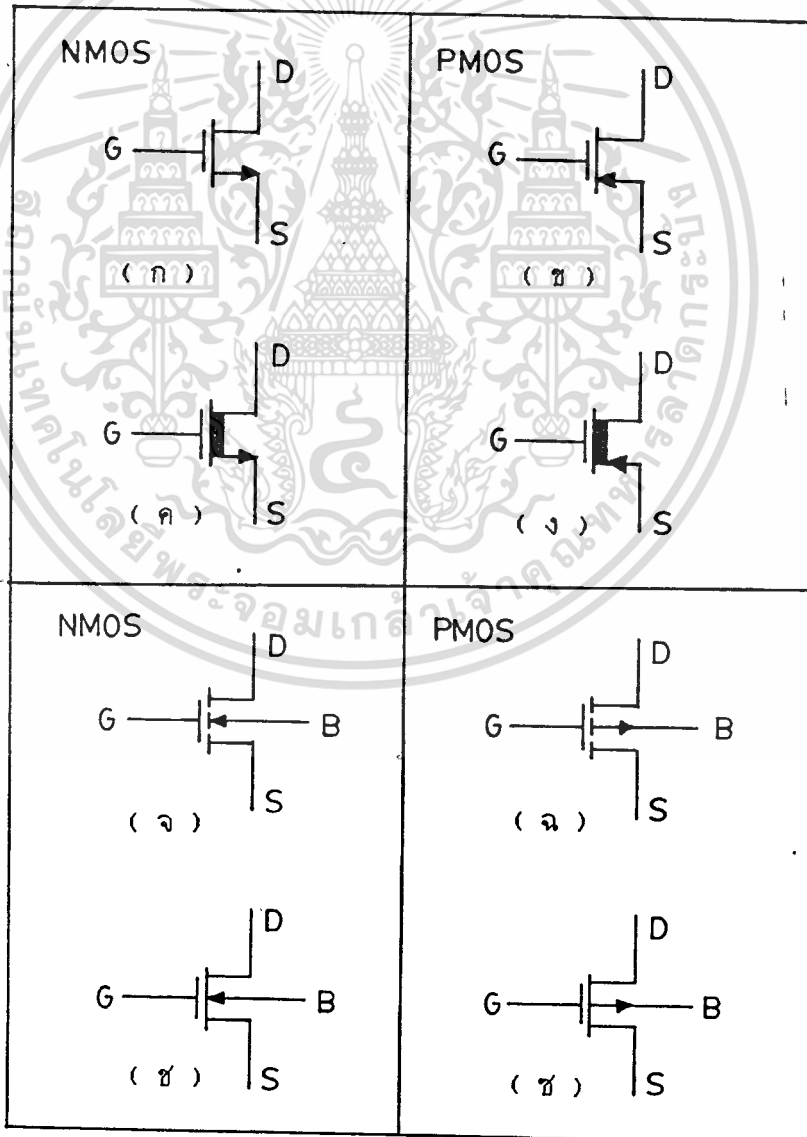
รูปที่ 2.3 แสดงการไบอัสของ ก. NMOS ข. PMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนการทำงาน NMOS ขณะที่ไม่มีแรงดันไบอัสที่เกท สิ่งประดิษฐ์อยู่ในสถานะ Off ไม่น่า
ไม่ว่ากรณีใดตทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส ต่อเมื่อให้แรงดัน V_G ที่เกท จะเกิดการเหนี่ยวนำ อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยในฐานรองชนิดพี (P-Type Substrate) เกิดเป็นแชนแนลขึ้น เมื่อให้ไบอัสที่ขั้วเดรนเป็นบวกเทียบกับซอส กระแสอิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนมากของซอสและเดรนสามารถไหลได้

2.3 สัญญลักษณ์ของมอสเฟต

สัญญลักษณ์ของมอสเฟตสามารถบอกให้ทราบได้ว่า เป็นมอสเฟตชนิด N-Channel หรือ P-Channel โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอส ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น PMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกทแสดงว่าเป็น NMOS ถ้าหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น PMOS สัญญลักษณ์ของมอสเฟต



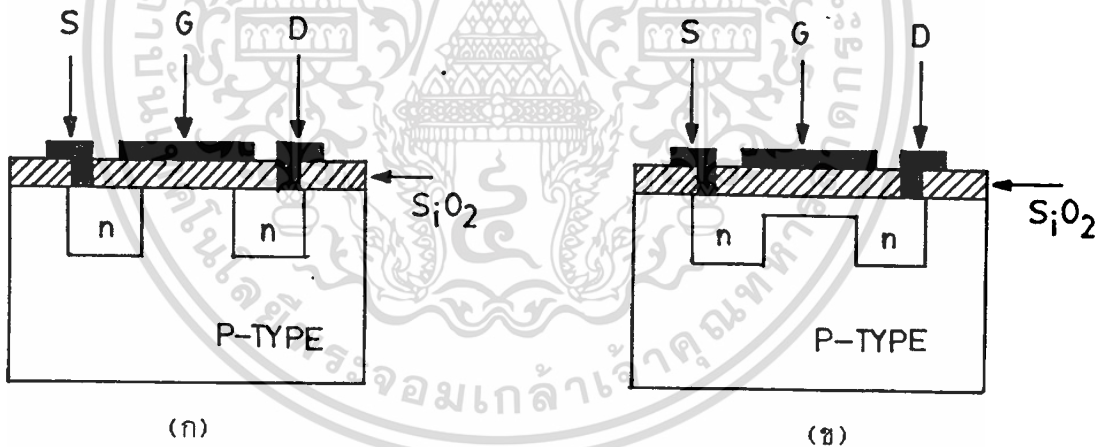
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.4 แสดงสัญญลักษณ์ต่าง ๆ ของมอสเฟต ทรานซิสเตอร์ชนิดการนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังสามารถบอกได้อีกว่ามอสเฟตเป็นชนิดเอ็นแชนเมท์มอสเฟต หรือดีเฟลทซ์มอสเฟตอีกด้วย ดังรูปที่ 2.4

รูปที่ 2.4 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่าง ๆ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4 ก คือ Enhancement NMOS เมื่อโวลต์เตจระหว่างบอดี้และซอส (V_{BS}) เป็นศูนย์ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4 ข คือ Enhancement PMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4 ค Depletion NMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4 ง คือ Depletion PMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.4 จ - 2.4 ซ แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS เหมือนรูปที่ 2.4 ก - 2.4 ง แต่แตกต่างกันตรงที่ $V_{BS} \neq 0$

2.4 ชนิดของมอสเฟต.

มอสเฟตแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ เอ็นแชนเมท์ โทมมอสเฟต หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า E-MOSFET และดีเฟลทซ์ โทมมอสเฟต หรือเรียกว่า De-MOSFET ดีเฟลทซ์ โทมมอสเฟตบางครั้งเรียกสั้นๆ ว่า D-MOSFET รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น-แชนแนลทั้ง 2 แบบ

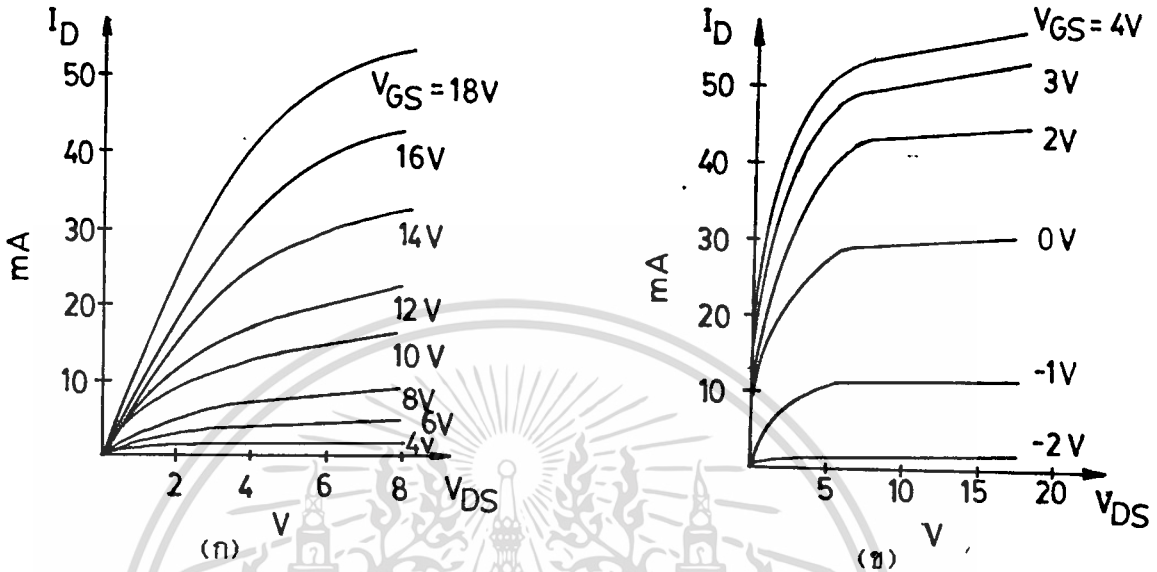


รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น-แชนแนล ก. E-MOSFET และ ข. D-MOSFET

จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของ D-MOSFET จะคล้ายกับ E-MOSFET จะแตกต่างกันตรงที่ช่องระหว่าง ซอสกับเดรนของ D-MOSFET มีการแพร่สารเอ็นอยู่ ดังนั้น จึงมีกระแสไหลระหว่าง เดรนกับซอส เมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอส และความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์ ($V_{GS} = 0$) เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบ กระแสเดรนจะลดลง แต่ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวกกระแสเดรนจะไหลเพิ่มขึ้น ส่วนการทำงานของ E-MOSFET จะไม่มีกระแสไหลระหว่างเดรนกับซอส เมื่อความต่างศักย์ที่เดรนเป็นบวกเทียบกับซอสใช้ และความต่างศักย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างเกตกับซอสเป็นศูนย์ ถ้าให้ V_{GS} มีค่าเป็นบวก จะทำให้เกิดกระแสเดรนไหล ยิ่งให้ V_{GS} มีค่าเป็นบวกมากขึ้นก็จะทำให้กระแสเดรนไหลมากขึ้น รูปที่ 2.6 แสดงกราฟคุณสมบัติของ E-MOSFET และ D-MOSFET .



รูปที่ 2.6 แสดงกราฟคุณสมบัติของ NMOS ก. E-MOSFET และ ข. D-MOSFET

2.5 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟตเป็นลักษณะใช้ศักดาไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการของมอสเฟตถูกคิดขึ้นโดย Sah [11] และ Shichman and D.Hodges [12] เมื่อปี 1964 ดังสมการที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

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

- โดยที่ K' คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\frac{\mu_0 C_{ox}}{2}$
- μ_0 คือ ค่าความคล่องของ โยลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility Of Carrier)
- C_{ox} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตอ็อกไซด์ (Capacitance Per Unit Area Of The Gate Oxide)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น (This document is reserved for internal use only.)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- W คือ ความกว้างของช่องทาง (Channel Width)
 L คือ ความยาวของช่องทาง (Channel Length)
 V_{GS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอส
 V_T คือ แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage)
 V_{DS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอส
 I_D คือ กระแสเดรน

มอสเฟตมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า $V_{GS} - V_T$ และค่า V_{DS} ถ้า $|V_{GS} - V_T|$ เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟตจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cutoff)

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

ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด (Open Circuit) ถ้า $|V_{GS} - V_T| > 0$ และ $0 < |V_{DS}| < |V_{GS} - V_T|$ แล้วมอสเฟตจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation)

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

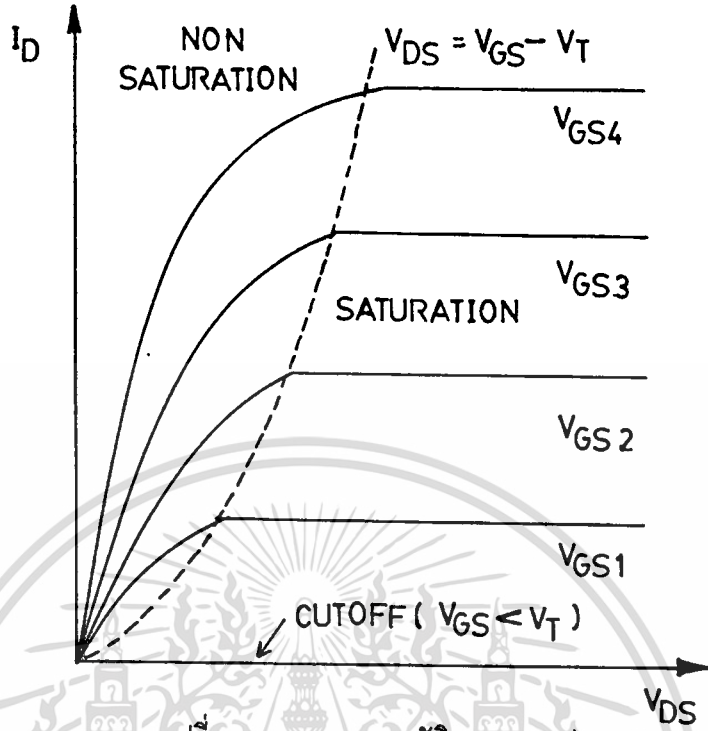
ถ้า $|V_{GS} - V_T| > 0$ และ $|V_{DS}| \geq |V_{GS} - V_T|$ แล้วมอสเฟต จะทำงานในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation)

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

คุณสมบัติทางเอาท์พุทของมอสเฟต แสดงไว้ดังรูปที่ 2.7

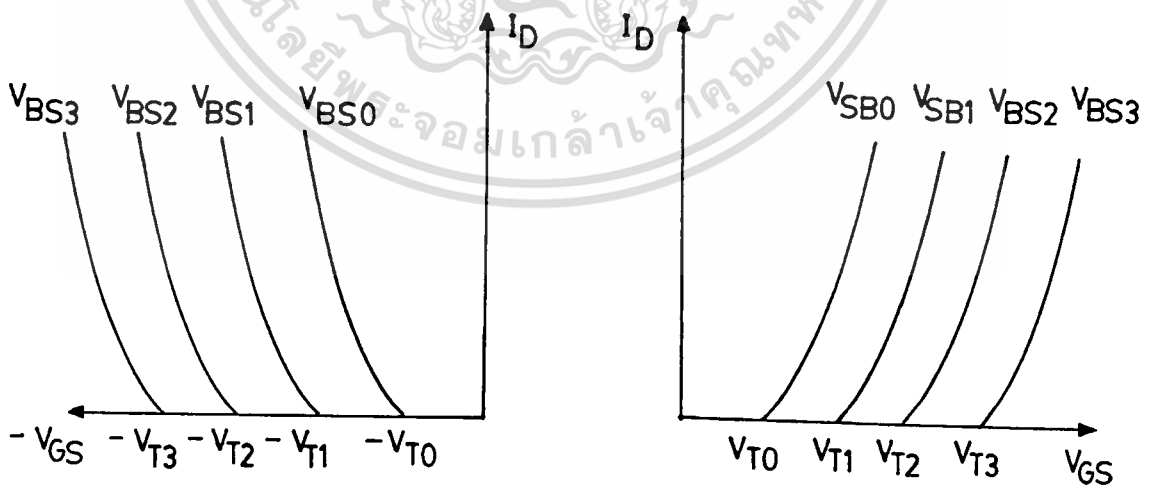
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยที่เอกสารนี้
 คุณสมบัติของมอสเฟตที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 2.7 แสดงคุณสมบัติของมอสเฟต

$$V_{BS3} > V_{BS2} > V_{BS1} > 0 \qquad V_{SB3} > V_{SB2} > V_{SB1} > 0$$



(ก). ฟิแซลแนลมอสเฟต

(ข). เอ็นแซลแนลมอสเฟต

รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D กับ V_{GS}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้จัดทำเอกสารนี้ประสงค์จะนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{GS} โดยใช้สมการที่ 2.4 ดังรูปที่ 2.8 คุณสมบัติของมอสเฟตแบบนี้ถูกเรียกว่า ทรานส์คอนดักแตนต์ จากรูปที่ 2.8 เป็นการแสดงผลของศักดาระหว่างซอสกับบอดี้ (V_{SB}) ขณะที่ V_{SB} มีการเพิ่มขึ้น ค่าของแรงดันขีดเริ่ม (V_T) สำหรับมอสเฟตแบบเอ็นแชนแนล จะเพิ่มขึ้น แต่สำหรับมอสเฟตแบบ พีแชนแนล จะมีค่าลดลงเมื่อมีการเพิ่มของศักดาระหว่างบอดี้กับซอส (V_{BS})

2.6 แบบจำลองของมอสเฟต [13]

ในปัจจุบันนี้ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป วิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [14-16] เป็นโปรแกรมหนึ่งซึ่งถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับ ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley ที่รัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม Spice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตออกเป็น 3 รูปแบบ คือ LEVEL 1, LEVEL 2, LEVEL 3

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

LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ที่มีความยาวของแชนแนลน้อยกว่า 10 ไมครอน ซึ่งเรียกว่า Short Channel effect [17] LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนแนล (Effective Channel Length) และประการที่สองคือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-Saturation Region)

LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งออกแบบขึ้นโดยอาศัยผลจากการทดลอง, การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-Empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสม ใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง มอสเฟตทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแส แบ่งออกเป็นเอ็นเอานเมท และ ดีเฟลทชัน แต่ละชนิดแบ่งได้เป็น PMOS และ NMOS มีโครงสร้างและการไบอัสตรงข้ามกัน สัญญลักษณ์แตกต่างกัน การทำงานของมอสเฟตทรานซิสเตอร์แบ่งได้เป็น 3 ขอบเขต ขึ้นกับค่าของ $V_{GS} - V_T$ และ V_{DS} อินพุตที่ป้อนให้กับมอสเฟตทรานซิสเตอร์ต้องมีความมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_T) จึงจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาท์พุทได้ แรงดันขีดเริ่มสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยให้ความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างซอสกับฐานรอง (Substrate) ในหัวข้อถัดมาได้กล่าวถึง โปรแกรม Spice ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้เลียนแบบและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจร ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้โปรแกรมดังกล่าววิเคราะห์ผลวงจรที่ความถี่ที่ได้ออกแบบ



บทที่ 3

วงจรวัดความถี่ที่ประกอบด้วยมอสเฟตและตัวต้านทาน

3.1 บทนำ

วงจรวัดความถี่ที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในระบบโทรคมนาคม และระบบวงจรรองมือวัดต่าง ๆ ตัวอย่างเช่น ใช้ในวงจรรววจับค่ายอด (Peak-Amplitude Detector) ของสัญญาณไซน์ [18] ใช้ในวงจรแปลงค่าอาร์เอ็มเอสเป็นกระแสตรง ใช้ในวงจรวัดค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของสัญญาณ ในวงจรวัดค่ากำลังไฟฟ้าขณะใด [19] หรือเป็นวงจรวัดใช้คุณค่าความถี่ต่าง ๆ [20] วิธีที่จะทำให้ได้ความถี่สองเท่ามีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี วิธีแรกคือ ใช้วงจรรคูณสัญญาณ (Analog Multiplier) ซึ่งนำเอาอินพุตทั้งสองของวงจรรคูณสัญญาณมาต่อร่วมกัน [21] วิธีที่สองอาศัยคุณสมบัติกำลังสองมาใช้ในการออกแบบ (Square-Law Characteristic) เช่น วงจรรานส์ลิเนียร์ [22] - [23] วิธีการหลังนี้ได้รับความสนใจมาก

เนื่องจากคุณสมบัติของมอสเฟตเป็น คุณสมบัติกำลังสองจึงสามารถใช้ทำเป็นวงจรวัดความถี่ได้ตั้งนั้นจึง ได้ออกแบบวงจรวัดความถี่ขึ้น โดยใช้มอสเฟตและตัวต้านทานขึ้นมา 2 วงจร วงจรแรกประกอบด้วย มอสเฟต 9 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Current Source) 4 ตัว วงจรที่สองประกอบด้วยมอสเฟต 11 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 5 ตัว ข้อดีของวงจรวัดความถี่ทั้งสองวงจร คือ สามารถใช้กับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็ก ๆ ได้ ความถี่ปฏิบัติงานสูง มีองค์ประกอบของความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองสูงมากเมื่อเทียบกับความถี่ฮาร์โมนิกส์อื่น ๆ

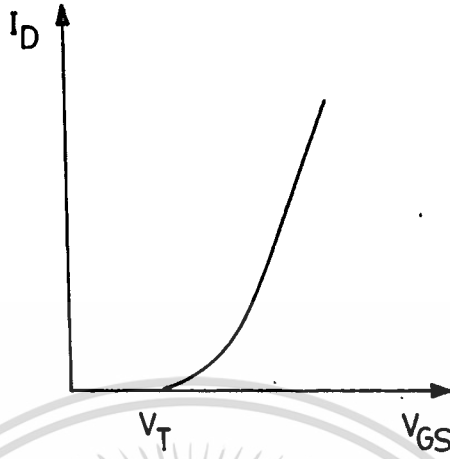
3.2 หลักการเบื้องต้น

จากสมการแสดงความสัมพันธ์ของมอสเฟตในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (สมการที่ 2.4) พบว่า กระแสเดรน (I_D) จะแปรผันกับความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอส (V_{GS}) กำลังสอง เมื่อนำสมการแสดงความสัมพันธ์ของมอสเฟตมาเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.1 กระแสเดรนจะเกิดขึ้นเมื่อความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอสมีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_T)

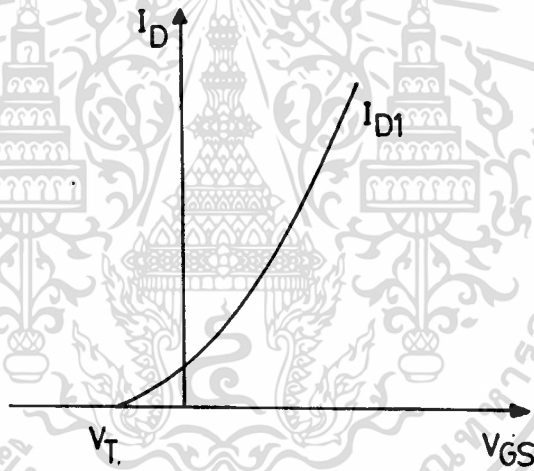
จากรูปที่ 3.1 จึงพบว่าเงื่อนไขที่จะทำให้เกิดความถี่สองเท่ามี 2 เงื่อนไข คือ เงื่อนไขหนึ่งต้องทำให้เกิดกระแสเดรนขึ้นเล็กน้อยเมื่อให้ความต่างศักย์ระหว่าง เกตและซอส เป็น

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

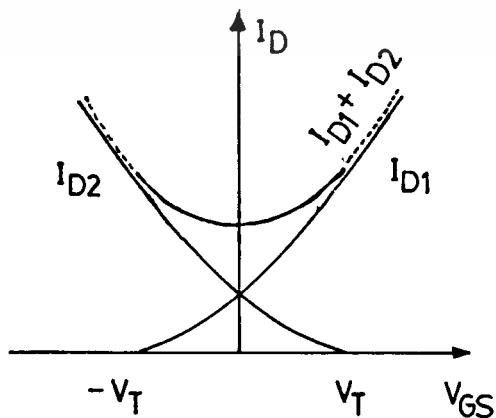
ศูนย์สมมุติให้เป็น I_{D1} ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ V_{GS} และ I_D ของมอสเฟต



รูปที่ 3.2 แสดงหลักการเกิดความถี่สองเท่าแเงนโซ่ที่หนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใ้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 การทำงานของวงจร

กำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสคังที่ I_1 มีค่าเท่ากับ $I + I_R$ (I_R คือกระแสที่จะไหลกลับให้มอสเฟต M1 และ M2 พร้อมจะทำงาน) แหล่งจ่ายกระแสคังที่ I_2 มีค่าเท่ากับ I แหล่งจ่ายกระแสคังที่ I_3 มีค่าเท่ากับ $I + 2I_R$

ขณะที่อินพุต (I_{in}) เป็นศูนย์ กระแสเดรนของมอสเฟต M3 ถึง M7 มีค่าเท่ากับ กระแสของแหล่งจ่ายกระแสคังที่ I_1 ที่พอร์ท B จึงมีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_{D4} - I_2 = I_R$ ที่พอร์ท C มีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_3 - I_{D7} = I_R$

เมื่อมีกระแสอินพุต (I_{in}) ไหลเข้าที่พอร์ท A กระแสเดรนของมอสเฟต M3 ถึง M7 มีค่าเท่ากับ $I + I_R - I_{in}$ ที่พอร์ท B มีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_R - I_{in}$ ที่พอร์ท C มีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_R + I_{in}$

เมื่อมีกระแสอินพุตไหลออกจากพอร์ท A กระแสเดรนของมอสเฟต M3 ถึง M7 มีค่าเท่ากับ $I + I_R + I_{in}$ ที่พอร์ท B มีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_R + I_{in}$ ที่พอร์ท C มีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_R - I_{in}$

สรุปได้ว่ากระแสที่ไหลออกจากพอร์ท B และ พอร์ท C มีเฟสต่างกัน 180°

พิจารณามอสเฟต M1 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D1} = \frac{K'_1 W_1}{2L_1} (V_{GS1} - V_{T1})^2 \quad (3.1)$$

แทนค่า $V_{GS1} = (I_R - I_{in})R_1$ ลงในสมการ 3.1

$$I_{D1} = \frac{K'_1 W_1}{2L_1} \{ (I_R - I_{in})R_1 - V_{T1} \}^2 \quad (3.2)$$

พิจารณามอสเฟต M2 มีกระแสเดรนเป็น

$$I_{D2} = \frac{K'_2 W_2}{2L_2} \{ (V_{GS2} - V_{T2}) \}^2 \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $2L_2$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $V_{GS2} = (I_R + I_{in})R_2$ ลงในสมการ 3.3

$$I_{D2} = \frac{K'_2 W_2}{2L_2} \{ (I_R + I_{in})R_2 - V_{T2} \}^2 \quad (3.4)$$

กำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$, $\frac{K'_1 W_1}{L_1} = \frac{K'_2 W_2}{L_2} = \frac{K' W}{L}$ และ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$

ผลรวมกระแสเดรนของมอสเฟต M1 กับ M2 คือ

$$I_{D1} + I_{D2} = \frac{K' W}{2L} \{ (RI_R - V_T)^2 + (RI_{in})^2 \} \quad (3.5)$$

ผลรวมของกระแส I_{D1} และ I_{D2} ไปปรากฏเป็นกระแสเดรนของมอสเฟต M9 โดยผ่านวงจรสะท้อนกระแสลับ ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต M8 และ M9

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

$$I_{D9} = \frac{K' W}{2L} \left\{ (RI_R - V_T)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} - \frac{R^2 I_m^2}{2} \right\} \cos 2\omega t \quad (3.6)$$

ให้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 มีค่าเท่ากับ $\frac{K' W}{2L} \left\{ (RI_R - V_T)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} \right\}$

ซึ่งเป็นกระแสออฟเซตที่เกิดขึ้น ดังนั้นที่พอร์ท D มีกระแสไหลออกมีค่าเป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรทวิความถี่แบบที่สอง

การออกแบบวงจรทวิความถี่แบบที่สองประกอบด้วยมอสเฟต 11 ตัว ตัวด้านทาน 3 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 5 ตัว วงจรมีลักษณะคล้ายกับวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งในส่วนของวงจรสะท้อนกระแสลบ ประกอบด้วยมอสเฟต M5 ถึง M7 วงจรสะท้อนกระแสบวก ประกอบด้วยมอสเฟต M8 และ M9 วงจรสะท้อนกระแสลบประกอบด้วยมอสเฟต M10 ถึง M11 และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{D4} ส่วนที่แตกต่างคือ ส่วนของวงจรสร้างความถี่สองเท่า ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต M1 ถึง M4 การที่จะไบอัสให้มอสเฟตทำงานต้องทำให้ความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอสมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่มก่อน วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งจะมีกระแส I_R ออกมาเพื่อทำให้เกิดความต่างศักย์คร่อมตัวด้านทาน R_1 และ R_2 มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม ส่วนวงจรทวิความถี่แบบที่สอง การไบอัสให้มอสเฟตพร้อมทำงานทำได้โดยลดค่าความต่างศักย์ของซอสให้น้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่มเมื่อเทียบกับความต่างศักย์ที่เกต ดังนั้นจึงไม่ต้องมีกระแส I_R ไหลออกจากพอร์ท B และ พอร์ท C ($I_R = 0$)

3.4.1 การทำงานของวงจร

วงจรในรูปที่ 3.5 เป็นวงจรทวิความถี่แบบที่สอง วงจรถูกเพิ่มเติมด้วยมอสเฟต M3 และ M4 กับวงจรจ่ายกระแสคงที่ I_{S5} ทำหน้าที่ไบอัสให้มอสเฟต M_1 และ M_2 พร้อมทั้งจะทำงานเมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามา

กำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสคงที่ $I_1 = I_2 = I_3 = I$ เมื่อมีสัญญาณอินพุต I_{in} เข้ามาที่พอร์ท A จะทำให้เกิดกระแสไหลเข้าที่พอร์ท B เท่ากับ I_{in} ด้วยเช่นกันเนื่องจากผลของวงจรสะท้อนกระแสที่ประกอบด้วยมอสเฟต M5 และ M6 ที่พอร์ท C จะเกิดกระแสไหลเท่ากับ $-I_{in}$ เนื่องจากผลของวงจรสะท้อนกระแสสองชุดที่ประกอบด้วยมอสเฟต M5 และ M7 กับมอสเฟต M8 และ M9 ดังนั้นจึงทำให้ กระแสที่พอร์ท B และ C จึงมีเฟสต่างกัน 180°

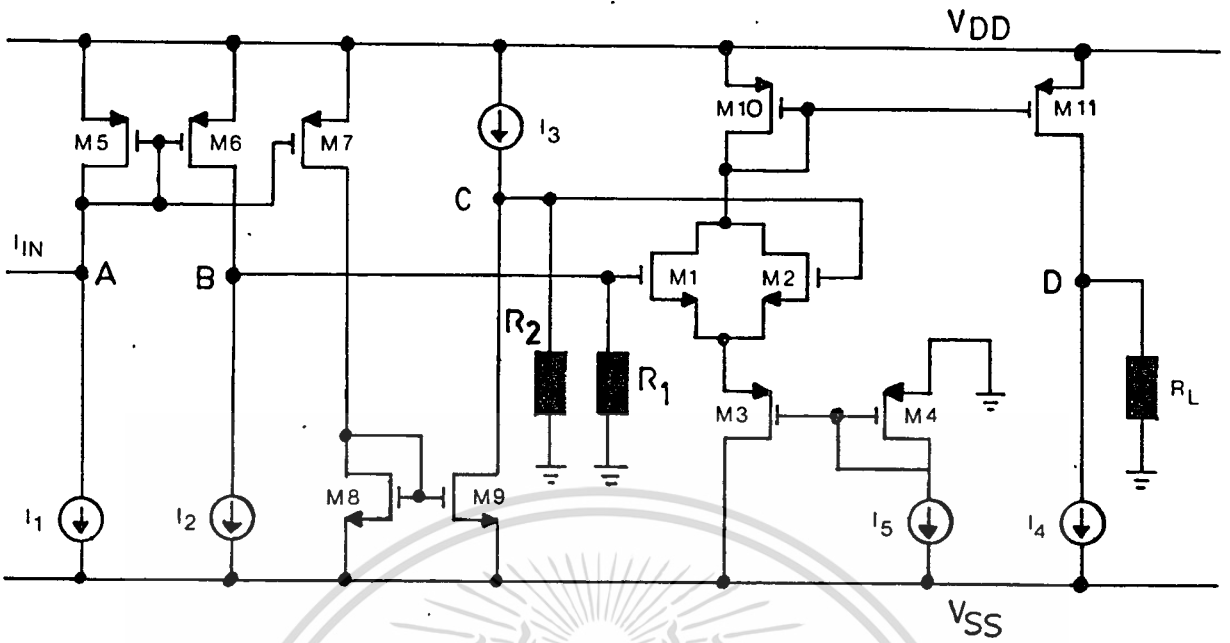
พิจารณา มอสเฟต M1

$$V_B = V_{GS1} + V_{GS3} - V_{GS4} \quad (3.8)$$

$$\text{แต่เนื่องจาก} \quad V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D L}{K'W}} + V_T \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรทวิความถี่แบบที่สอง

นำสมการ 3.9 แทนในสมการ 3.8

$$V_B = \left(\sqrt{\frac{L_1}{K'_1 W_1}} + \sqrt{\frac{L_3}{K'_3 W_3}} \right) \sqrt{2I_{D1}} + V_{T1} \sqrt{\frac{2I_5 L_4}{K'_4 W_4}} \quad (3.10)$$

กำหนดให้ $\beta = \frac{K'W}{L}$ และเนื่องจาก $V_B = I_{in} R_1$ แทนในสมการ 3.10

$$I_{D1} = \frac{\beta_1 \beta_3}{2(\sqrt{\beta_1} + \sqrt{\beta_3})^2} \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_{T1} + I_{in} R_1 \right)^2 \quad (3.11)$$

พิจารณาทรานซิสเตอร์ M2

$$V_C = V_{GS2} + V_{GS3} - V_{GS4} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 3.9 แทนในสมการ 3.12 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C = \left(\sqrt{\frac{L_2}{K'_2 W_2}} + \sqrt{\frac{L_3}{K'_3 W_3}} \right) \sqrt{2I_{D2}} + V_{T2} - \sqrt{\frac{2I_5 L_4}{K'_4 W_4}} \quad (3.13)$$

เนื่องจาก $V_C = -I_{in} R_2$ และ $\beta = \frac{K'W}{L}$ แทนลงในสมการ 3.13

$$I_{D2} = \frac{\beta_2 \beta_3}{2 (\sqrt{\beta_2} + \sqrt{\beta_3})^2} \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_{T2} - I_{in} R_2 \right)^2 \quad (3.14)$$

กำหนดให้ $\beta_1 = \beta_2 = \beta_n$, $R_1 = R_2 = R$, $V_{T1} = V_{T2} = V_T$ ผลรวมกระแสตรงของมอสเฟต M1 และ M2 คือ

$$I_{D1} + I_{D2} = \frac{\beta_n \beta_3}{(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \left\{ \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_T \right)^2 + (R I_{in})^2 \right\} \quad (3.15)$$

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

$$I_{D1} + I_{D2} = \frac{\beta_n \beta_3}{(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \left\{ \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_T \right)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} - \frac{R^2 I_m^2}{2} \cos 2\omega t \right\} \quad (3.16)$$

ให้แหล่งจ่ายกระแสตรงที่ I_A มีค่าเท่ากับ $\frac{\beta_n \beta_3}{(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \left\{ \left(\sqrt{\frac{2I_5}{\beta_4}} - V_T \right)^2 + \frac{R^2 I_m^2}{2} \right\}$

ซึ่งเป็นกระแสล่อฟเซทที่เกิดขึ้น ดังนั้นที่พอร์ท D มีกระแสไหลออกเป็น

$$I_{out} = \frac{\beta_n \beta_3 R^2 I_m^2}{2(\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_3})^2} \cos 2\omega t \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี

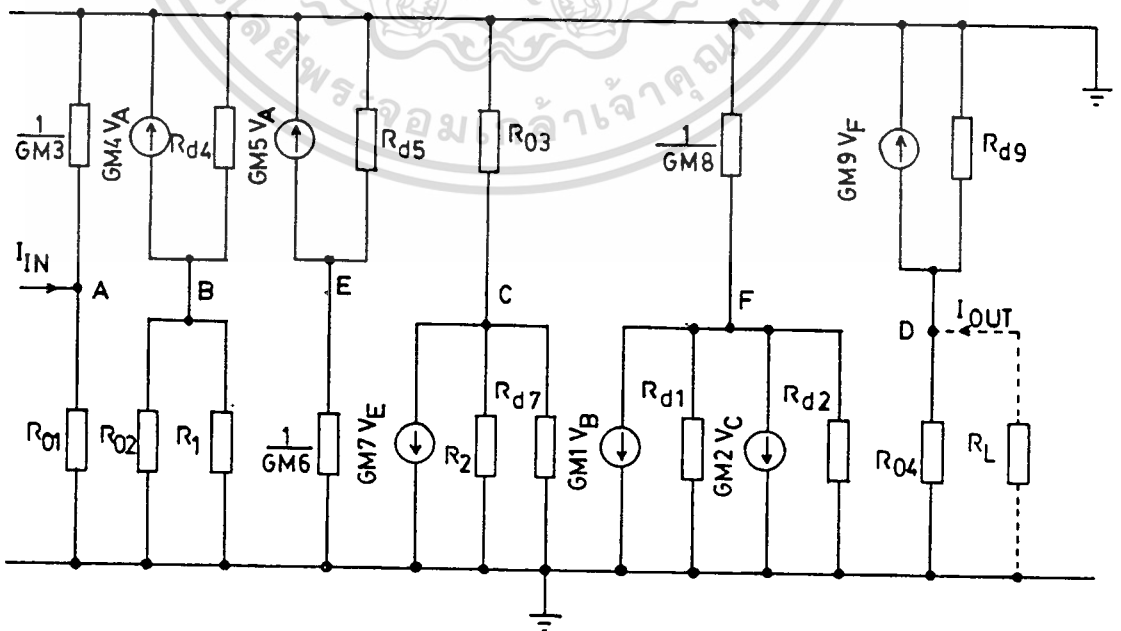
ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง และ แบบที่สอง เพื่อพิจารณา อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) ความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response) และ ช่วงกระแสปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

3.5.1 การวิเคราะห์อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และเอาท์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

การคำนวณหาอินพุตอิมพีแดนซ์ และเอาท์พุตอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้โดยใช้การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) [24-26] วงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง สามารถแทนด้วยวงจรทดเทียบหรือวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 3.6

จากรูปที่ 3.6 พิจารณาที่ Node ต่างๆโดยใช้กฎของ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้ ที่ Node A จะได้

$$\left(g_{m3} + \frac{1}{r_{o1}} \right) V_A = I_{in} \tag{3.18}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.6 วงจรทดเทียบวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง ระเบียบข้อดำเนินการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปใช้ซ้ำ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Node B จะได้

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{d4}} + \frac{1}{r_{o2}} \right) V_B = -g_{m4} V_A \quad (3.19)$$

ที่ Node E จะได้

$$\left(\frac{1}{R_{d5}} + g_{m6} \right) V_E = -g_{m5} V_A \quad (3.20)$$

ที่ Node C จะได้

$$\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{d7}} + \frac{1}{r_{o3}} \right) V_C = -g_{m7} V_E \quad (3.21)$$

ที่ Node F จะได้

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + g_{m8} \right) V_F = -g_{m1} V_B - g_{m2} V_C \quad (3.22)$$

ที่ Node D จะได้

$$\left(\frac{1}{R_{d9}} + \frac{1}{r_{o4}} \right) V_D = -g_{m9} V_F + I_o \quad (3.23)$$

จากสมการ 3.18 ถึงสมการ 3.23 สามารถคำนวณหาอินพุตอิมพีแดนซ์ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{in} = \frac{V_A}{I_{in}} = \frac{r_{o1}}{g_{m3} r_{o1} + 1} \approx \frac{1}{g_{m3}} \quad (3.24)$$

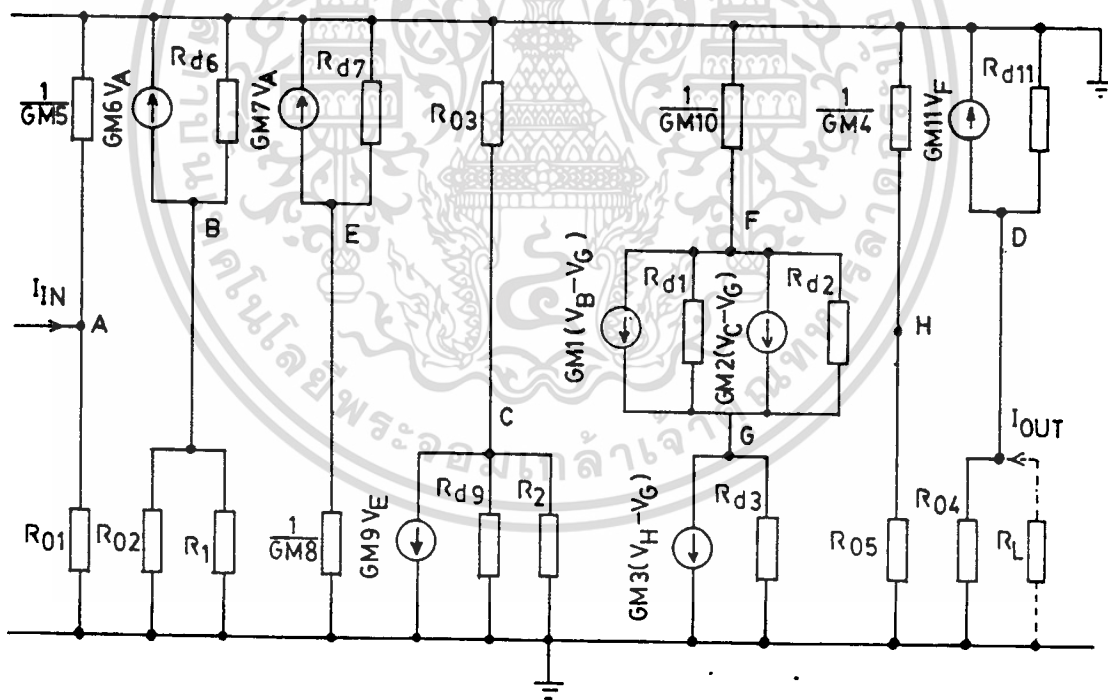
และสามารถคำนวณหาเอาท์พอมพิแดนซ์ได้เป็น

$$r_o = \frac{V_D}{I_{out}} = \frac{R_{d9} r_{o4}}{R_{d9} + r_{o4}} \approx R_{d9} \quad (3.25)$$

ส่วนวงจรทวิความถี่แบบที่สองสามารถเขียนวงจรทดเทียบ หรือวงจรสมมูลได้ดัง

รูปที่ 3.7

จากรูปที่ 3.7 พิจารณาที่ Node ต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างเป นสมการได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงจรทดเทียบวงจรทวิความถี่แบบที่สอง

ที่ Node A

$$\left(\frac{1}{r_{o1}} + g_{m5} \right) V_A = I_{in} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Node B

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{d6}} + \frac{1}{r_{o2}} \right) V_B = -g_{m6} V_A \quad (3.27)$$

ที่ Node E

$$\left(\frac{1}{R_{d7}} + g_{m8} \right) V_E = -g_{m7} V_A \quad (3.28)$$

ที่ Node C

$$\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{d9}} + \frac{1}{r_{o3}} \right) V_C = -g_{m9} V_E \quad (3.29)$$

ที่ Node F

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + g_{m10} \right) V_F - \left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} \right) V_G = -g_{m1} (V_B - V_G) - g_{m2} (V_C - V_G) \quad (3.30)$$

ที่ Node G

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{d3}} \right) V_G - \left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} \right) V_F = g_{m1} (V_B - V_G) + g_{m2} (V_C - V_G) - g_{m3} (V_H - V_G) \quad (3.31)$$

ที่ Node H

$$\left(\frac{1}{r_{o5}} + g_{m4} \right) V_H = 0 \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ Node D

$$\left(\frac{1}{R_{d11}} + \frac{1}{r_{o4}} \right) V_D = -g_{m11} V_F + I_{out} \quad (3.33)$$

จากสมการ 3.26 ถึงสมการ 3.33 สามารถคำนวณหาอินพุทอิมพีแดนซ์ได้เป็น

$$r_{in} = \frac{V_A}{I_{in}} = \frac{r_{o1}}{g_{m5} r_{o1} + 1} \approx \frac{1}{g_{m5}} \quad (3.34)$$

และสามารถคำนวณหาเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ได้เป็น

$$r_o = \frac{V_D}{I_{out}} = \frac{R_{d11} r_{o4}}{R_{d11} + r_{o4}} \approx R_{d11} \quad (3.35)$$

3.5.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response)

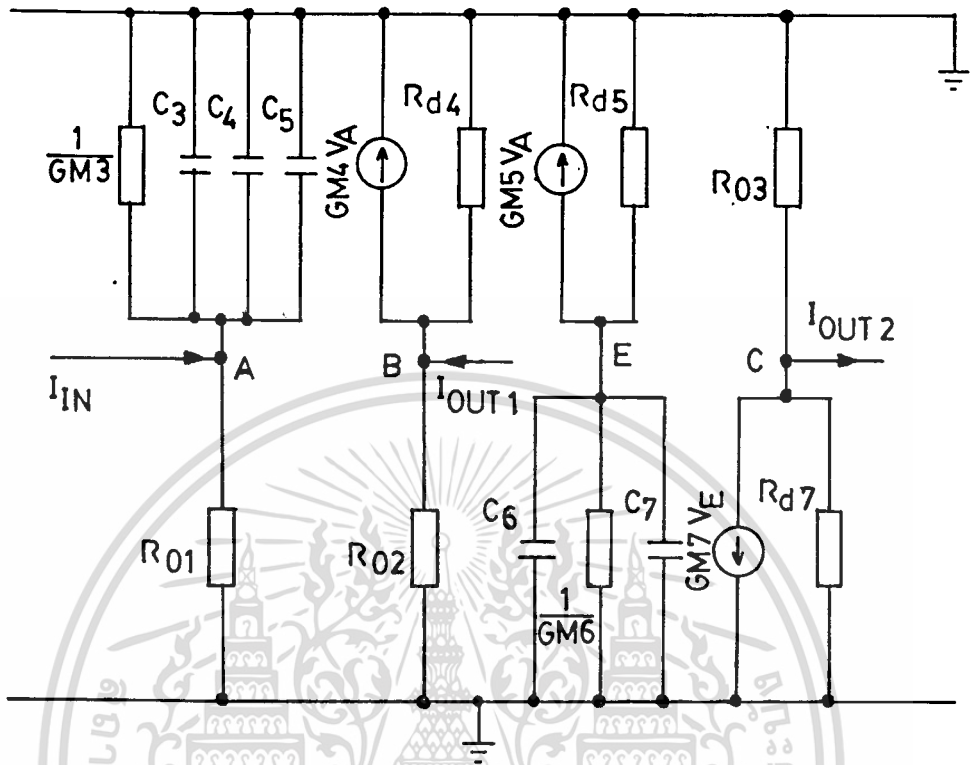
ในการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน สามารถทำได้โดยการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ซึ่งมี ความจุไฟฟ้าสแตตที่เกิขึ้นระหว่างเกตและซอสของมอสเฟตตัวใด ๆ ประกอบอยู่ด้วย เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าสแตตเป็นส่วนประกอบสำคัญที่กำหนดความถี่ตอบสนองของวงจร

วงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่ง (รูปที่ 3.4) สามารถหาผลการตอบสนองต่อความถี่ได้ โดยแบ่งวงจรเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกประกอบด้วย มอสเฟต M3, M4, M5, M6, M7 และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 , I_2 , I_3 ส่วนที่สองประกอบด้วย มอสเฟต M1, M2, M8, M9 ตัวต้านทาน R_1 , R_2 , R_{LOAD} และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 แล้วนำผลของความถี่ตอบสนองทั้งสองส่วนมาเปรียบเทียบกัน วงจรที่มีความถี่ส่วนแรกสามารถเขียนเป็นวงจรทดเทียบได้ดังรูปที่ 3.8

จากรูปที่ 3.8 พิจารณาที่ Node ต่าง ๆ โดยใช้กฎ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้ Node A ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(g_{m3} + s(C_3 + C_4 + C_5)) V_A = I_{in} \quad (3.36)$$



รูปที่ 3.8 วงจรตัดเทียมนส่วนแรกของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

Node B

$$\left(\frac{1}{R_{d4}} \right) V_B = -g_{m4} V_A + I_{out1} \quad (3.37)$$

Node E

$$\left(\frac{1}{R_{d5}} + g_{m6} + s(C_6 + C_7) \right) V_E = -g_{m5} V_A \quad (3.38)$$

Node C

$$\left(\frac{1}{R_{d7}} \right) V_C = -g_{m7} V_E - I_{out2} \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ให้ผู้บริหารใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 3.37 พบว่า $\frac{V_B}{R_{d4}} \ll 1$ ดังนั้น $\frac{V_B}{R_{d4}} = 0$ ทำให้สมการ 3.37

มีค่าเป็น

$$I_{out1} = g_{m4} V_A \quad (3.40)$$

จากสมการ 3.39 พบว่า $\frac{V_C}{R_{d7}} \ll 1$ ดังนั้น $\frac{V_C}{R_{d7}} = 0$ ทำให้สมการ 3.39 มีค่าเป็น

$$I_{out2} = -g_{m7} V_E \quad (3.41)$$

จากสมการ 3.36 ถึงสมการ 3.41 สามารถหาค่า $\frac{I_{out1}}{I_{in}}$ และ $\frac{I_{out2}}{I_{in}}$ ได้ซึ่งมี

ค่าเป็น

$$\frac{I_{out1}}{I_{in}} = \frac{g_{m4}}{g_{m3}} \left(\frac{1}{1 + S(C_3 + C_4 + C_5)} \right) \quad (3.42)$$

$$\frac{I_{out2}}{I_{in}} = \frac{g_{m5} g_{m7}}{(C_3 + C_4 + C_5)(C_6 + C_7)} \left(\frac{1}{S^2 + \frac{g_{m6}(C_3 + C_4 + C_5) + g_{m3}(C_6 + C_7)}{(C_3 + C_4 + C_5)(C_6 + C_7)} S + \frac{g_{m3} g_{m6}}{(C_3 + C_4 + C_5)(C_6 + C_7)}} \right) \quad (3.43)$$

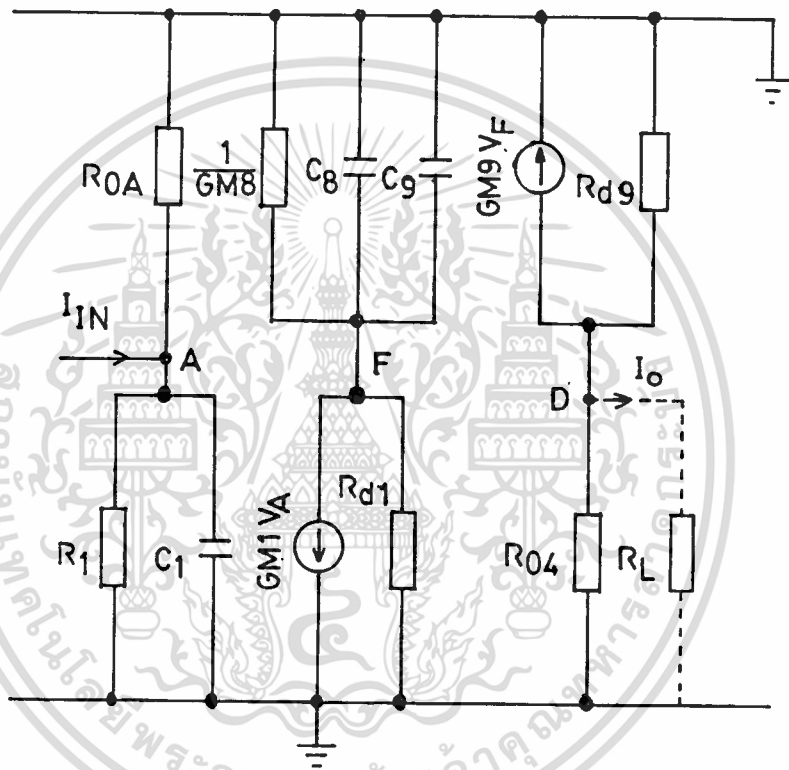
จากสมการ 3.42 และสมการ 3.43 เป็นลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ดังนั้นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) เป็นไปตามสมการ 3.44 และสมการ 3.45 ตามลำดับ

$$f_{3db} = \frac{g_{m3}}{2\pi(C_3 + C_4 + C_5)} \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายใน (Internal Use Only) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{3db} = \frac{W}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{g_{m3} g_{m6}}{(C_3+C_4+C_6)(C_6+C_7)} \right)^{1/2} \quad (3.45)$$

พิจารณาวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งส่วนที่สอง เนื่องจากมอสเฟต M1 และ M2 ทำงานสลับกัน ดังนั้นในการพิจารณาจึงใช้เพียงมอสเฟต M1 เท่านั้น สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.9



รูป 3.9 วงจรสมมูลส่วนที่สองของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง

จากรูป 3.9 พิจารณา Node ต่าง ๆ โดยใช้ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้

Node A

$$\left(\frac{1}{R_1} + sC_1 \right) V_A = I_{in} \quad (3.46)$$

Node F

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + g_{m8} + sC_B + sC_D \right) V_F = -g_{m1} V_A \quad (3.47)$$

Node D

$$\left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{1}{R_{d9}} \right) V_D = -g_{m9} V_F \quad (3.48)$$

$$V_D = I_o R_{LOAD} \quad (3.49)$$

จากสมการ 3.46 ถึงสมการ 3.49 สามารถหาค่า I_o ได้ ซึ่งมีค่าเป็น $\frac{I_o}{I_{in}}$

$$I_o = \frac{g_{m1} g_{m9} R_{d9}}{I_{in} (R_{d9} + R_{LOAD}) (C_B + C_D) C_1} \left(\frac{1}{s^2 + \frac{s(C_B + C_D + C_1 R_1 g_{m8})}{(C_B + C_D) C_1 R_1} + \frac{g_{m8}}{(C_B + C_D) C_1 R_1}} \right) \quad (3.50)$$

จากสมการ 3.50 เป็นลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ดังนั้นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) เป็นไปตามสมการ 3.51

$$f_{3db} = \frac{W}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{g_{m8}}{(C_B + C_D) C_1 R_1} \right)^{1/2} \quad (3.51)$$

การหาความถี่ปฏิบัติการของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง สามารถทำได้โดยการนำความถี่ตอบสนองของแต่ละส่วนมาเปรียบเทียบกัน (สมการ 3.44 , สมการ 3.45 , สมการ เอกสารนี้ 3.51) ดังนั้นความถี่ตอบสนองของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งเป็น ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{3db} = \frac{g_{m3}}{2\pi(C_3 + C_4 + C_5)} \quad (3.52)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าวงจรมีค่าของ g_m ใด ๆ เท่ากับ 1×10^{-4} A/V และ C ใด ๆ มีค่าเท่ากับ 5 pF จากสมการ 3.44 มีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.06 MHz จากสมการ 3.45 มีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.30 MHz จากสมการ 3.51 มีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 7.18 MHz เมื่อนำความถี่ตอบสนองทั้ง 3 สมการมาเปรียบเทียบกัน พบว่าความถี่ตอบสนองของ วงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งมีค่าเท่ากับ 1.06 MHz ตามสมการที่ 3.52

วงจรที่มีความถี่แบบที่สอง (รูปที่ 3.5) สามารถหาผลตอบสนองต่อความถี่ได้โดย แบ่งวงจรเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกประกอบด้วยมอสเฟต M5 ถึงมอสเฟต M9 และแหล่งจ่าย กระแสคงที่ I_1 ถึง I_3 ส่วนที่สองประกอบด้วยมอสเฟต M1 ถึง M4, มอสเฟต M10 กับมอสเฟต M11 , แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 และ I_5 วงจรส่วนแรกมีความถี่ตอบสนองเป็น

$$f_{3db} = \frac{g_{m5}}{2\pi(C_5 + C_6 + C_7)} \quad (3.53)$$

วงจรส่วนที่สองสามารถหาความถี่ตอบสนอง ได้โดย เขียนเป็นวงจรตัดเทียบดัง

รูปที่ 3.10

จากรูปที่ 3.10 พิจารณา Node ต่าง ๆ โดยใช้กฎของ KCL สร้างเป็นสมการได้

ดังนี้

Node B

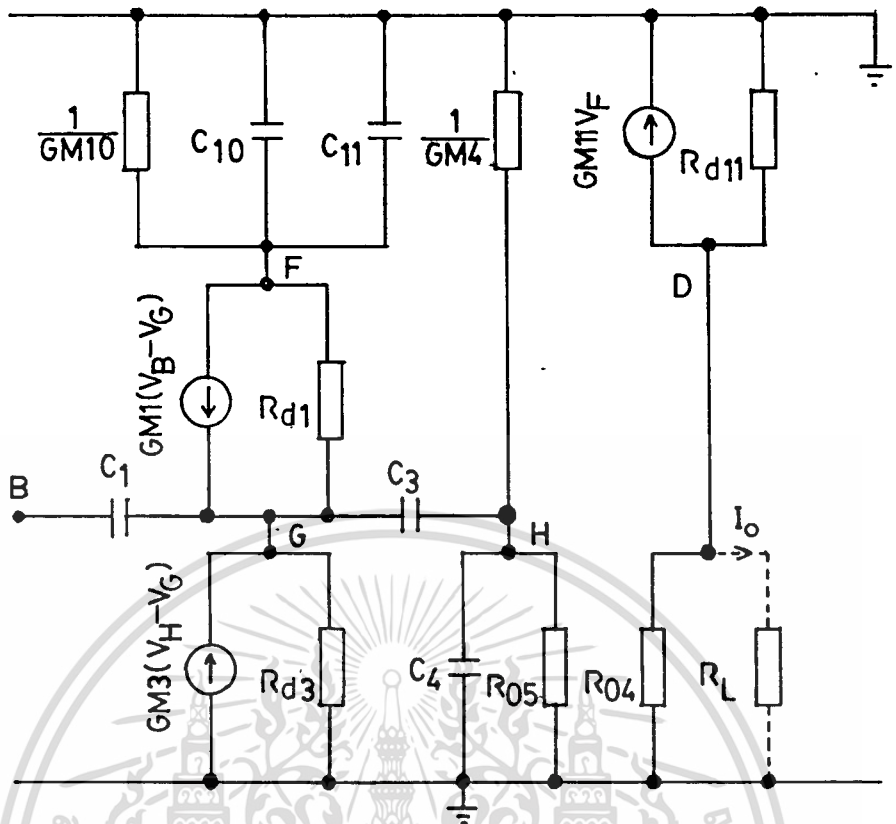
$$SC_1 V_B - SC_1 V_G = 0 \quad (3.54)$$

Node F

$$\left(\frac{1 + S(C_{10} + C_{11}) + g_{m10}}{R_{d1}} \right) V_F - \frac{V_G}{R_{d1}} = -g_{m1} (V_B - V_G) \quad (3.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรตัดเทียมนส่วนที่สองของวงจรทวิความถี่แบบที่สอง

Node G

$$\left(\frac{1}{R_{d3}} + \frac{1}{R_{d1}} + S(C_1 + C_3) \right) V_G - \frac{V_F}{R_{d1}} - SC_1 V_B - SC_3 V_H = g_{m1}(V_B - V_G) + g_{m3}(V_H - V_G) \quad (3.56)$$

Node H

$$(g_{m4} + S(C_3 + C_4)) V_H - SC_3 V_G = 0 \quad (3.57)$$

Node D

$$\left(\frac{1}{R_{d11}} + \frac{1}{R_{o4}} \right) V_D = -g_{m11} V_F \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำไว้สำหรับครูใช้เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 3.54 ถึงสมการ 3.58 สามารถหาค่า I_o ได้ซึ่งมีค่าเป็น $\frac{I_o}{V_B}$

$$\frac{I_o}{V_B} = \frac{R_{d11} g_{m11} g_{m3}}{R_{LOAD} g_{m10}} \left(\frac{1}{1 + S(C_{10} + C_{11})} \right) \quad (3.59)$$

g_{m10}

จากสมการ 3.59 เป็นลักษณะวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ดังนั้นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) คือ

$$f_{3db} = \frac{g_{m10}}{2\pi(C_{10} + C_{11})} \quad (3.60)$$

เมื่อนำความถี่คัทออฟทั้งสองส่วน (สมการ 3.53 และสมการ 3.60) มาเปรียบเทียบกันพบว่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมความถี่แบบที่สองเป็น

$$f_{3db} = \frac{g_{m5}}{2\pi(C_6 + C_8 + C_7)} \quad (3.61)$$

ตัวอย่างเช่น วงจรมีค่าของ g_m ใด ๆ เท่ากับ 1×10^{-4} A/V และ C ใด ๆ มีค่าเท่ากับ 5 pF จากสมการ 3.53 มีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.06 MHz จากสมการ 3.60 มีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.60 MHz เมื่อนำความถี่ตอบสนองของทั้งสองส่วนมาเปรียบเทียบกันพบว่าความถี่ตอบสนองของวงจรรวมความถี่แบบที่สองมีค่าเท่ากับ 1.06 MHz ตามสมการที่ 3.61

3.5.3 การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

วงจรรวมความถี่แบบที่หนึ่ง มอสเฟต M1 และมอสเฟต M2 จะทำงานสลับกัน (M1 - OFF M2 - ON หรือ M1 - ON, M2 - OFF) ดังนั้นช่วงกระแสปฏิบัติงานจึงพิจารณาจากมอสเฟต M1 กับมอสเฟต M8 และ ตัวต้านทาน R ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม หากมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DD} = V_{SG8} + V_{DS1} \quad (3.62)$$

มอสเฟต M1 ทำงานในสภาวะนำกระแสอิ่มตัว ดังนั้น

$$V_{GS1} - V_{T1} \leq V_{DS1} \quad (3.63)$$

จากสมการ 3.62 และสมการ 3.63 จะได้ว่า

$$V_{GS1} \leq V_{DD} - V_{SG8} + V_{T1} \quad (3.64)$$

เนื่องจาก $V_{SG8} = \sqrt{\frac{2LI_{D8}}{KW}} + V_{T8}$ และ $I_{D8} = I_{D1} = \frac{KW}{2L} (V_{GS1} - V_{T1})^2$

ดังนั้น

$$V_{GS1} \leq V_{DD} - V_{GS1} + 2V_{T1} - V_{T8} \quad (3.65)$$

แต่

$$V_{GS1} = (I_{in} + I_R)R \quad (3.66)$$

แทนสมการ 3.66 ลงในสมการ 3.65

$$I_{in} \leq \left[\frac{V_{DD} + 2V_{T1} - V_{T8}}{2R} \right] - I_R \quad (3.67)$$

สรุปได้ว่าช่วงกระแสปฏิบัติงานคือ

$$- \left[\frac{V_{DD} + 2V_{T1} - V_{T8}}{2R} \right] + I_R \leq I_{in} \leq \left[\frac{V_{DD} + 2V_{T1} - V_{T8}}{2R} \right] - I_R \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญต์ผ่านไปไซเบอร์ชนด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ $V_{DD} = 5$ โวลต์, $V_{T1} = V_{T8} = 1.5$ โวลต์,
 $I_R = 1.5$ มิลลิแอมป์ $R = 1 \text{ K}\Omega$ ช่วงกระแสปฏิบัติงานเป็น -1.75 มิลลิแอมป์ $\leq I_{in}$
 ≤ 1.75 มิลลิแอมป์

วงจรที่ความถี่แบบที่สอง ช่วงกระแสปฏิบัติงานพิจารณาจากมอสเฟต M1, M3,
 M4, M10 กับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_S และตัวต้านทาน R ดังสมการ

$$V_{DD} = V_{SG10} + V_{DS1} + V_{SG3} - V_{SG4} \quad (3.69)$$

มอสเฟต M1 ทำงานในสภาวะนำกระแสอิ่มตัวตั้งนั้น

$$V_{GS1} - V_{T1} \leq V_{DS1} \quad (3.70)$$

จากสมการ 3.69 และสมการ 3.70 จะได้ว่า

$$V_{GS1} \leq V_{DD} - V_{SG10} - V_{SG3} + V_{SG4} + V_{T1} \quad (3.71)$$

แต่

$$V_{SG10} = \sqrt{\frac{2L I_{D10}}{K'W}} + V_{T10}$$

$$V_{SG3} = \sqrt{\frac{2L I_{D3}}{K'W}} + V_{T3}$$

$$V_{SG4} = \sqrt{\frac{2L I_S}{K'W}} + V_{T4}$$

$$I_{D10} = I_{D1} = I_{D3} = \frac{K'W}{2L} (V_{GS1} - V_{T1})^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 3.71 และสมการ 3.72 จะได้

$$V_{GS1} \leq V_{DD} - 2V_{GS1} + 3V_{T1} - V_{T10} - V_{T3} + V_{T4} + \sqrt{\frac{2LI_5}{K'W}} \quad (3.73)$$

กำหนดให้ $V_{T10} = V_{T3} = V_{T4} = V_{TP}$ และ $V_{GS1} = I_{in} R$ ดังนั้น

$$I_{in} \leq \frac{V_{DD} + 3V_{T1} - V_{TP} + \sqrt{\frac{2LI_5}{KW}}}{3R} \quad (3.74)$$

ช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรวีความถี่แบบที่สองเป็น

$$\frac{-V_{DD} - 3V_{T1} + V_{TP} - \sqrt{\frac{2LI_5}{KW}}}{3R} \leq I_{in} \leq \frac{V_{DD} + 3V_{T1} - V_{TP} + \sqrt{\frac{2LI_5}{KW}}}{3R} \quad (3.75)$$

ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ $V_{DD} = 5$ โวลต์, $V_{T1} = V_{TP} = 1.5$ โวลต์
 $\frac{K'W}{2L} = 1 \times 10^{-3} \text{ A/V}$ $I_5 = 2.8$ มิลลิแอมป์, ตัวต้านทาน $R = 1 \text{ K}\Omega$ ช่วงกระแสปฏิบัติ

งานเป็น - 3.22 มิลลิแอมป์ $\leq I_{in} \leq 3.22$ มิลลิแอมป์

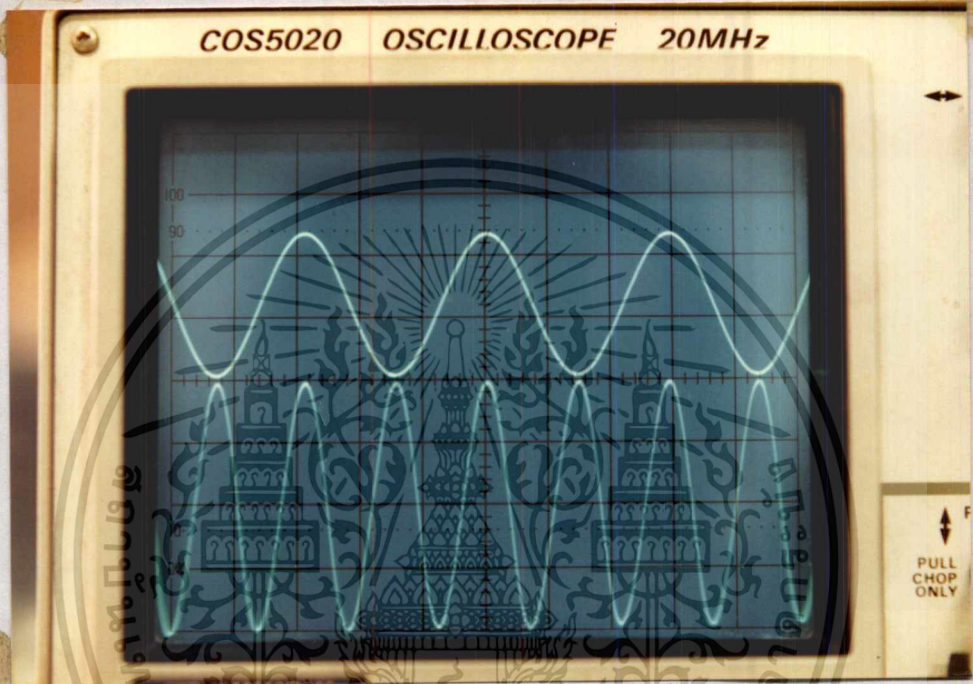
3.6 การทดลองและผลการทดลอง

3.6.1 วงจรวีความถี่แบบที่หนึ่ง

ได้ทำการทดลองสร้างวงจรวีความถี่ตามรูปที่ 3.4 โดยมอสเฟตที่เป็นเอ็น-มอส และพี-มอส นำมาจากมอสเฟตภายในไอซีเบอร์ MC 14007 ซึ่งภายในประกอบด้วยเอ็น-มอส และพี-มอส อย่างละ 3 ตัว มอสเฟต M3, M4, M5, มอสเฟต M6, M7, มอสเฟต M1, M2 และมอสเฟต M8, M9 ต้องมีความสมนงษ์กันมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ โดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ เป็นสัญญาณความถี่ไซน์ (Sine) 1 KHz
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของกระแส 0.5 mA_{p-p} ค่าความต้านทาน R_1, R_2, R_L เท่ากับ $1 \text{ K}\Omega$ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 เท่ากับ 2.6 mA แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 เท่ากับ 1 mA และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_3 เท่ากับ 4.2 mA แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 เท่ากับ $18 \mu\text{A}$ โดยที่แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 เป็นตัวกำจัดกระแสตีที่เกิเกิดขึ้นมาพร้อมกับสัญญาณความถี่สองเท่าผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.11



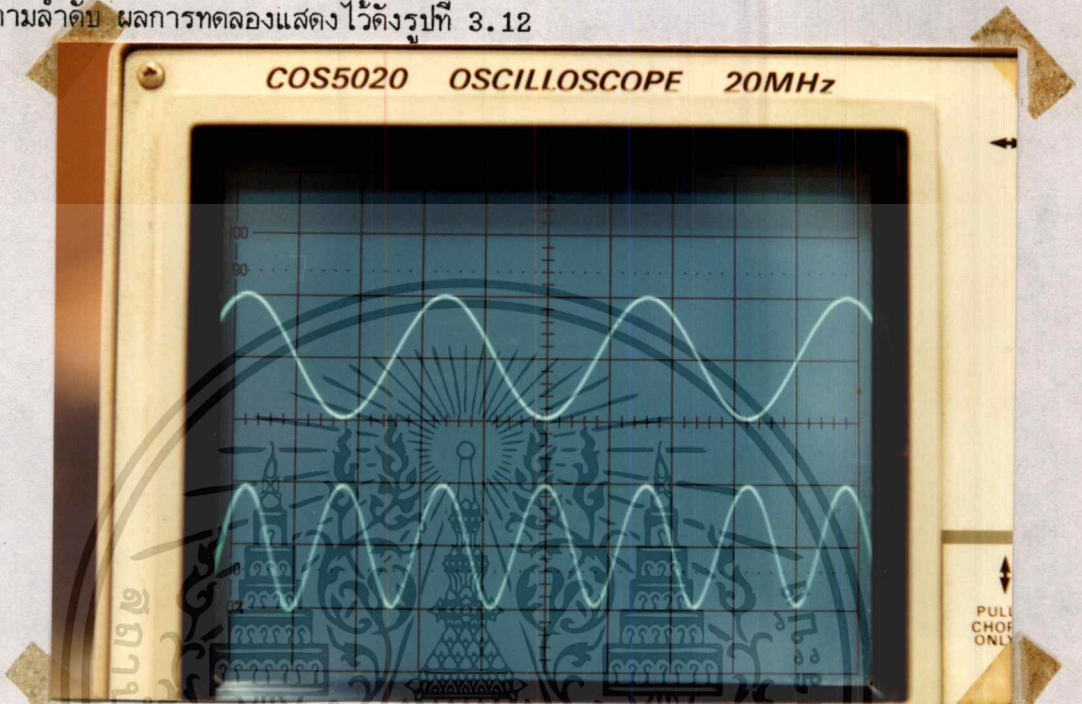
รูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรวีความถี่แบบที่หนึ่ง

จากรูปที่ 3.11 จะพบว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 1 KHz ขนาดของกระแส 0.5 mA_{p-p} จะได้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่ 2 KHz ขนาดของกระแส $80 \mu\text{A}_{p-p}$ และผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ที่ 2 KHz เท่ากับ 0.8% ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ประมาณ 500 KHz ช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบประมาณ $\pm 1.7 \text{ mA}$

3.6.2 วงจรวีความถี่แบบที่สอง

ได้ทดลองสร้างวงจรวีความถี่แบบที่สองตามรูปที่ 3.5 โดยมอสเฟตเอ็น-มอส และพี-มอส นำมาจากมอสเฟตภายในไอซี MC 14007 มอสเฟต M5, M6, M7 มอสเฟต M8, M9 มอสเฟต M1, M2 มอสเฟต M3, M4 และมอสเฟต M10, M11 ให้ต้องมีความสัมพันธ์กันมากที่สุดไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลอง โดยป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 1 KHz ขนาดของกระแส 0.5 mA_{P-P} ค่าความต้านทาน R_1, R_2, R_L เท่ากับ $1 \text{ K}\Omega$ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1, I_2, I_3 เท่ากับ 1 mA แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_4 และ I_5 เท่ากับ $10 \mu\text{A}$ และ 2.8 mA ตามลำดับ ผลการทดลองแสดงไว้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรความถี่แบบที่สอง

จากรูปที่ 3.12 จะพบว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 1 KHz ขนาดของกระแส 0.5 mA_{P-P} จะ ได้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่ 2 KHz ขนาดของกระแส $22 \mu\text{A}_{P-P}$ และผลจากการวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะ ได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.8 % ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ประมาณ 500 KHz ช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบจะได้ประมาณ $\pm 3.1 \text{ mA}$

3.7 ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice

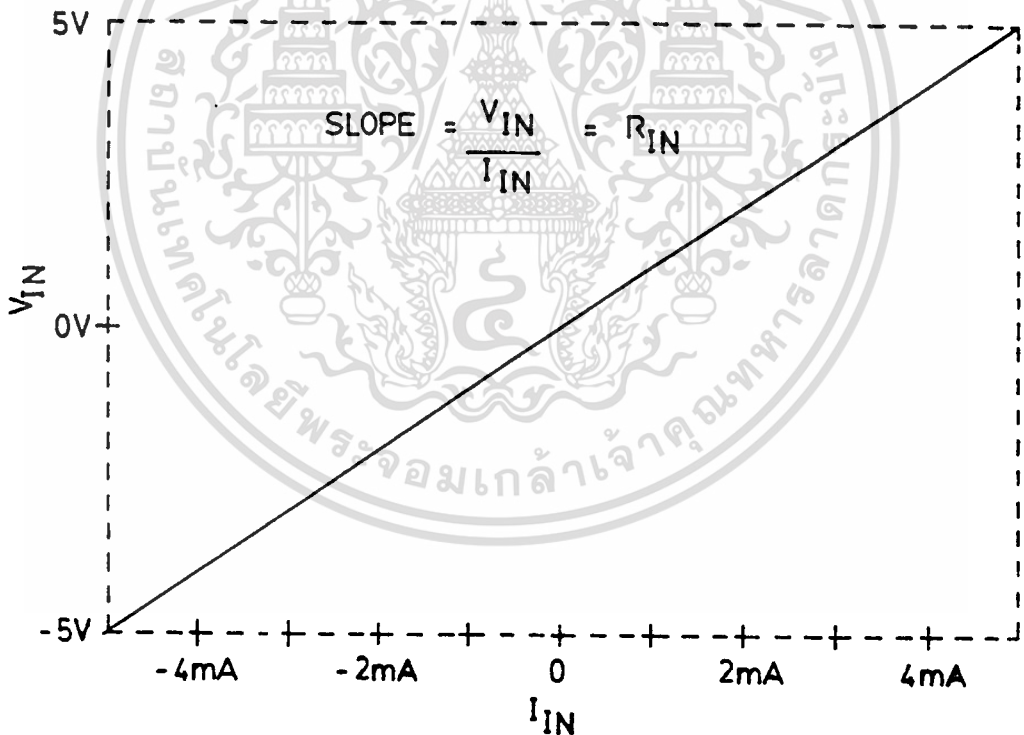
การทดสอบคุณสมบัติของวงจรอีกวิธีหนึ่ง กระทำได้โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice มาทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อวิเคราะห์หา อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) ความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response) ช่วงกระแสปฏิบัติงาน (Dynamic Range) และความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Distortion) เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณ และผลที่ได้จากการทดลอง ไม่ว่าจะวิธีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างวงจรจริง

3.7.1 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

การวิเคราะห์อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง และแบบที่สองทำได้โดยกำหนดรายละเอียดของจุดต่อ (Node) ต่าง ๆ ของวงจรในรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7 ลงในไฟล์ข้อมูลเพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice ดังโปรแกรมที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

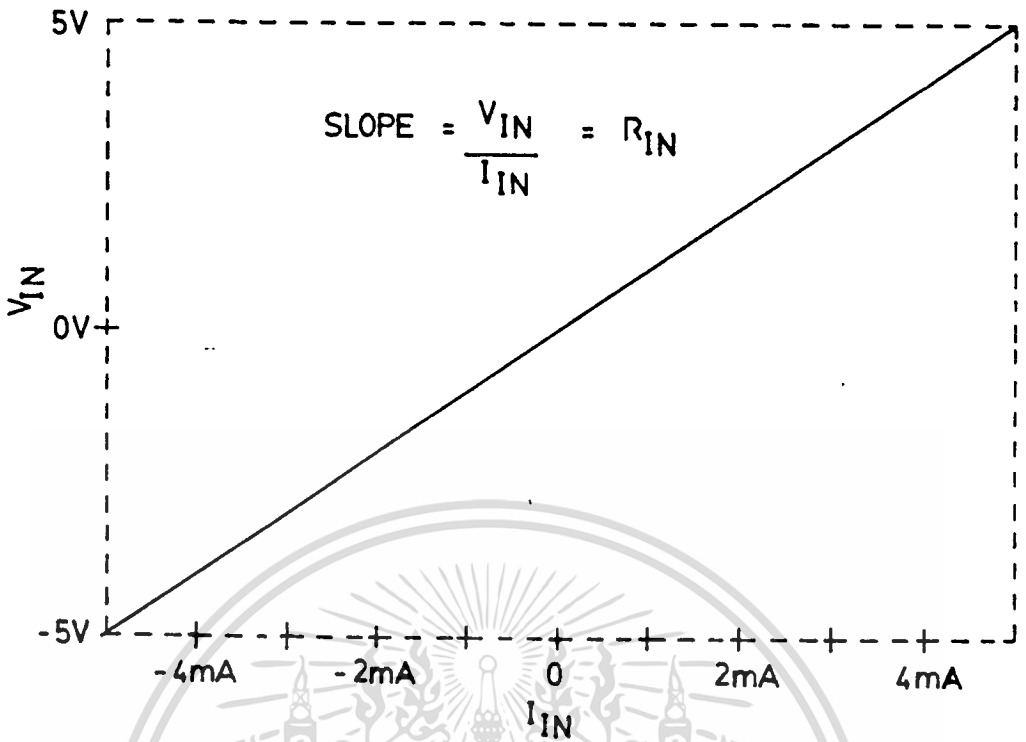
หลังจากการใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งแล้ว ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.13 พบว่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น $1\text{ K}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.24) ส่วนวงจรที่ความถี่แบบที่สอง ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.14 พบว่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น $1\text{ K}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.34)



รูปที่ 3.13 แสดงผลการวิเคราะห์หาอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งโดยใช้โปรแกรม PSpice

3.7.2 เอาท์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การวิเคราะห์หาเอาท์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งและแบบที่สองทำได้ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงผลการวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรทวีความถี่แบบที่สอง โดยใช้โปรแกรม PSpice

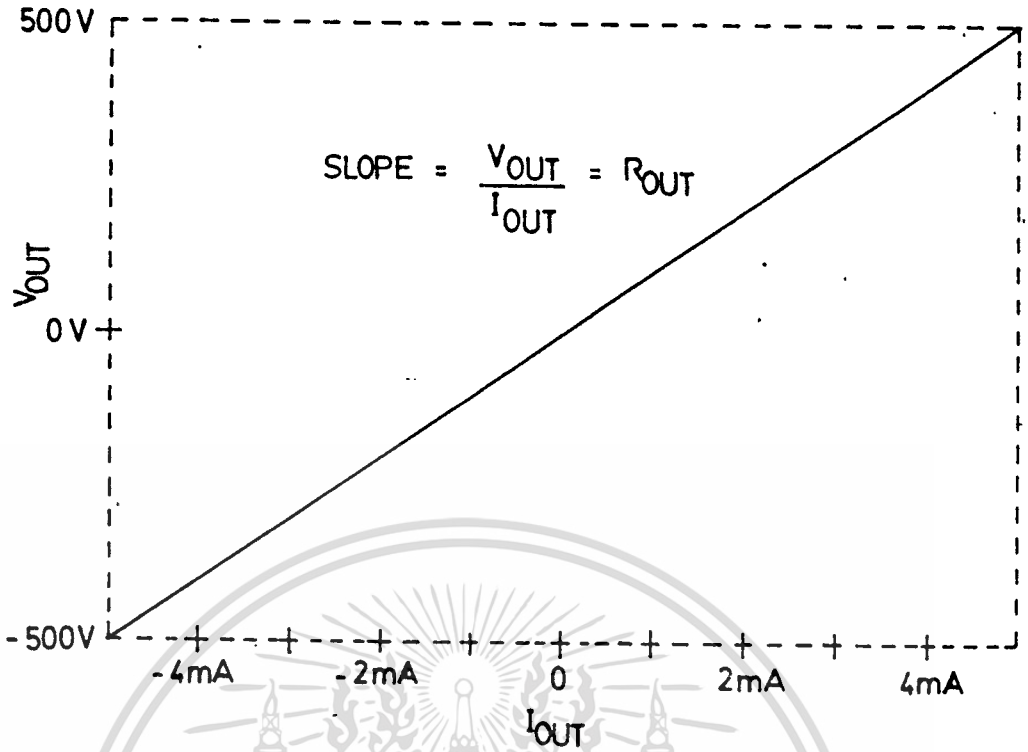
โดยกำหนดรายละเอียดของจุดต่อ (Node) ต่าง ๆ ของวงจร ในรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7 ลงในไฟล์ข้อมูลเพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice ดังโปรแกรมที่ 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ

หลังจากการใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งแล้ว ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.15 พบว่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น $100\text{ K}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.25) ส่วนวงจรทวีความถี่แบบที่สอง ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.16 พบว่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น $100\text{ K}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.35)

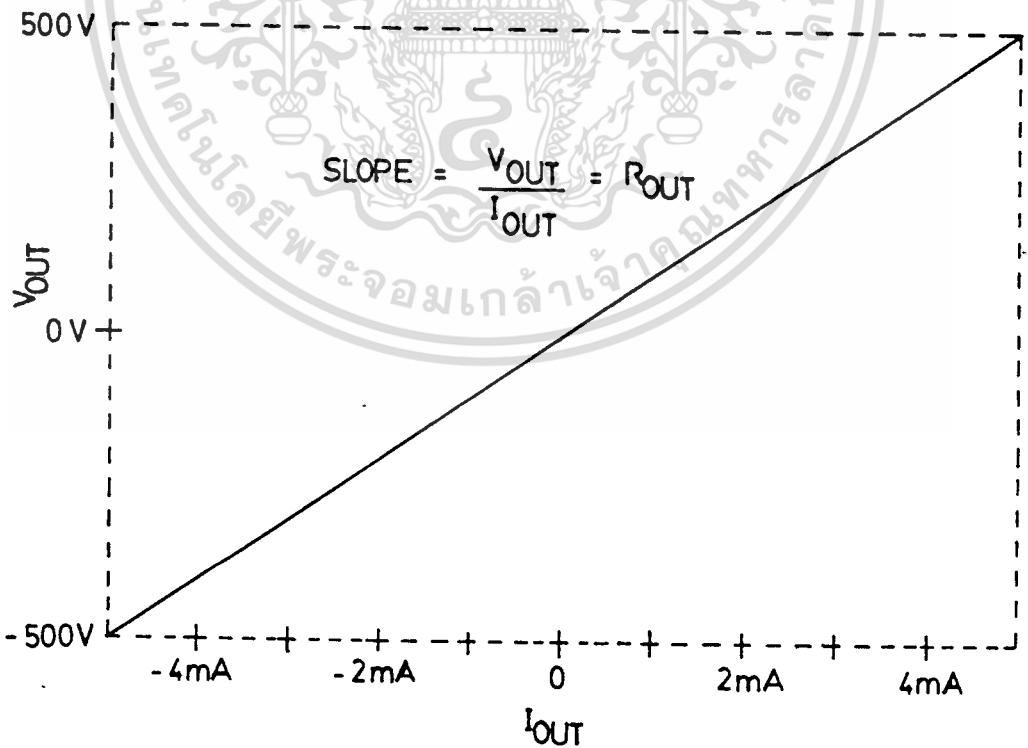
3.7.3 ความถี่ปฏิบัติงาน (Frequency Response)

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่งและแบบที่สองทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของจุดต่อต่าง ๆ ของวงจрдังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5 ในรูปของวงจรทดเทียม ดังแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ขอสงวนสิทธิ์ในประการต่าง ๆ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



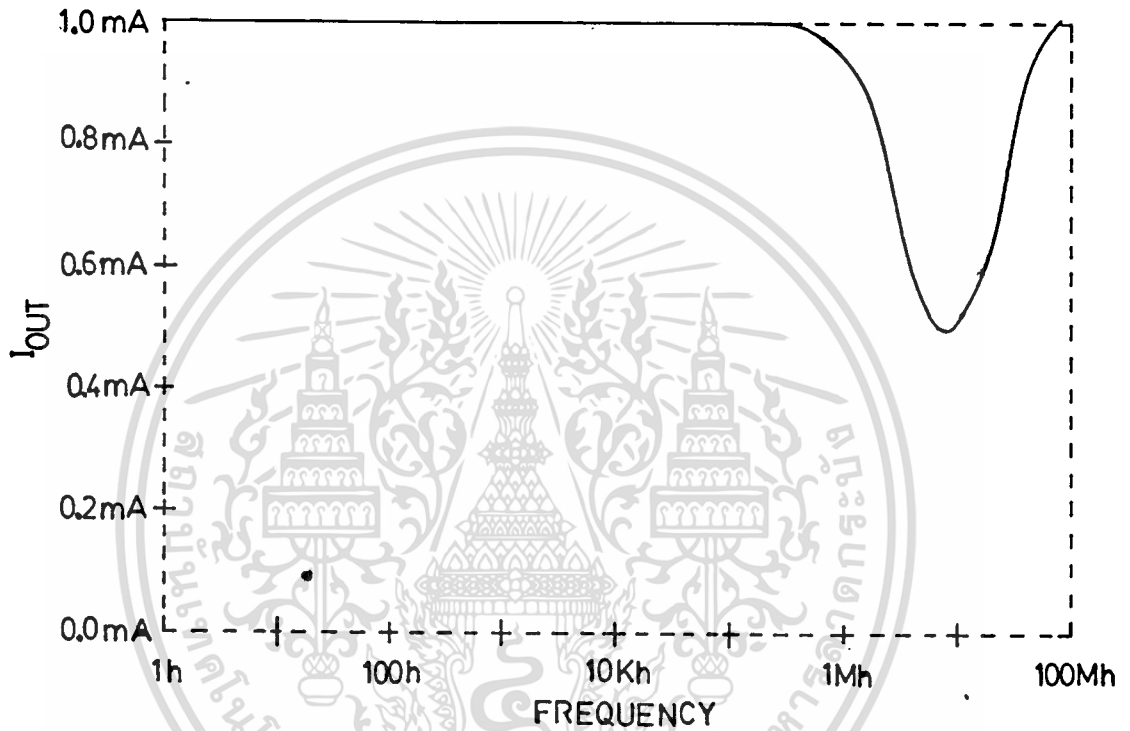
รูปที่ 3.15 แสดงผลการวิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่ง โดยใช้โปรแกรม PSpice



รูปที่ 3.16 แสดงผลการวิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง โดยใช้

โปรแกรม PSpice เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

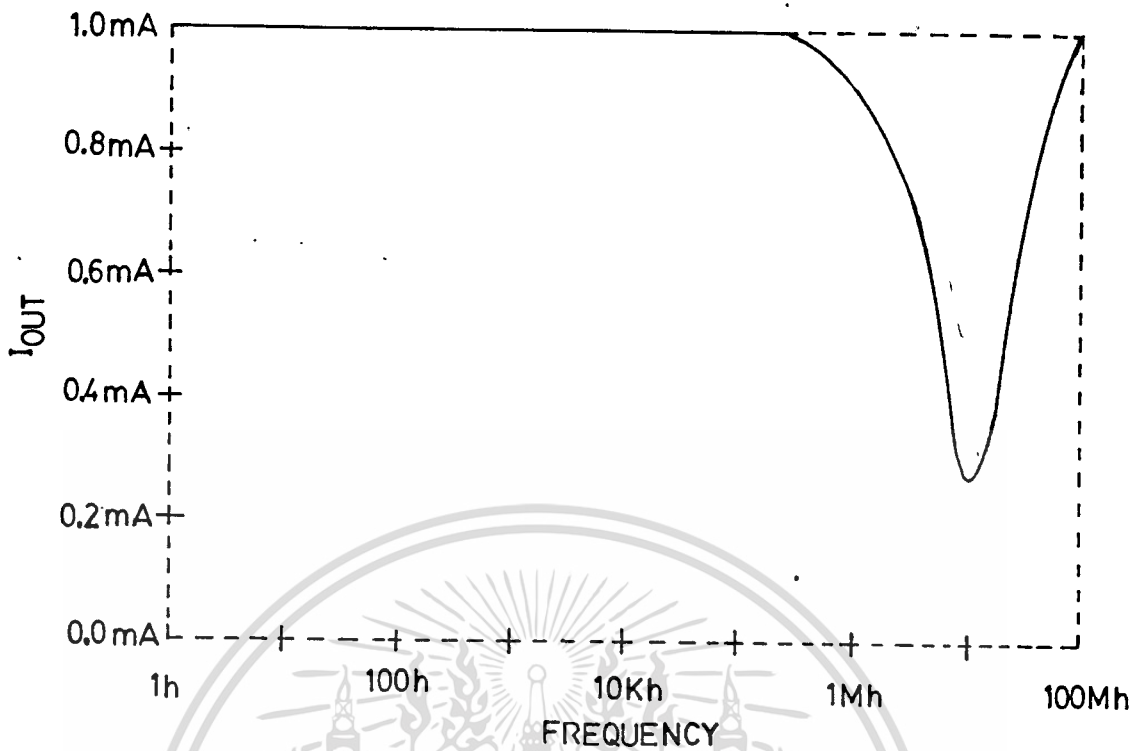
หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผล และเขียนแบบการทำงานของวงจรวีความถี่แบบที่หนึ่งแล้ว ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.17 พบว่าความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดเป็น 1.10 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.52) ส่วนวงจรวีความถี่แบบที่สอง ได้ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 3.18 พบว่าความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดเป็น 1.10 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียงกับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 3.61)



รูปที่ 3.17 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรวีความถี่แบบที่หนึ่ง โดยใช้โปรแกรม PSpice

3.7.4 ช่วงกระแสปฏิบัติงาน (Dynamic Range)

การวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดจุดต่อต่าง ๆ ของวงจรวีความถี่แบบที่หนึ่ง และแบบที่สอง ดังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5 ซึ่งจะได้ไฟล์ข้อมูลดังแสดงในโปรแกรม 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม PSpice โดยการป้อนกระแสอินพุต (I_{in}) ตั้งแต่ -5 มิลลิแอมป์ ถึง 5 มิลลิแอมป์ แล้วดูผลของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M9 จะเห็นว่าวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นไปตามคุณสมบัติของกฎกำลังสอง (Square Law Characteristic) และจะสังเกตเห็นว่าเมื่อค่าสัมบูรณ์ของกระแสอินพุต (I_{in}) มีค่าเพิ่มมากขึ้น เลยจุด ๆ หนึ่ง จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนไม่ว่าการณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



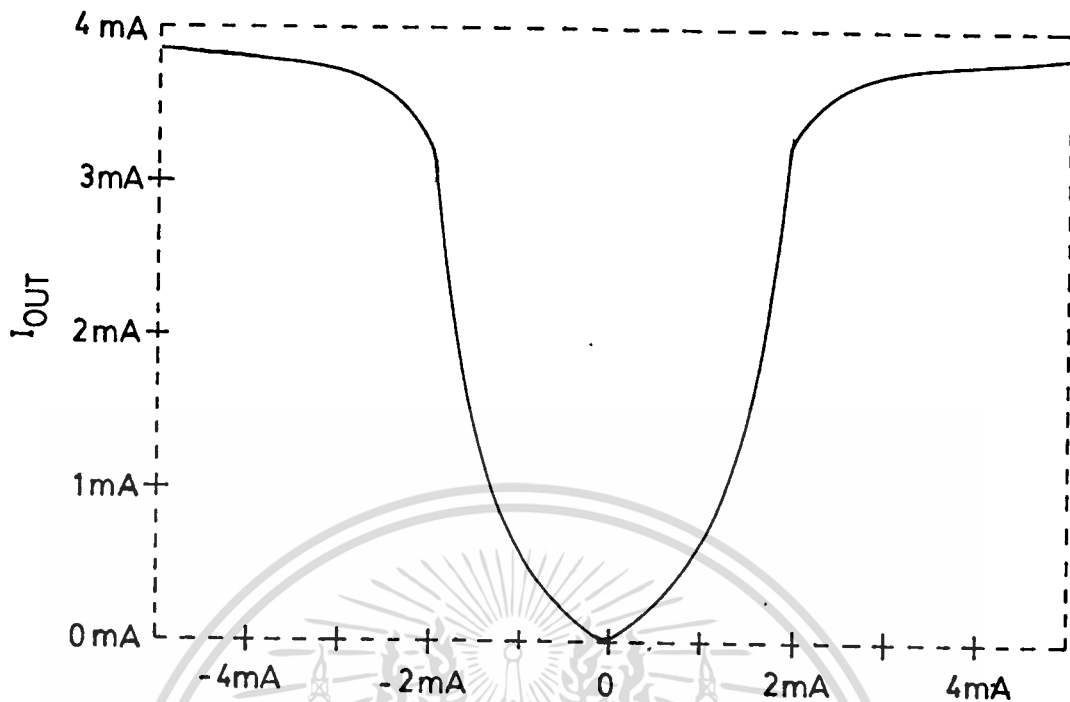
รูปที่ 3.18 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจรทวิความถี่แบบที่สอง โดยใช้โปรแกรม PSpice

มากขึ้น ดังนั้น กระแสปฏิบัติการของวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งมีช่วงปฏิบัติการตั้งแต่ -1.7 มิลลิแอมป์ ถึง 1.7 มิลลิแอมป์ ส่วนกระแสปฏิบัติการของวงจรทวิความถี่แบบที่สองมีช่วงปฏิบัติการตั้งแต่ -3.22 มิลลิแอมป์ ถึง 3.22 มิลลิแอมป์

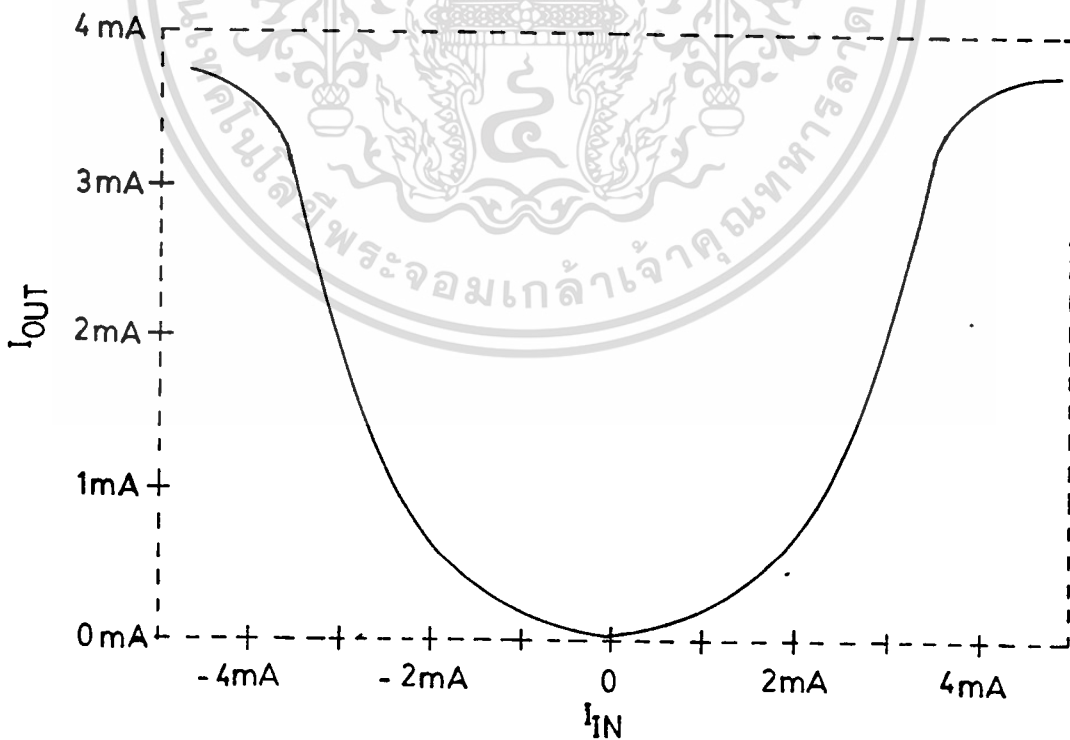
3.7.5 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ (Harmonic Distortion)

การวิเคราะห์หาความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่ง และแบบที่สอง โดยใช้โปรแกรม PSpice ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดของจุดต่อต่าง ๆ ดังแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตไซน์ความถี่ 1 KHz จะเห็นว่าเอาท์พุตได้ความถี่ 2 KHz ดังรูปที่ 3.22 และรูปที่ 3.26 และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.8% (รูปที่ 3.21) ส่วนความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรทวิความถี่แบบที่

เอกสารนี้เส่งที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม PSpice ได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



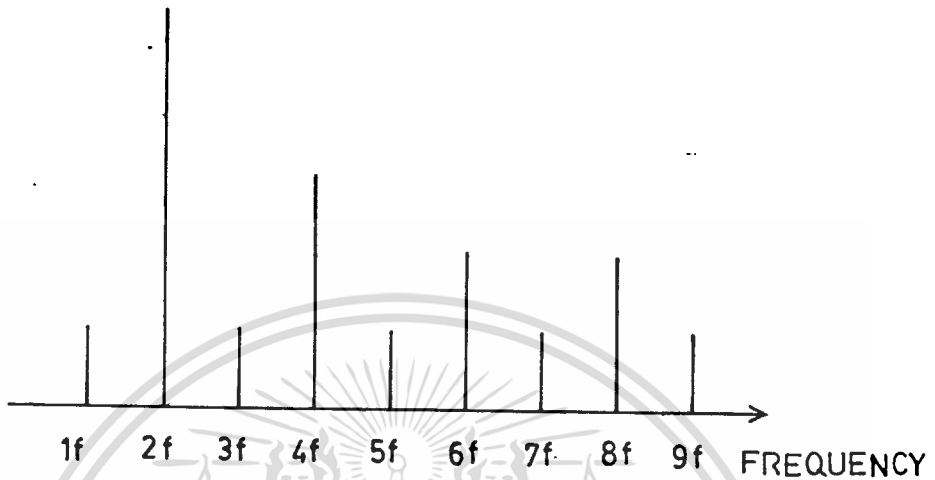
รูปที่ 3.19 แสดงผลการวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง โดยใช้โปรแกรม PSpice



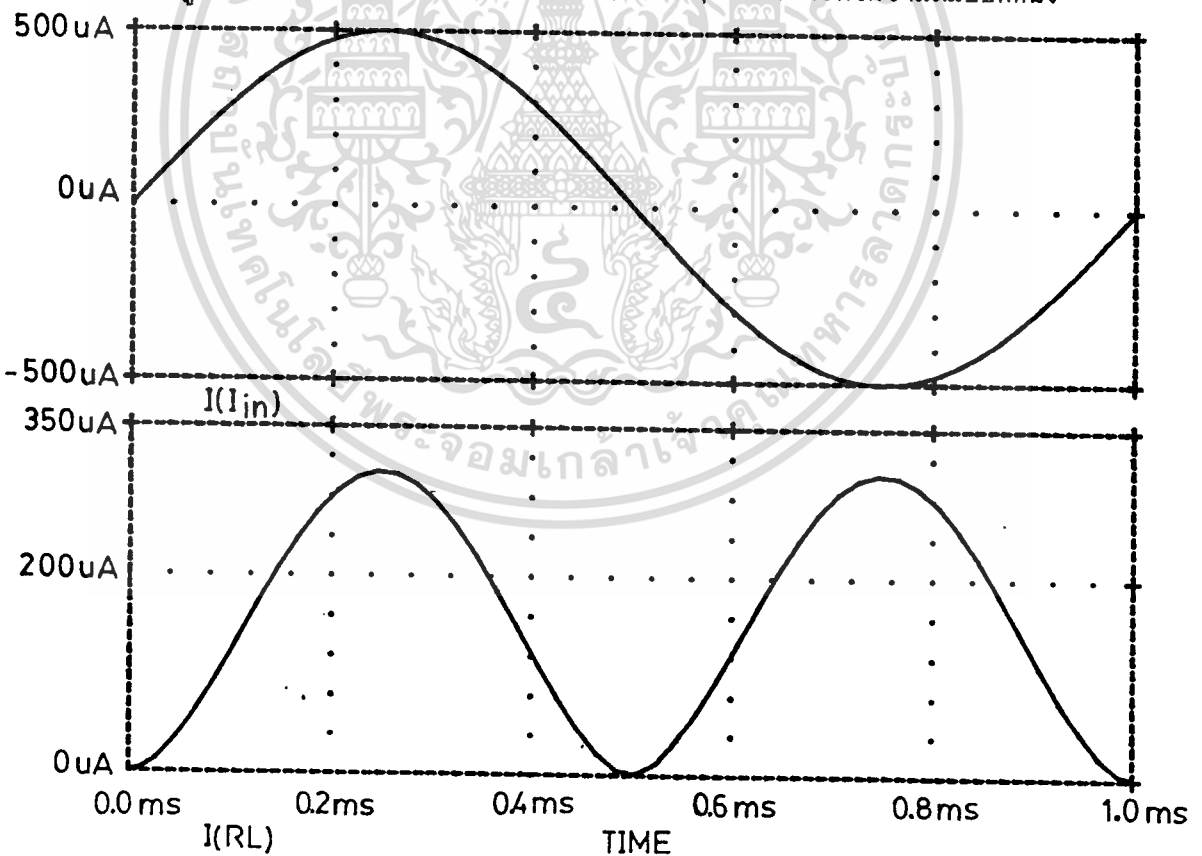
รูปที่ 3.20 แสดงผลการวิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่แบบที่สอง โดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งไปแก่ม PSpice เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ 4KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.8 % (รูปที่ 3.25) ถ้าให้ สัญญาณอินพุตไซน์ความถี่ 1 MHz แก้ววงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งและแบบที่สองจะพบว่าเอาต์พุตมี



รูปที่ 3.21 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรถ้าความถี่แบบที่หนึ่ง

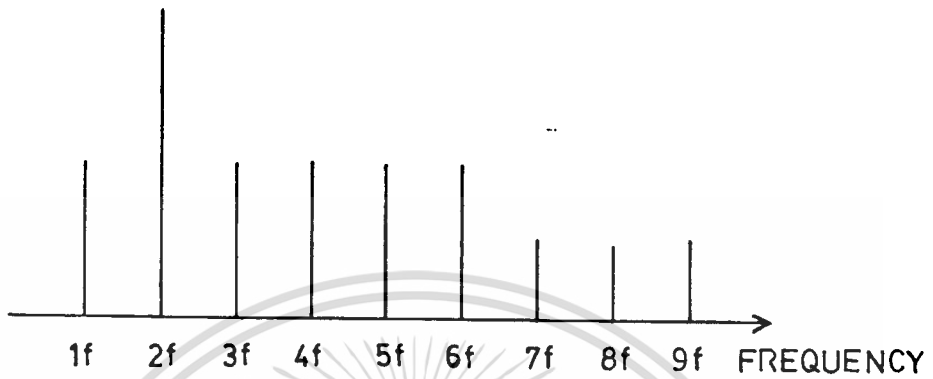


รูปที่ 3.22 แสดงผลการเลียนแบบวงจรถ้าความถี่แบบที่หนึ่ง โดยใช้โปรแกรม PSpice

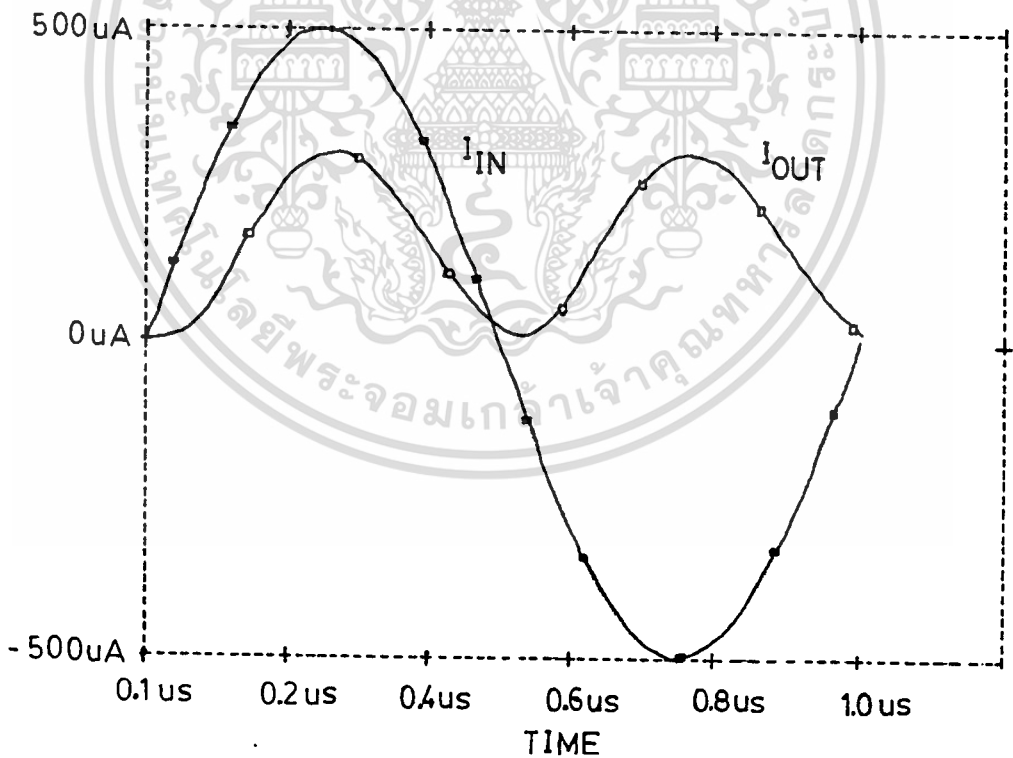
ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 $\mu\text{A}_{\text{P-P}}$ ที่ความถี่ 1 KHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 310 $\mu\text{A}_{\text{P-P}}$ ที่ความถี่ 2 KHz

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรถ่วงความถี่แบบที่หนึ่ง

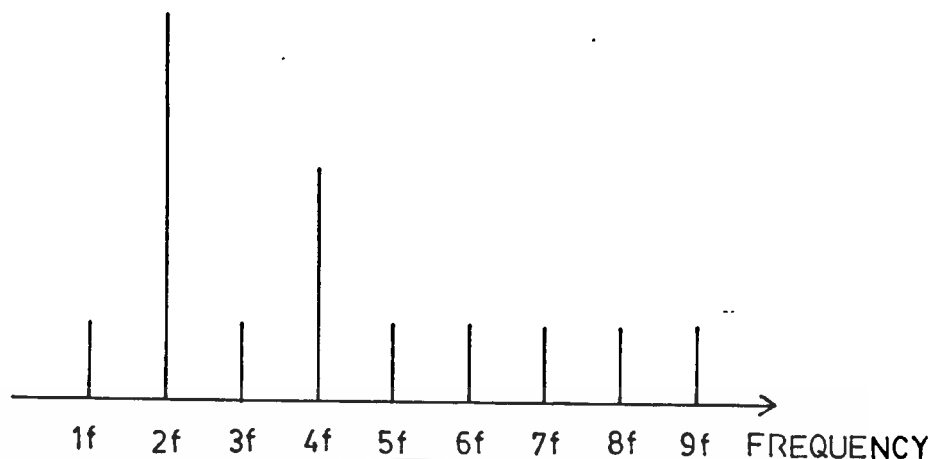


รูปที่ 3.24 แสดงผลการเลียนแบบวงจรถ่วงความถี่แบบที่หนึ่ง โดยใช้โปรแกรม PSpice

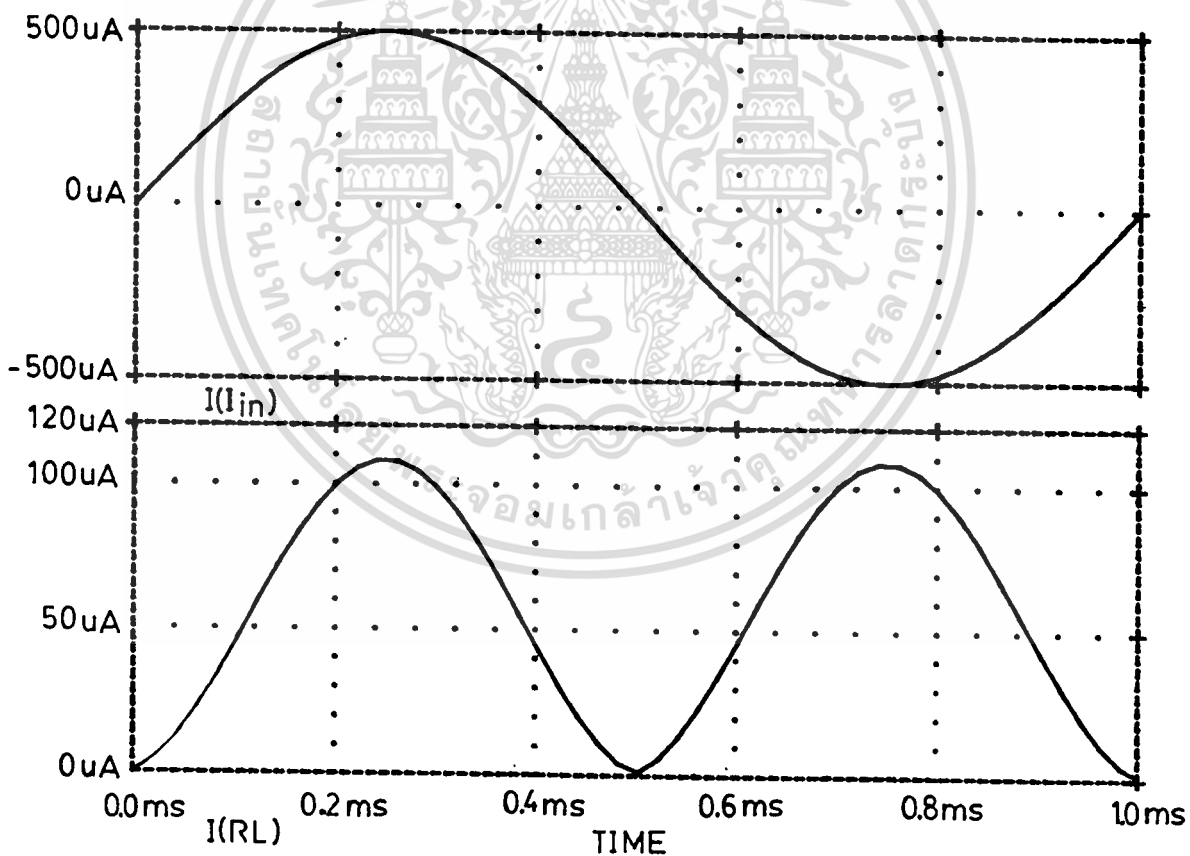
ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 μA_{P-P} ที่ความถี่ 1 MHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 280 μA_{P-P} ที่ความถี่ 2 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ห้ามเผยแพร่โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่แบบที่สอง

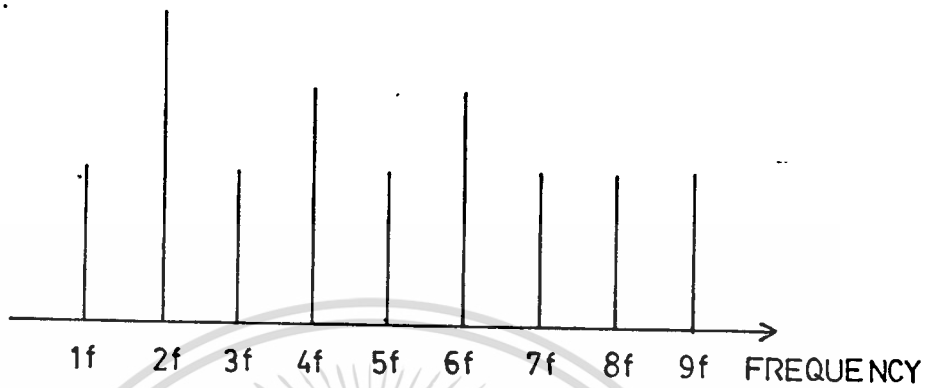


รูปที่ 3.26 แสดงผลการเลียนแบบวงจรที่ความถี่แบบที่สอง โดยใช้โปรแกรม PSpice

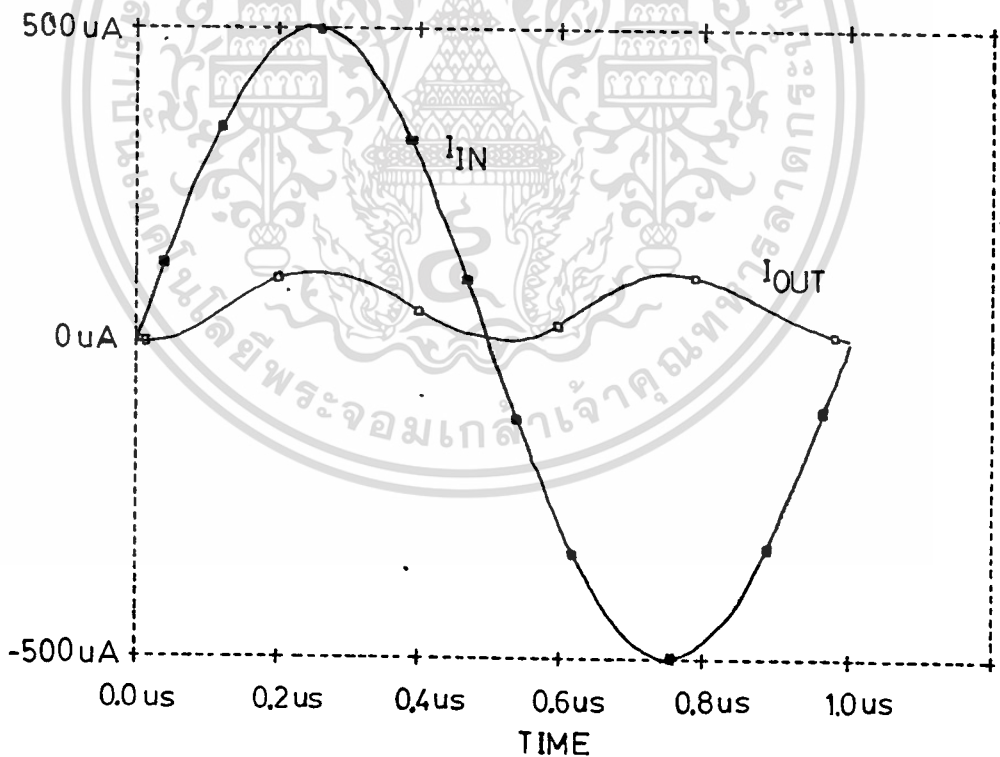
ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 μA_{p-p} ที่ความถี่ 1 KHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 110 μA_{p-p} ที่ความถี่ 2 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่โรงเรียนเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรวัดความถี่แบบที่สอง



รูปที่ 3.28 แสดงผลการเลียนแบบวงจรวัดความถี่แบบที่สอง โดยใช้โปรแกรม PSpice

ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด $500 \mu\text{A}_{p-p}$ ที่ความถี่ 1 MHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาท์พุตคลื่นไซน์ขนาด $100 \mu\text{A}_{p-p}$ ที่ความถี่ 2 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ 2 MHz แต่มีเฟสเบี่ยงเบน (Phase Shift) ดังรูปที่ 3.24 และรูปที่ 3.28 ตามลำดับ และมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 MHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 MHz ของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งและแบบที่สองสูงมาก (5.56 % , 7.11 %) ดังรูปที่ 3.23 และรูปที่ 3.27 ตามลำดับ

3.8 บทสรุป

วงจรที่มีความถี่ที่ได้นำเสนอทั้งสองแบบ ใช้หลักการของคุณสมบัติของมอสเฟตทรานซิสเตอร์มาใช้ในการออกแบบ และจากการทดสอบช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรที่ออกแบบทั้งสองวงจรทั้งทางทฤษฎี การทดลอง และการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice ต่างให้ผลใกล้เคียงกัน โดยความถี่ปฏิบัติงานของทั้งสองวงจรขึ้นอยู่กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ กับค่าของความจุไฟฟ้าสแตย์ของมอสเฟต (g_{m3} , C_3 , C_4 , C_5 ของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่ง และ g_{m5} , C_5 , C_6 , C_7 ของวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง) ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4wt เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2wt ของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งและแบบที่สองที่ได้จากการทดสอบ และวิเคราะห์ผลโดยโปรแกรม PSpice น้อยกว่า 1% ช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่งขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน (R) ถ้าค่าความต้านทานมีค่าน้อยจะทำให้ช่วงกระแสปฏิบัติงานมาก ส่วนช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจรที่มีความถี่แบบที่สองขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและค่าของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_E ถ้าแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_E มีค่ามากจะทำให้ช่วงกระแสปฏิบัติงานมากหรือค่าความต้านทานน้อยก็ทำให้ช่วงกระแสปฏิบัติงานมากเช่นกัน

INPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER 1

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.DC IIN -5E-3 5E-3 1E-3

IIN 0 1

RD1 5 0 100K

RD2 5 0 100K

RD3 1 0 100K

RD4 2 0 100K

RD5 3 0 100K

RD6 3 0 100K

RD7 4 0 100K

RD8 5 0 100K

RD9 6 0 100K

R1 4 0 1K

R2 2 0 1K

RL 6 0 1K

GM1 5 0 4 0 1E-3

GM2 5 0 2 0 1E-3

GM3 1 0 1 0 1E-3

GM4 2 0 1 0 1E-3

GM5 3 0 1 0 1E-3

GM6 3 0 3 0 1E-3

GM7 4 0 3 0 1E-3

GM8 5 0 5 0 1E-3

GM9 6 0 5 0 1E-3

RO1 1 0 10MEG

RO2 2 0 10MEG

RO3 0 4 10MEG

RO4 6 0 10MEG

.PROBE

.END

โปรแกรมที่ 3.1 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาอินพุตอิมพีแดนซ์

ของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

INPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER 2
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
.DC IIN -5E-3 5E-3 1E-3
IIN 0 1
RD1 5 7 100K
RD2 5 7 100K
RD3 7 0 100K
RD4 8 0 100K
RD5 1 0 100K
RD6 2 0 100K
RD7 3 0 100K
RD8 3 0 100K
RD9 4 0 100K
RD10 5 0 100K
RD11 6 0 100K
R1 2 0 1K
R2 4 0 1K
RL 6 0 1K
GM1 5 7 2 7 1E-3
GM2 5 7 4 7 1E-3
GM3 0 7 8 7 1E-3
GM4 8 0 8 0 1E-3
GM5 1 0 1 0 1E-3
GM6 2 0 1 0 1E-3
GM7 3 0 1 0 1E-3
GM8 3 0 3 0 1E-3
GM9 4 0 3 0 1E-3
GM10 5 0 5 0 1E-3
GM11 6 0 5 0 1E-3
RO1 1 0 10MEG
RO2 2 0 10MEG
RO3 0 4 10MEG
RO4 6 0 10MEG

```

R05 8 0 10MEG

.PROBE

.END



โปรแกรมที่ 3.2 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์

ของวงจรทวิความถี่แบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER 1

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.DC IOUT -5E-3 5E-3 1E-3

IOUT 0 6

RD1 5 0 100K

RD2 5 0 100K

RD3 1 0 100K

RD4 2 0 100K

RD5 3 0 100K

RD6 3 0 100K

RD7 4 0 100K

RD8 5 0 100K

RD9 6 0 100K

R1 4 0 1K

R2 2 0 1K

GM1 5 0 4 0 1E-3

GM2 5 0 2 0 1E-3

GM3 1 0 1 0 1E-3

GM4 2 0 1 0 1E-3

GM5 3 0 1 0 1E-3

GM6 3 0 3 0 1E-3

GM7 4 0 3 0 1E-3

GM8 5 0 5 0 1E-3

GM9 6 0 5 0 1E-3

RO1 1 0 10MEG

RO2 2 0 10MEG

RO3 0 4 10MEG

RO4 6 0 10MEG

.PROBE

.END

โปรแกรมที่ 3.3 แสดง โปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

ของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

OUTPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER 2
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
.DC IOUT -5E-3 5E-3 1E-3
IIN 0 6
RD1 5 7 100K
RD2 5 7 100K
RD3 7 0 100K
RD4 8 0 100K
RD5 1 0 100K
RD6 2 0 100K
RD7 3 0 100K
RD8 3 0 100K
RD9 4 0 100K
RD10 5 0 100K
RD11 6 0 100K
R1 2 0 1K
R2 4 0 1K
GM1 5 7 2 7 1E-3
GM2 5 7 4 7 1E-3
GM3 0 7 8 7 1E-3
GM4 8 0 8 0 1E-3
GM5 1 0 1 0 1E-3
GM6 2 0 1 0 1E-3
GM7 3 0 1 0 1E-3
GM8 3 0 3 0 1E-3
GM9 4 0 3 0 1E-3
GM10 5 0 5 0 1E-3
GM11 6 0 5 0 1E-3
RO1 1 0 10MEG
RO2 2 0 10MEG
RO3 0 4 10MEG

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R04 6 0 10MEG

R05 8 0 10MEG

.PROBE

.END



โปรแกรมที่ 3.4 แสดง โปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์

ของวงจรทวิความถี่แบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY RESPONSE FREQUENCY DOUBLER 1

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.AC DEC 10 1 100MEG

IIN 0 1 AC 1

RD1 5 0 100K

RD2 5 0 100K

RD3 1 0 100K

RD4 2 0 100K

RD5 3 0 100K

RD6 3 0 100K

RD7 4 0 100K

RD8 5 0 100K

RD9 6 0 100K

CGS1 2 0 5PF

CGS2 4 0 5PF

CGS3 1 0 5PF

CGS4 1 0 5PF

CGS5 1 0 5PF

CGS6 3 0 5PF

CGS7 3 0 5PF

CGS8 5 0 5PF

CGS9 5 0 5PF

R1 4 0 1K

R2 2 0 1K

RL 6 0 1K

GM1 5 0 4 0 1E-3

GM2 5 0 2 0 1E-3

GM3 1 0 1 0 1E-3

GM4 2 0 1 0 1E-3

GM5 3 0 1 0 1E-3

GM6 3 0 3 0 1E-3

GM7 4 0 3 0 1E-3

GM8 5 0 5 0 1E-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GM9 6 0 5 0 1E-3

RO1 1 0 10MEG

RO2 2 0 10MEG

RO3 0 4 10MEG

RO4 6 0 10MEG

. PROBE

. END



โปรแกรมที่ 3.5 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

ของวงจรที่มีความถี่แบบที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY RESPONSE FREQUENCY DOUBLER 2

```

.OPT OPTS LIMPTS = 15000
.AC DEC 10 1 100MEG
IIN 0 1 AC 1
RD1 5 7 100K
RD2 5 7 100K
RD3 7 0 100K
RD4 8 0 100K
RD5 1 0 100K
RD6 2 0 100K
RD7 3 0 100K
RD8 3 0 100K
RD9 4 0 100K
RD10 5 0 100K
RD11 6 0 100K
CGS1 2 7 5PF
CGS2 4 7 5PF
CGS3 8 7 5PF
CGS4 8 0 5PF
CGS5 1 0 5PF
CGS6 1 0 5PF
CGS7 1 0 5PF
CGS8 3 0 5PF
CGS9 3 0 5PF
CGS10 5 0 5PF
CGS11 5 0 5PF
R1 2 0 1K
R2 4 0 1K
RL 6 0 1K
GM1 5 7 2 7 1E-3
GM2 5 7 4 7 1E-3
GM3 0 7 8 7 1E-3
GM4 8 0 8 0 1E-3

```

| | | | | | |
|---------|---|---|-------|---|------|
| GM5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1E-3 |
| GM6 | 2 | 0 | 1 | 0 | 1E-3 |
| GM7 | 3 | 0 | 1 | 0 | 1E-3 |
| GM8 | 3 | 0 | 3 | 0 | 1E-3 |
| GM9 | 4 | 0 | 3 | 0 | 1E-3 |
| GM10 | 5 | 0 | 5 | 0 | 1E-3 |
| GM11 | 6 | 0 | 5 | 0 | 1E-3 |
| RO1 | 1 | 0 | 10MEG | | |
| RO2 | 2 | 0 | 10MEG | | |
| RO3 | 0 | 4 | 10MEG | | |
| RO4 | 6 | 0 | 10MEG | | |
| RO5 | 8 | 0 | 10MEG | | |
| . PROBE | | | | | |
| . END | | | | | |



โปรแกรมที่ 3.6 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

ของวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC RANGE FREQUENCY DOUBLER 1

```
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
```

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

```
IIN 0 1
```

```
VCC 101 0 DC +5
```

```
VEE 102 0 DC -5
```

```
R1 2 0 1K
```

```
R2 4 0 1K
```

```
RL 6 0 1K
```

```
M1 5 2 0 0 NM W=200U L=10U
```

```
M2 5 4 0 0 NM W=200U L=10U
```

```
M3 1 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M4 2 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M5 3 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M6 3 3 102 102 NM W=200U L=10U
```

```
M7 4 3 102 102 NM W=200U L=10U
```

```
M8 5 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M9 6 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
I1 1 102 2.6MA
```

```
I2 2 102 1MA
```

```
I3 101 4 4.2MA
```

```
I4 6 102 10UA
```

```
.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
```

```
.END
```

โปรแกรมที่ 3.7 แสดง โปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน

ของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในพิธีการทูลเกล้าฯ ถวาย ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC RANGE FREQUENCY DOUBLER 2

```
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
```

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

```
IIN 0 1
```

```
VCC 101 0 DC +5
```

```
VEE 102 0 DC -5
```

```
R1 2 0 1K
```

```
R2 4 0 1K
```

```
RL 6 0 1K
```

```
M1 5 2 7 7 NM W=200U L=10U
```

```
M2 5 4 7 7 NM W=200U L=10U
```

```
M3 102 8 7 7 PM W=200U L=10U
```

```
M4 8 8 0 0 PM W=200U L=10U
```

```
M5 1 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M6 2 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M7 3 1 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M8 3 3 102 102 NM W=200U L=10U
```

```
M9 4 3 102 102 NM W=200U L=10U
```

```
M10 5 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M11 6 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
I1 1 102 1MA
```

```
I2 2 102 1MA
```

```
I3 101 4 1MA
```

```
I4 6 102 10UA
```

```
I5 8 102 2.8MA
```

```
.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
.END

```



โปรแกรมที่ 3.8 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงกระแสปฏิบัติงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของวงจรวีความถี่แบบที่สอง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY DOUBLER 1

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.TRANS 1E-5 1E-3

.FOUR 1K V(6)

IIN 1 0 AC 1 SIN (0 0.5E-3 1K)

VCC 101 0 DC +5

VEE 102 0 DC -5

R1 2 0 1K

R2 4 0 1K

RL 6 0 1K

M1 5 2 0 0 NM W=200U L=10U

M2 5 4 0 0 NM W=200U L=10U

M3 1 1 101 101 PM W=200U L=10U

M4 2 1 101 101 PM W=200U L=10U

M5 3 1 101 101 PM W=200U L=10U

M6 3 3 102 102 NM W=200U L=10U

M7 4 3 102 102 NM W=200U L=10U

M8 5 5 101 101 PM W=200U L=10U

M9 6 5 101 101 PM W=200U L=10U

I1 1 102 2.6MA

I2 2 102 1MA

I3 101 4 4.2MA

I4 6 102 10UA

.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

.END

โปรแกรมที่ 3.9 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราว

ของวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY DOUBLER 2

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.TRANS 1E-5 1E-3

.FOUR 1K V(6)

IIN 1 0 AC 1 SIN (0 0.5E-3 1K)

VCC 101 0 DC + 5

VEE 102 0 DC -5

R1 2 0 1K

R2 4 0 1K

RL 6 0 1K

M1 5 2 7 7 NM W=200U L=10U

M2 5 4 7 7 NM W=200U L=10U

M3 102 8 7 7 PM W=200U L=10U

M4 8 8 0 0 PM W=200U L=10U

M5 1 1 101 101 PM W=200U L=10U

M6 2 1 101 101 PM W=200U L=10U

M7 3 1 101 101 PM W=200U L=10U

M8 3 3 102 102 NM W=200U L=10U

M9 4 3 102 102 NM W=200U L=10U

M10 5 5 101 101 PM W=200U L=10U

M11 6 5 101 101 PM W=200U L=10U

I1 1 102 1MA

I2 2 102 1MA

I3 101 4 1MA

I4 6 102 10UA

I5 8 102 2.8MA

.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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
.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
```

```
.END
```



โปรแกรมที่ 3.10 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราว

ของวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

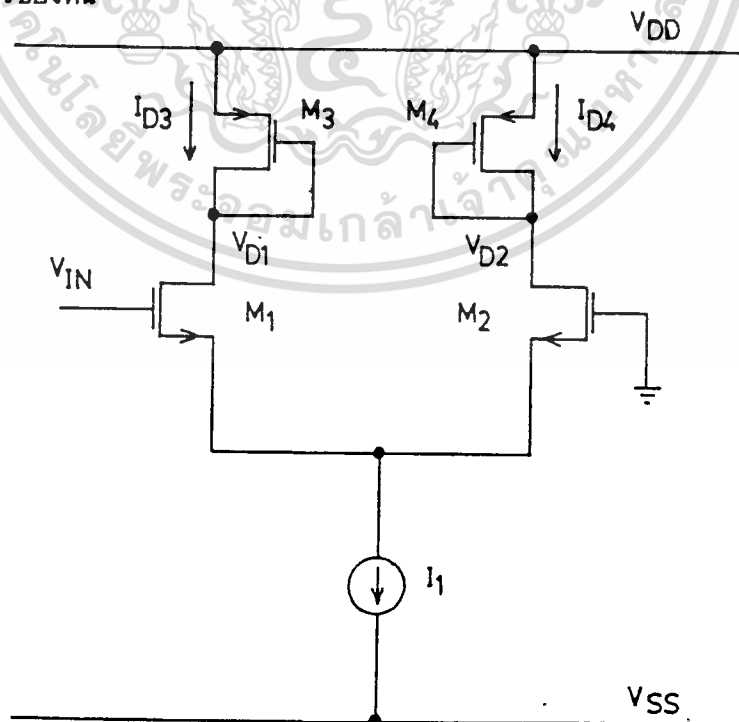
บทที่ 4

วงจรวีความถี่แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม

4.1 บทนำ

วงจรวีความถี่เป็นวงจรที่มีการนำมาประยุกต์ใช้งาน และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์อย่างกว้างขวาง วงจรวีความถี่ได้มีการนำเสนอมาแล้วหลายวิธีเช่น ออกแบบโดยใช้ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ [27] ออกแบบโดยใช้วงจรรานส์ลิเนียร์ลูปคู่เท่า ทั้งสองวิธีนี้มีข้อเสียที่ต้องใช้กระแสไบอัสค่าสูง ส่วนวงจรวีความถี่ที่ออกแบบด้วยออปแอมป์มีข้อเสียที่ใช้กับความถี่สูง ๆ ไม่ได้ เนื่องจากมีขีดจำกัดทางความถี่ของออปแอมป์ จุดประสงค์ของบทนี้เป็นการออกแบบวงจรวีความถี่ที่ใช้หลักการ คุณสมบัติกำลังสองของวงจรถิฟเฟอเรนเชียลที่ประกอบจากมอสเฟตทรานซิสเตอร์ หลักการนี้ใช้อุณหภูมิเป็นแอมป์เท่ากัน ไม่มีส่วนของอุณหภูมิเป็นพาสซีฟ หลักการนี้จึงเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ วงจรวีความถี่ที่ออกแบบประกอบด้วยมอสเฟตทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 8 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว ข้อดีของวงจรคือ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2KHz มีค่าต่ำ

4.2 หลักการเบื้องต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 4.1 หลักการเบื้องต้น นุญาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4.1 มอสเฟตทรานซิสเตอร์ $M1$, $M2$, $M3$, $M4$ ประกอบกันเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differential) แหล่งจ่ายกระแสที่ I_1 เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร ความต่างศักย์ V_{in} เป็นสัญญาณอินพุต ความต่างศักย์ V_{D1} และความต่างศักย์ V_{D2} เป็นดังนี้

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{SG3} \quad (4.1)$$

เนื่องจาก $V_{SG3} = \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\beta_3}} + V_{T3}$ โดยที่ $\beta = \frac{K'W}{L}$ ดังนั้น

สมการ 4.1 เป็น

$$V_{D1} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\beta_3}} - V_{T3} \quad (4.2)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$V_{D2} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D4}}{\beta_4}} - V_{T4} \quad (4.3)$$

เนื่องจาก

$$I_{D3} = \frac{I_1 + I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (4.4)$$

$$I_{D4} = \frac{I_1 - I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (4.5)$$

แทนสมการ 4.4 ในสมการ 4.2 ดังนั้น สมการ 4.2 กลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{T3} - \sqrt{\frac{2}{\beta_3} \left[\frac{I_1}{2} + \frac{I_1}{2} \left(\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right)^{1/2} \right]} \quad (4.6)$$

แทนสมการ 4.5 ในสมการ 4.3 ดังนั้น สมการ 4.3 กลายเป็น

$$V_{D2} = V_{DD} - V_{T4} - \sqrt{\frac{2}{\beta_4} \left[\frac{I_1}{2} - \frac{I_1}{2} \left(\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right)^{1/2} \right]} \quad (4.7)$$

กำหนดให้

$$Z = \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (4.8)$$

แทนสมการ 4.8 ในสมการ 4.6 และสมการ 4.7

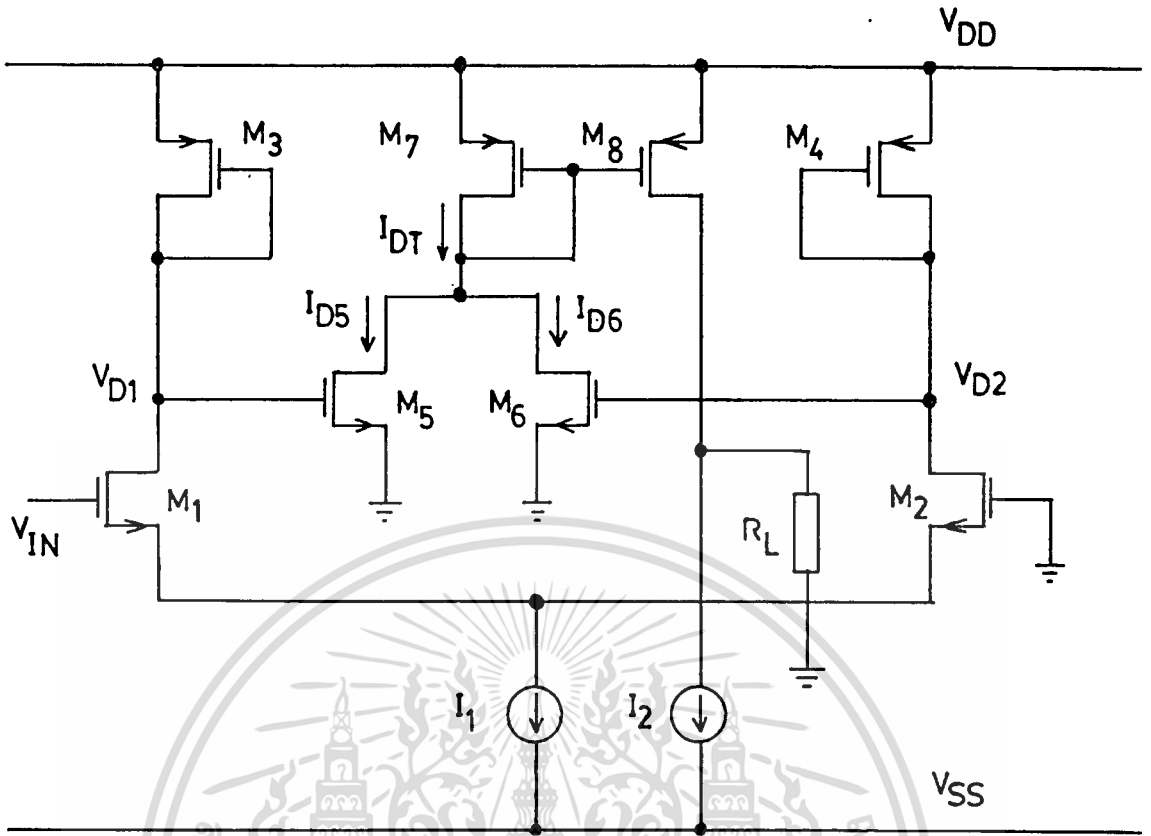
$$V_{D1} = V_{DD} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^{1/2})} \quad (4.9)$$

$$V_{D2} = V_{DD} - V_{T4} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 - Z^{1/2})} \quad (4.10)$$

4.3 วงจรทวีความถี่

ในรูปที่ 4.2 เป็นวงจรทวีความถี่ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต 8 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสที่ 2 ตัว มอสเฟต M1 ถึง M4 ประกอบเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล มอสเฟต M5 และ M6 ทำหน้าที่เป็นวงจรบวกสัญญาณ ที่ขาเดรนของมอสเฟต M1 และ M2 มอสเฟต M7 และ M8 ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแส แหล่งจ่ายกระแสที่ I_1 ทำหน้าที่ไบอัสให้กับวงจร แหล่ง

เอกสารนี้แจกจ่ายกระแสที่ I_2 ให้ปรับกระแสออฟเซตที่เอาท์พุทนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรทวิความถี่

จากสมการ 4.9 และสมการ 4.10 กระแส I_{D5} และกระแส I_{D6} เป็น

$$I_{D5} = \frac{\beta_5}{2} \left(V_{DD} - V_{T3} - V_{T5} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^{1/2})} \right)^2 \quad (4.11)$$

$$I_{D6} = \frac{\beta_6}{2} \left(V_{DD} - V_{T4} - V_{T6} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 - Z^{1/2})} \right)^2 \quad (4.12)$$

$$I_{DT} = I_{D5} + I_{D6} \quad (4.13)$$

จากสมการ 4.11 ถึง สมการ 4.13 และกำหนดให้ $V_{T3} = V_{T4} = V_{TP}$, $V_{T5} = V_{T6} = V_{TN}$, $\beta_5 = \beta_6 = \beta_n$ และ $\beta_3 = \beta_4 = \beta_p$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{DT} = \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN})^2 + \frac{\beta_N I_1}{\beta_P} - \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{1/2} \left((1+Z^{1/2})^{1/2} + (1-Z^{1/2})^{1/2} \right) \quad (4.14)$$

จากเทอม $(1 + Z^{1/2})^{1/2}$ และ $(1 - Z^{1/2})^{1/2}$ สามารถกระจายโดยอนุกรมกำลัง (Power Series) [28]

$$(1 + Z^{1/2})^{1/2} = 1 + \frac{1}{2} Z^{1/2} - \frac{1}{8} Z + \frac{1}{16} Z^{3/2} - \frac{5}{128} Z^2 + \dots \quad (4.15)$$

$$(1 - Z^{1/2})^{1/2} = 1 - \frac{1}{2} Z^{1/2} - \frac{1}{8} Z - \frac{1}{16} Z^{3/2} - \frac{5}{128} Z^2 - \dots \quad (4.16)$$

นำสมการ 4.15 บวกกับสมการ 4.16 ได้

$$(1 + Z^{1/2})^{1/2} + (1 - Z^{1/2})^{1/2} = 2 - \frac{1}{4} Z - \frac{5}{64} Z^2 - \frac{21}{512} Z^3 - \dots$$

เนื่องจากสัมประสิทธิ์ของเทอมที่ 3, 4, 5 ---- มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับเทอมที่ 1 และเทอมที่ 2 ดังนั้น

$$(1 + Z^{1/2})^{1/2} + (1 - Z^{1/2})^{1/2} = 2 - \frac{1}{4} Z \quad (4.17)$$

จากสมการ 4.8 สมการ 4.14 และสมการ 4.17 จะได้กระแสรวมเป็น

$$I_{DT} = A + B \left(\frac{\beta_N V_{1n}^2}{4I_1} - \frac{\beta_N^2 V_{1n}^4}{4I_1^2} \right) \quad (4.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่กำหนดให้

$$A = \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN})^2 + \frac{\beta_N I_1}{\beta_P} - 2\beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{1/2} \quad (4.19)$$

และ

$$B = \frac{\beta_N}{4} (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{1/2} \quad (4.20)$$

กระแส I_{DT} จะปรากฏเป็นกระแสเดรนของมอสเฟต M8 โดยผ่านวงจรถ่วงกระแสลบ ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต M7 และ M8

กำหนดให้สัญญาณอินพุต $V_{IN} = V_m \sin \omega t$ ดังนั้น

$$I_{De} = A + B \left\{ \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} - \frac{3\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} + \left(\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} \right) \cos 2\omega t - \frac{\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \cos 4\omega t \right\} \quad (4.21)$$

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

ซึ่งเป็นกระแสออฟเซตที่เกิดขึ้นดังนั้นกระแส I_{out} จึงมีค่าเท่ากับ

$$I_{out} = B \left\{ \left(\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} \right) \cos 2\omega t - \frac{\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \cos 4\omega t \right\} \quad (4.22)$$

4.4 การวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรถ่วงทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรถ่วงทฤษฎี เพื่อพิจารณาอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) ความถี่ปฏิบัติการ (Frequency Response) ช่วงคิกดาปฏิบัติการ (Dynamic Range) และความผิดเพี้ยนทางฮาร์

โมนิกส์ (Harmonic Distortion) ศึกษาดังนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1 การวิเคราะห์ทำอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์

อินพุทของวงจรที่ความถี่ที่ออกแบบคือ ขาเกทของมอสเฟต M1 พิจารณาโครงสร้างของมอสเฟตจะได้ว่า ที่ขาเกทมีชั้นของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) กั้นอยู่ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขาเกทได้ ดังนั้นความต้านทานที่อินพุทของวงจรมีค่าสูงมาก [29]

$$r_{in} = 10^{15} \quad (4.23)$$

เอาต์พุทอิมพีแดนซ์วงจรที่ความถี่ มีค่าเท่ากับความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 ขนานกับความต้านทานระหว่างเดรนกับซอสของมอสเฟต M8 ดังนั้นเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{r_{o2} R_{ds}}{r_{o2} + R_{ds}} \approx R_{ds} \quad (4.24)$$

4.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการ

การวิเคราะห์หาค่าความถี่ปฏิบัติการ สามารถทำได้ โดยการเขียนวงจรเทียบวงจรที่ความถี่ ซึ่งมีความจุไฟฟ้าสแตยระหว่าง เกทและซอสของมอสเฟตตัวใด ๆ ประกอบอยู่ด้วย ดังรูปที่ 4.3

จากรูปที่ 4.3 พิจารณา Node ต่าง ๆ โดยใช้ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้

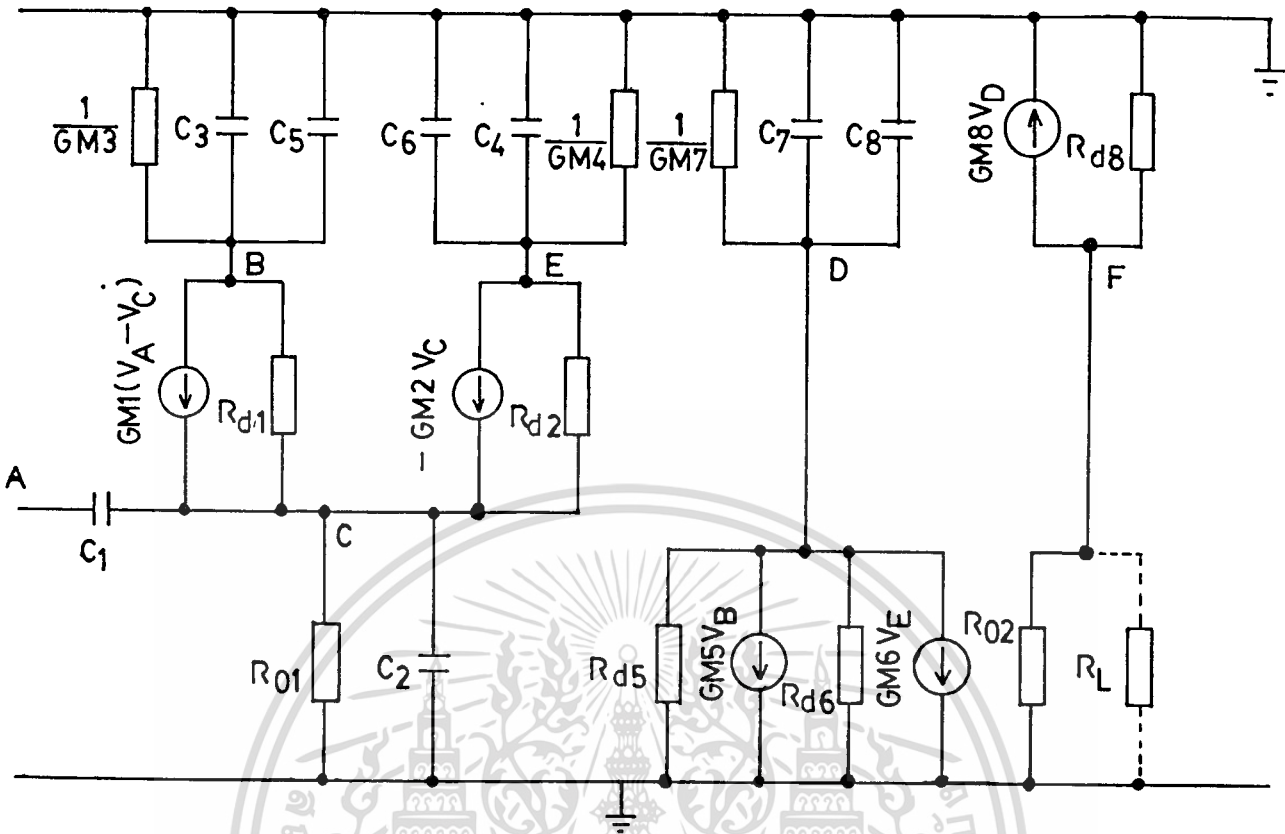
Node A

$$SC_1 V_A - SC_1 V_C = 0 \quad (4.25)$$

Node B

$$\left(g_{m3} + S(C_3 + C_5) + \frac{1}{R_{d1}} \right) V_B - \left(\frac{1}{R_{d1}} \right) V_C = -g_{m1} (V_A - V_C) \quad (4.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 วงจรที่ดัดแปลงวงจรทวิความถี่

Node C

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{r_{o1}} + S(C_2 + C_1) \right) V_C - SC_1 V_A - \left(\frac{1}{R_{d1}} \right) V_B - \left(\frac{1}{R_{d2}} \right) V_E = g_{m1} (V_A - V_C) - g_{m2} V_C \quad (4.27)$$

Node D

$$\left(g_{m7} + S(C_7 + C_8) + \frac{1}{R_{d5}} + \frac{1}{R_{d6}} \right) V_D = -g_{m5} V_B - g_{m6} V_E \quad (4.28)$$

Node E

$$\left(g_{m4} + S(C_6 + C_4) + \frac{1}{R_{d2}} \right) V_E - \left(\frac{1}{R_{d2}} \right) V_C = g_{m2} V_C \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าพระยา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node F

$$\left(\frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{R_{ds}} \right) V_F = -g_{m8} V_D \quad (4.30)$$

จากสมการ 4.25 ถึงสมการ 4.30 สามารถหาค่า I_o ได้ซึ่งมีค่าเป็น $\frac{I_o}{V_A}$

$$\frac{I_o}{V_A} = \frac{R_{ds} (g_{m5} + g_{m6} g_{m2})}{R_{LOAD} R_{d1} g_{m3} g_{m4} \left(\frac{1 + S(C_3 + C_5)}{g_{m3}} \right) \left(\frac{1 + S(C_6 + C_4)}{g_{m4}} \right) \left(\frac{1 + S(C_7 + C_8)}{g_{m7}} \right)} \quad (4.31)$$

จากสมการ 4.31 เป็นลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
ดังนั้นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) เป็นไปตามสมการ 4.32

$$f_{3db} = \frac{g_{m7}}{2\pi (C_7 + C_8)} \quad (4.32)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าวงจรมีค่าของ g_m ใด ๆ เท่ากับ 1×10^{-4} A/V และ C ใด ๆ
มีค่าเท่ากับ 5 pF จากสมการ 4.32 วงจรมีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.59 MHz

4.4.3 การวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานของวงจรดังรูปที่ 4.2 พิจารณาที่มอสเฟต M1 และ M2 ต้องทำงานในสภาวะอิ่มตัว (Saturation Region) เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตเป็นสมการของคุณสมบัติกำลังสอง จากรูปที่ 4.2 สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{IN} = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (4.33)$$

เนื่องจาก V_{GS} ของมอสเฟตตัวใด ๆ ที่ทำงานในสภาวะอิ่มตัวมีค่าเป็น
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_T \quad (4.34)$$

แทนสมการ 4.34 ในสมการ 4.33 ได้เป็น

$$V_{IN} = \left[\frac{2I_{D1}}{\beta_1} \right]^{1/2} - \left[\frac{2I_{D2}}{\beta_2} \right]^{1/2} \quad (4.35)$$

และสามารถพิจารณาได้อีกว่า

$$I_1 = I_{D1} + I_{D2} \quad (4.36)$$

นำสมการ 4.36 แทนสมการ 4.35 และกำหนดให้ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ สามารถหาค่ากระแส I_{D1} และ I_{D2} ได้ดังนี้

$$I_{D1} = \frac{I_1 + I_1}{2} \left[\frac{\beta V_{IN}^2}{I_1} - \frac{\beta^2 V_{IN}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (4.37)$$

$$I_{D2} = \frac{I_1 - I_1}{2} \left[\frac{\beta V_{IN}^2}{I_1} - \frac{\beta^2 V_{IN}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2}$$

จากสมการ 4.37 จะพบว่าช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงานของวงจรที่มีความถี่มีค่าเป็น

$$|V_{in}| \leq 2 \left[\frac{I_1}{\beta} \right]^{1/2} \quad (4.38)$$

ตัวอย่างเช่น กำหนดให้กระแส I_1 มีค่าเป็น 450 ไมโครแอมป์ $\beta = 2 \times 10^{-3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้สำหรับวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 A/V^2 ช่วงกระแสปฏิบัติงานเป็น -0.94 โวลต์ $\leq V_{in} \leq 0.94$ โวลต์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.4 การวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ [30]

จากสมการ 4.22 จะพบว่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ขององค์ประกอบความถี่ 4 wt เทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 wt มีค่าเป็น

$$HD = \frac{-\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \quad (4.39)$$

$$\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1}$$

จากสมการ 4.39 พบว่าวงจรที่มีความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ต่ำ เมื่ออินพุตมีค่าน้อย ๆ (น้อยกว่า 1 โวลต์)

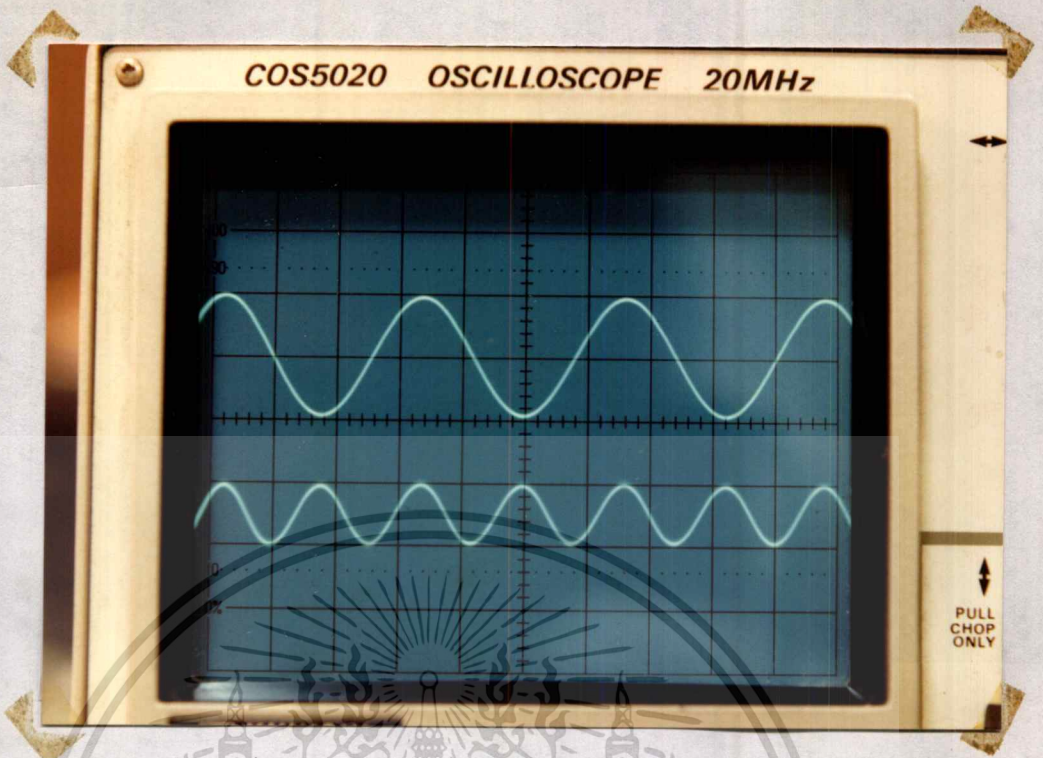
4.5 การทดลองและผลการทดลอง

ได้ทดลองสร้างวงจรที่มีความถี่ตามรูปที่ 4.2 โดยใช้ไอซีเบอร์ MC14007 ซึ่งภายในตัวไอซีประกอบด้วย เอ็น - มอส และ พี - มอส อย่างละ 3 ตัว จากการทดลองป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ไซน์ (Sine) 1 KHz ให้กระแส I_1 มีค่าเป็น 450 μA ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 1 K Ω กระแส I_2 มีค่าเท่ากับ 2.5 mA โดยที่กระแส I_2 เป็นตัวกำจัดการแอสอเฟเซตที่เกิดขึ้นมาพร้อมสัญญาณความถี่สองเท่า ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.4

จากรูปที่ 4.4 พบว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ไซน์ 1 KHz ขนาดของคิกดาเท่ากับ 500 mV_{P-P} จะได้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่ 2 KHz ขนาดของคิกดาเท่ากับ 80 mV_{P-P} และผลการทดลองวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.56 % ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบได้ 500 KHz ช่วงคิกดาปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบได้ $\pm 1 V$

4.6 ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้รับจากการคำนวณและการทดลอง ได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อวิเคราะห์หา เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ความเอกซอสาร์นี้ที่ปฏิบัติงานและความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์เขาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงผลการทดลองของวงจรทวิความถี่

รูปบน สัญญาณอินพุตความถี่ 1 KHz ขนาด 500 mV_{P-P}

รูปล่าง สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 KHz ขนาด 80 mV_{P-P}

4.6.1 เอาท์พุทอิมพีแดนซ์

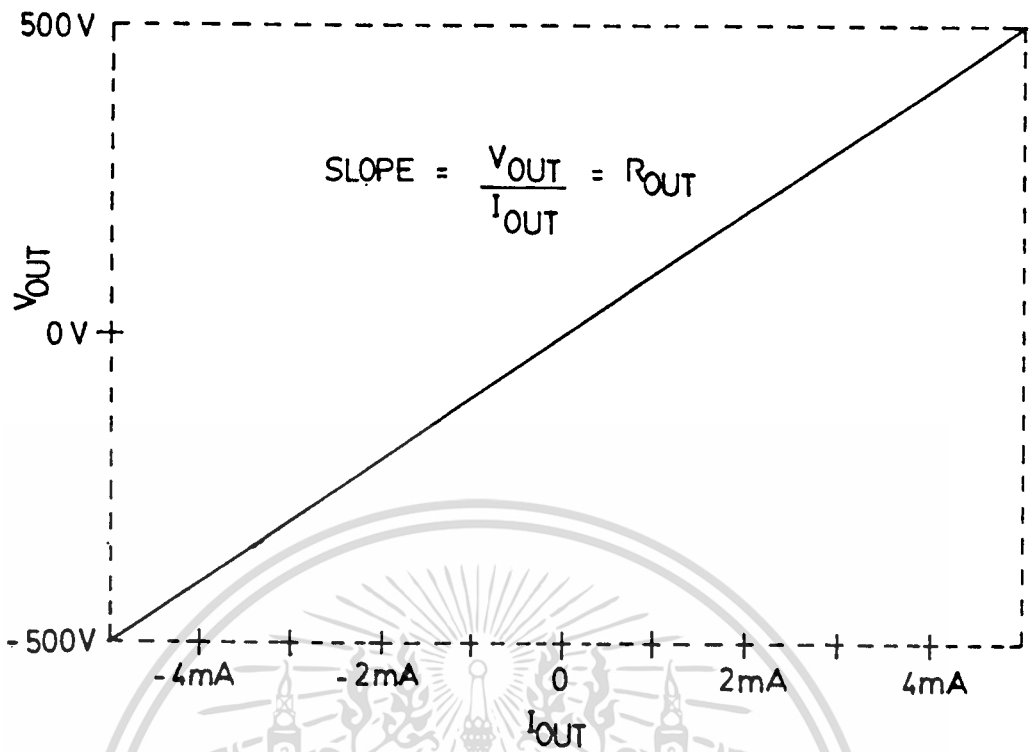
การวิเคราะห์หาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สามารถทำได้โดยการ กำหนดรายละเอียดของ จุดต่อต่าง ๆ ของวงจรในรูปที่ 4.3 โดยที่ไม่ต้องคำนึงถึงความจุไฟฟ้าสแตย์ ลงในไฟล์ข้อมูล ตั้ง โปรแกรมที่ 4.1

หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรทวิความถี่ได้ผล การทดลองดังรูปที่ 4.5 พบว่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น $100\text{ K}\Omega$ ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการ วิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 4.24)

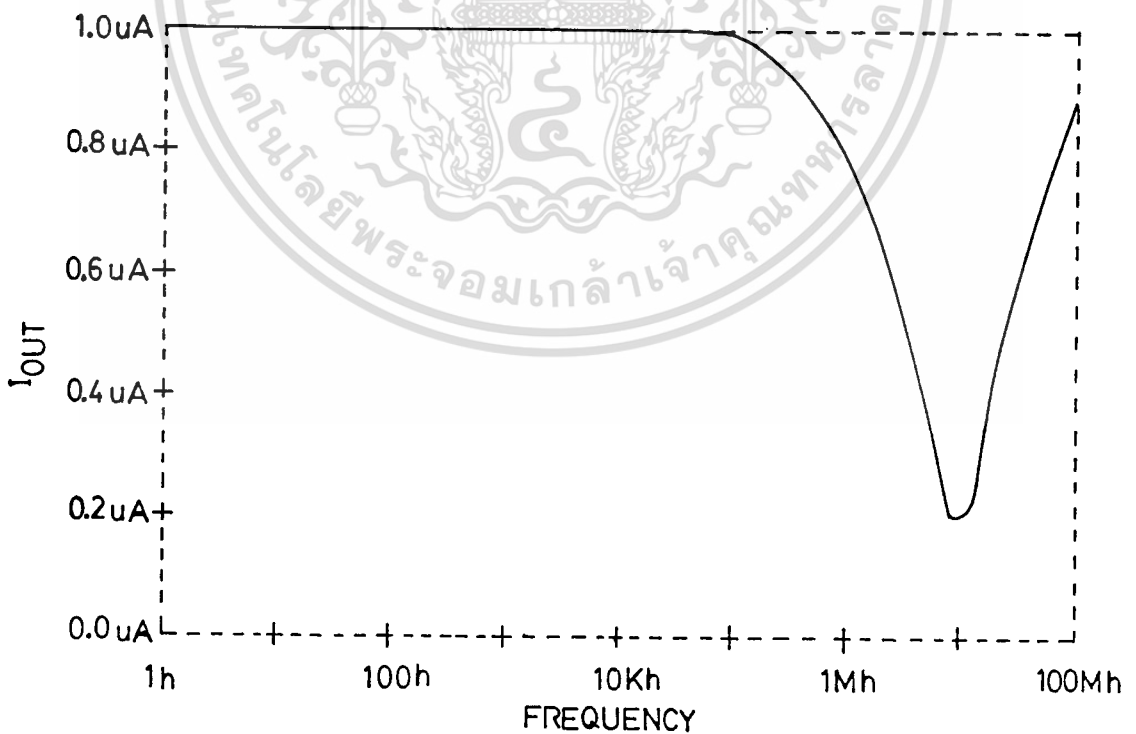
4.6.2. ความถี่ปฏิบัติการ

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ ทำได้โดยเขียน ไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของ จุดต่อต่าง ๆ ของวงจรดังรูปที่ 4.3 ดังแสดงไว้ใน โปรแกรมที่ 4.2

หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจร ได้ ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 4.6 พบว่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดมีค่าเป็น 1.6 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียง ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงผลการวิเคราะห์หาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรทวีความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice



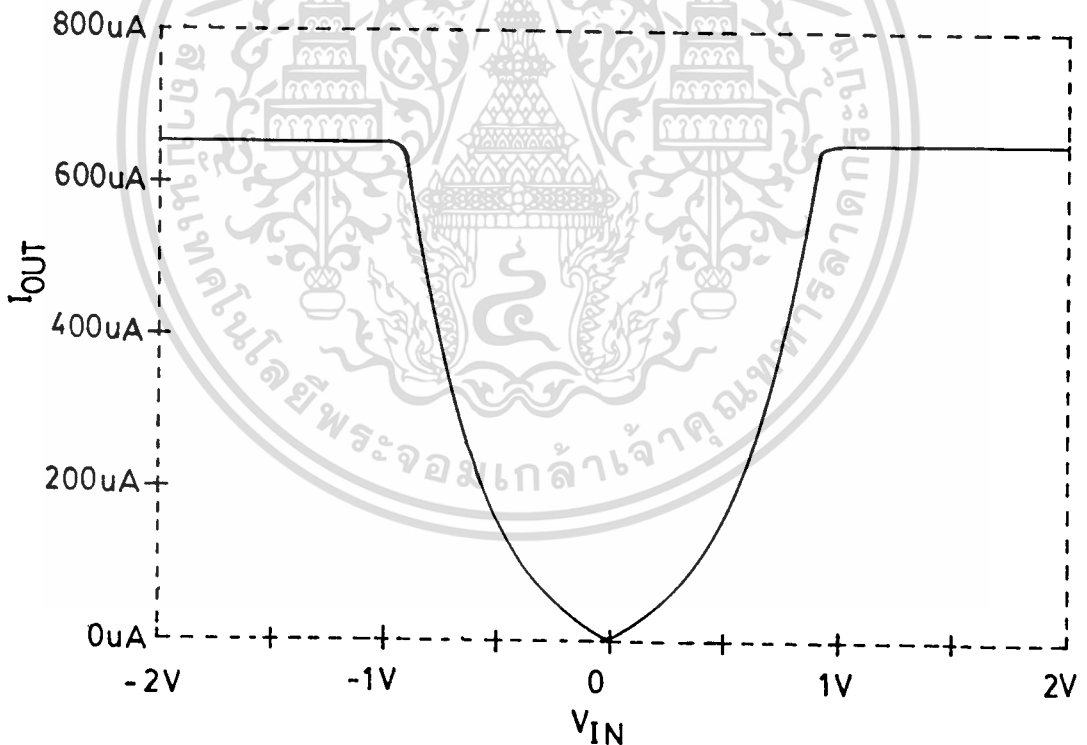
รูปที่ 4.6 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงานของวงจรทวีความถี่โดยใช้โปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของ PSpice วิชาการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 4.32)

4.6.3 ช่วงศึกษากฎปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาคศึกษากฎปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดของจุดต่อต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งไฟล์ข้อมูลแสดงไว้ดังโปรแกรมที่ 4.3 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ ด้วยโปรแกรม PSpice โดยป้อนศึกษาคircuit มีขนาดตั้งแต่ -2 โวลต์ ถึง 2 โวลต์ แล้วดูผลของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M7 จะเห็นว่าวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นไปตามคุณสมบัติกำลังสอง (Square Law Characteristic) และจะพบว่าเมื่อค่าลิมิตของศึกษาคircuit มีค่าเพิ่มมากขึ้นเลยจุด ๆ หนึ่ง จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนมากขึ้น จากรูปที่ 4.7 ช่วงศึกษากฎปฏิบัติงานของวงจรมีค่าอยู่ในช่วง -0.9 โวลต์ ถึง 0.9 โวลต์ เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสที่ I_{D1} มีค่าเท่ากับ 450 ไมโครแอมป์

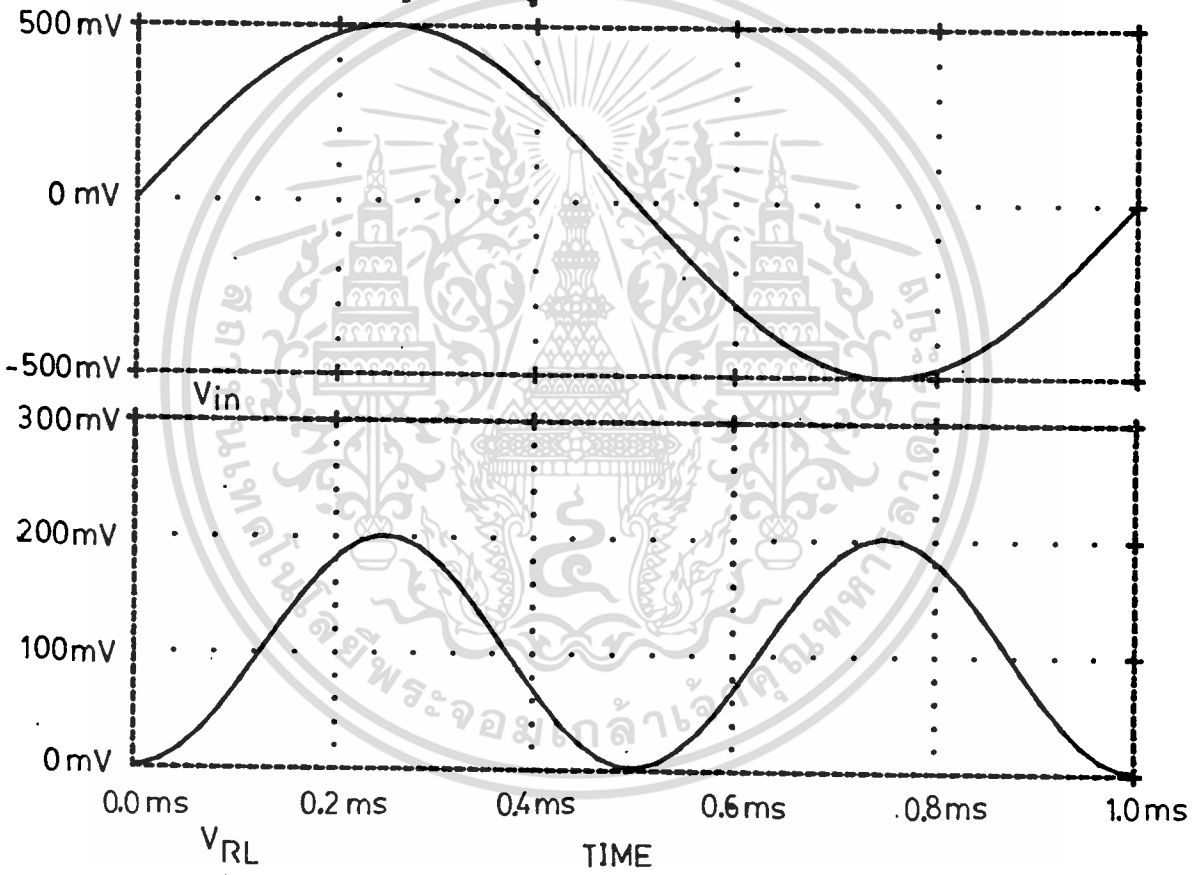


รูปที่ 4.7 แสดงผลการวิเคราะห์หาช่วงศึกษากฎปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

4.6.4 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การวิเคราะห์หาความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice โดยผู้ใช้โปรแกรม PSpice ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกรม PSpice ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลของจุดต่อต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 4.4 แล้วทำการป้อนสัญญาณความถี่ไซน์ความถี่ 1 KHz จะเห็นว่าได้สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 KHz ดังรูปที่ 4.8 และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งคำนวณด้วยโปรแกรม PSpice แสดงไว้ดังรูปที่ 4.9 จากรูปที่ 4.9 ได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.7 % ถ้าให้สัญญาณอินพุตไซน์ความถี่ 1 MHz จะเห็นว่าได้สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 MHz แต่มีเฟสเบี่ยงเบน (Phase Shift) ดังรูปที่ 4.10 และมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 MHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 MHz สูงมาก ดังรูปที่ 4.11



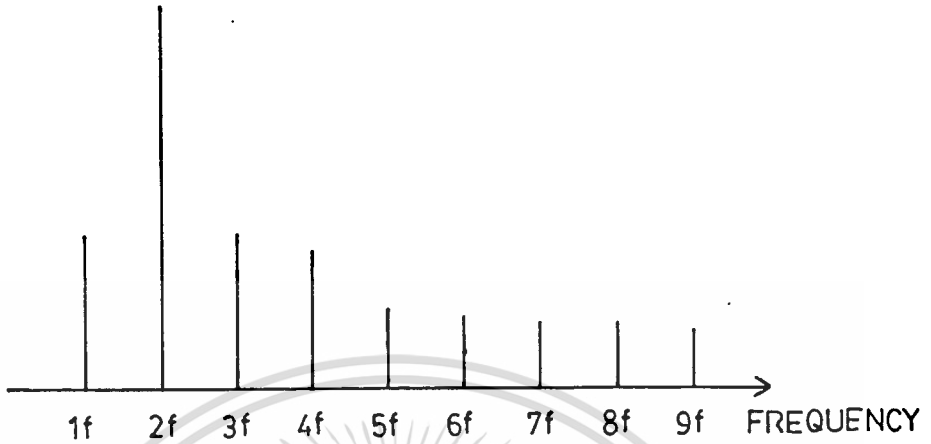
รูปที่ 4.8 แสดงผลการเลียนแบบวงจรทวีความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 mV_{p-p} ความถี่ 1 KHz
 ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 200 mV_{p-p} ความถี่ 2 KHz

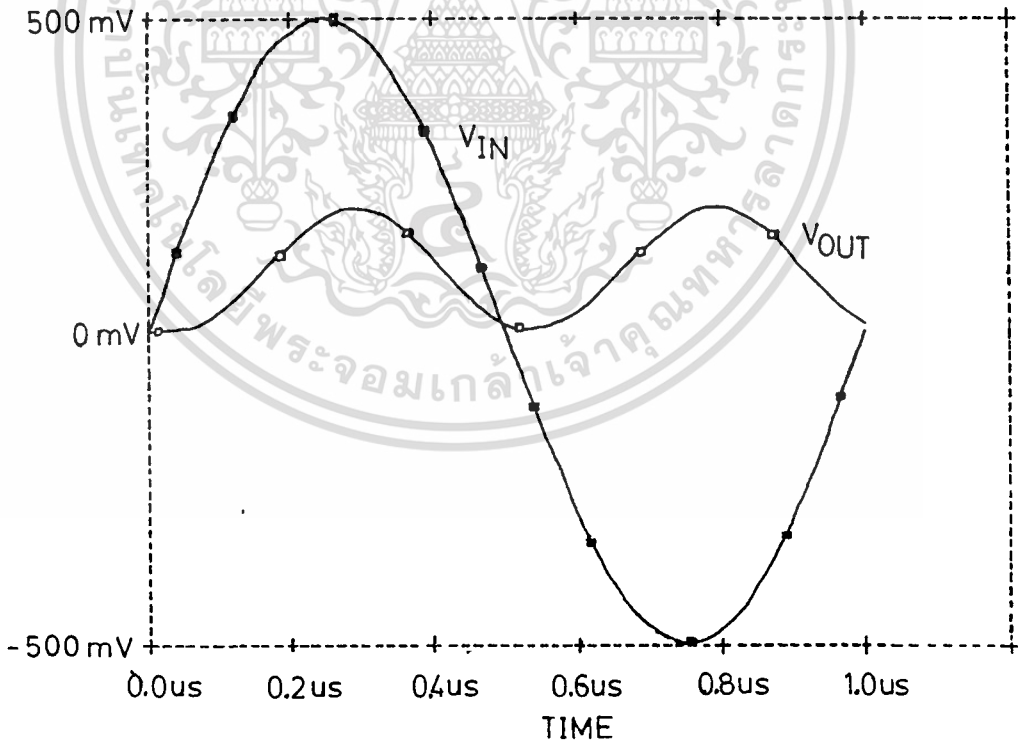
4.7 บทสรุป

วงจรทวีความถี่ที่ได้นำเสนอในรูปแบบวงจรรวม อาศัยหลักการคุณสมบัติกำลังสอง

เอกสารของวงจรดีเฟอเรนเชียลมาใช้ในการออกแบบ จากการศึกษาช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรนี้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรวีความถี่

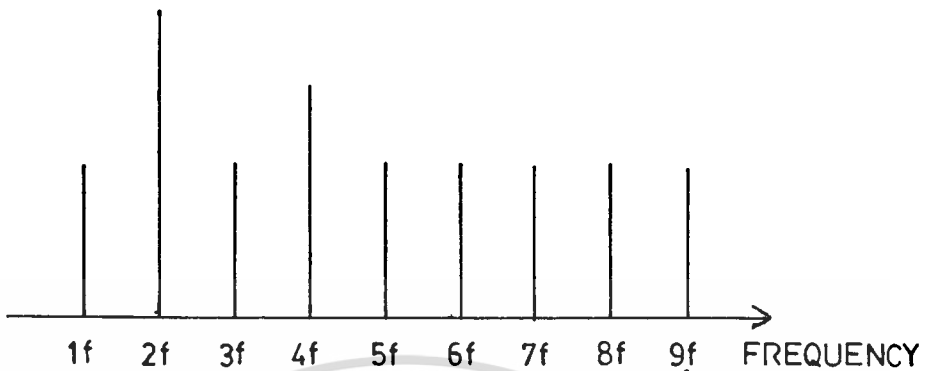


รูปที่ 4.10 แสดงผลการเลียนแบบวงจรวีความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 mV_{P-P} ความถี่ 1 MHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาท์พุทคลื่นไซน์ขนาด 190 mV_{P-P} ความถี่ 2 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงจรรีไซเคิลที่วางจำหน่ายโดยสถาบันวิจัยและพัฒนา
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ห้ามนำไปใช้ซ้ำโดยไม่ขออนุญาตจากสถาบันวิจัยและพัฒนา



รูปที่ 4.11 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรทวีความถี่

ทางทฤษฎี, การทดลอง และ การวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice สามารถทำงานได้ใน ช่วงความถี่ที่กว้าง โดยความถี่ปฏิบัติงานขึ้นกับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์กับค่าความจุไฟฟ้าสแตย์ของ มอสเฟต M7 และ M8 ช่วงศึกษาดำเนินงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_1 ถ้าให้กระแสไบอัส I_1 มาก จะทำให้มีช่วงศึกษาดำเนินงานมาก แต่การให้กระแสไบอัส I_1 น้อย ทำให้ช่วงศึกษาดำเนินงานน้อย ค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกที่องค์ประกอบความถี่ $4\omega_t$ เทียบกับองค์ประกอบความถี่ $2\omega_t$ ที่ได้จากการทดสอบและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณอินพุต และขนาดของกระแสไบอัส I_1 ถ้าขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยจะได้ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกต่ำ ขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่ามากจะได้ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกสูง ส่วนขนาดของกระแสไบอัส I_1 มาก จะได้ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกต่ำ ขนาดของกระแสไบอัส I_1 น้อย จะได้ค่าความผิดพลาดทางฮาร์โมนิกสูง

OUTPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER 3

.OPT OPTS LIMPTS = 15000

.DC IOUT -5E-3 5E-3 1E-3

IOUT 0 6

RD1 2 4 100K

RD2 3 4 100K

RD3 2 0 100K

RD4 3 0 100K

RD5 5 0 100K

RD6 5 0 100K

RD7 5 0 100K

RD8 6 0 100K

GM1 2 4 0 0 1E-3

GM2 3 4 0 0 1E-3

GM3 0 2 2 0 1E-3

GM4 0 3 3 0 1E-3

GM5 5 0 2 0 1E-3

GM6 5 0 3 0 1E-3

GM7 0 5 5 0 1E-3

GM8 0 6 5 0 1E-3

RO1 4 0 10MEG

RO2 6 0 10MEG

.PROBE

.END

โปรแกรมที่ 4.1 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

ของวงจรที่มีความถี่แบบที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY RESPONSE FREQUENCY DOUBLER 3

```

.OPT OPTS LIMPTS = 15000
.AC DEC 10 1 100MEG
VIN 1 0 AC 1
RD1 2 4 100K
RD2 3 4 100K
RD3 2 0 100K
RD4 3 0 100K
RD5 5 0 100K
RD6 5 0 100K
RD7 5 0 100K
RD8 6 0 100K
RL 6 0 1K
CGS1 1 4 5PF
CGS2 0 4 5PF
CGS3 2 0 5PF
CGS4 3 0 5PF
CGS5 2 0 5PF
CGS6 3 0 5PF
CGS7 5 0 5PF
CGS8 5 0 5PF
GM1 2 4 1 4 1E-3
GM2 3 4 0 4 1E-3
GM3 0 2 0 2 1E-3
GM4 0 3 0 3 1E-3
GM5 5 0 2 0 1E-3
GM6 5 0 3 0 1E-3
GM7 0 5 0 5 1E-3
GM8 0 6 0 5 1E-3

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RO1 4 0 10MEG

RO2 6 0 10MEG

.PROBE

.END



โปรแกรมที่ 4.2 แสดง โปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของวงจรวัดความถี่แบบที่สาม อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DYNAMIC RANGE FREQUENCY DOUBLER 3
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
.DC VIN -2 2 0.05
VIN 1 0
VCC 101 0 DC +5
VEE 102 0 DC -5
M1 2 1 4 4 NM W=200U L=10U
M2 3 0 4 4 NM W=200U L=10U
M3 2 2 101 101 PM W=200U L=10U
M4 3 3 101 101 PM W=200U L=10U
M5 5 2 0 0 NM W=200U L=10U
M6 5 3 0 0 NM W=200U L=10U
M7 5 5 101 101 PM W=200U L=10U
M8 6 5 101 101 PM W=200U L=10U
RL 6 0 1K
I1 4 102 450UA
I2 6 102 2.5MA
.MODEL NM NMOS(LEVEL=2 VTO=1.5 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 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 VTO=-1.5 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 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
.END

```

โปรแกรมที่ 4.3 แสดง โปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงคิกตาปฏิตงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ **ของวงจรรีความถี่แบบที่สาม** อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY DOUBLER 3

```
.OPT OPTS LIMPTS = 15000
```

```
.TRANS 1E-5 1E-3
```

```
.FOUR 1K V(6)
```

```
VIN 1 0 AC 1 SIN(0 500E-3 1K)
```

```
VCC 101 0 DC +5
```

```
VEE 102 0 DC -5
```

```
M1 2 1 4 4 NM W=200U L=10U
```

```
M2 3 0 4 4 NM W=200U L=10U
```

```
M3 2 2 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M4 3 3 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M5 5 2 0 0 NM W=200U L=10U
```

```
M6 5 3 0 0 NM W=200U L=10U
```

```
M7 5 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
M8 6 5 101 101 PM W=200U L=10U
```

```
RL 6 0 1K
```

```
I1 4 102 450UA
```

```
I2 6 102 2.5MA
```

```
.MODEL NM NMOS(LEVEL=2 VTO=1.5 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 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 VTO=-1.5 KP=1E-4U LAMBDA=0.01 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
```

```
.END
```

โปรแกรมที่ 4.4 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราว

ของวงจรที่มีความถี่แบทที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานของนักศึกษาในชั้นเรียน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรที่มีความถี่โดยใช้มอสเฟตทรานซิสเตอร์ สามวงจร วงจรที่มีความถี่สองวงจรแรกใช้หลักการของความสัมพันธ์เป็นสมการกำลังสอง ของ กระแสเดรนซึ่งเป็นเอาท์พุท และคิกตาระหว่างขาเกตและซอส ซึ่งเป็นอินพุท วงจรที่มีความถี่ วงจรแรกประกอบด้วยมอสเฟต 9 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคิงที่ 4 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับความต้านทานระหว่าง เดรนกับซอสของมอสเฟต M3 เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรขึ้นกับค่าความต้านทานระหว่าง เดรนกับซอสของมอสเฟต M9 ความถี่ปฏิบัติงานของวงจรขึ้นอยู่กับการานส์คอนดัคแตนซ์ของมอสเฟต M3 กับค่าความจุไฟฟ้าสแตย์ของ มอสเฟต M3 ถึง M5 ช่วงกระแสปฏิบัติงานของวงจร จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับการกระแส ไบอัส (I_R) และค่าความต้านทาน ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยกว่า 1 % ตลอดช่วงการทำงานของวงจร (ความถี่ 500 KHz) วงจรที่มีความถี่สอง ประกอบด้วย มอสเฟต 11 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคิงที่ 5 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว อินพุทอิมพี เดนซ์ของวงจรขึ้นอยู่กับการานส์คอนดัคแตนซ์ของมอสเฟต M5 เอาท์พุทอิมพี เดนซ์ขึ้นอยู่กับการานส์คอนดัคแตนซ์ของมอสเฟต M11 ความถี่ปฏิบัติงานของ วงจรขึ้นอยู่กับการานส์คอนดัคแตนซ์ของมอสเฟต M5 และค่าความจุไฟฟ้าสแตย์ของมอสเฟต M5 ถึง M7 ช่วงกระแสปฏิบัติงานขึ้นกับค่าของกระแส ไบอัส I_B และค่าความต้านทาน ค่า ความผิดเพี้ยนของวงจรน้อยมาก (น้อยกว่า 1 %) ตลอดช่วงการทำงาน (ความถี่ 500 KHz) วงจรที่มีความถี่แบบสุดท้ายออกแบบในรูปของวงจรรวม อาศัยหลักการของวงจรดีเฟอเรนเชียล ประกอบด้วยมอสเฟต 8 ตัว แหล่งจ่ายกระแสคิงที่ 2 ตัว อินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก เพราะมีชั้นของซิลิกอนไดออกไซด์กั้นอยู่ระหว่าง เกตกับเดรนและซอส ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้า ส่วนเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานระหว่าง เดรนและซอสของมอสเฟต M8 จากการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน พบว่ามีค่าขึ้นกับค่าทรานส์คอนดัคแตนซ์และค่าความจุไฟฟ้า สแตย์ของมอสเฟต M7 และ M8 ช่วงคิกตาปฏิบัติงานของวงจร สามารถกำหนดได้จากกระแส ไบอัส I_1 ถ้ากระแสไบอัส I_1 มาก ช่วงคิกตาปฏิบัติงานกว้าง และทำให้ค่าความผิดเพี้ยน ทางฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อย แต่ถ้าให้กระแสไบอัส I_1 น้อย ช่วงคิกตาปฏิบัติงานแคบ และทำให้

เอกสารนี้มีความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์มาก และจากการวิเคราะห์พบอีกว่า ถ้าให้สัญญาณอินพุทมีค่าน้อยๆ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้ความผิดเพี้ยนทางความถี่น้อย ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรที่ความถี่ทั้งสาม วงจร สามารถแสดงในรูปของตารางเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 5.1 วงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่ง และวงจรที่ความถี่แบบที่สองมีอินพุทและเอาต์พุทเป็นกระแสเหมือนกัน แตกต่างกันตรงที่การ ไบอัสให้มอสเฟตทำงาน วงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งจะต้องให้กระแสไบอัส (I_R) ออกมาเพื่อทำให้เกิดความต่างศักย์ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 และ R_2 มีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ส่วนวงจร ที่ความถี่แบบที่สองการ ไบอัสให้มอสเฟตพร้อมทำงานทำได้โดยลดค่าความต่างศักย์ของซอสให้ น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม เมื่อเทียบกับความต่างที่เกท ดังนั้นข้อดีวงจรที่ความถี่แบบที่สองคือไม่ต้องมี กระแสไบอัส (I_R) ไหล ส่วนวงจรที่ความถี่แบบที่สามมีข้อดีคือ อินพุทเป็นคิกดา ทำให้ง่ายต่อ การนำไปใช้งาน และมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์น้อยมากเมื่อเทียบกับวงจรที่ความถี่แบบที่ หนึ่ง และวงจรที่ความถี่แบบที่สอง เพื่อเป็นการยืนยันคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่ที่ออก แบบ จึงได้ทดลองสร้างวงจรจริง แล้วทำการวัดค่าคุณสมบัติต่าง ๆ วงจร และใช้โปรแกรม สำเร็จรูปชื่อ PSpice เลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของ วงจรอีกด้วย

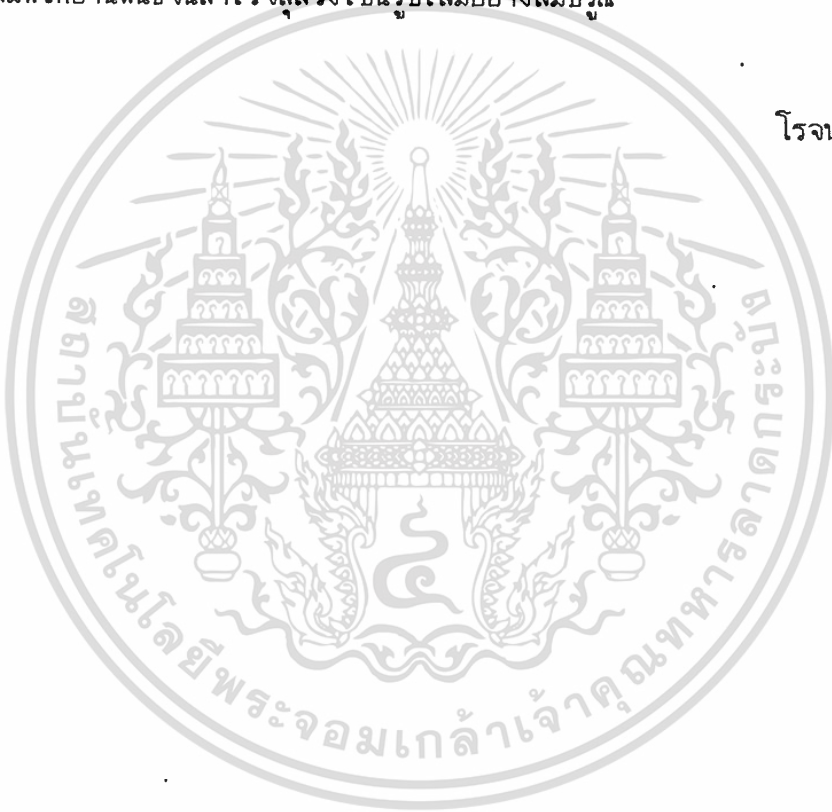
| Input (mA ,mV) | Harmonic Distortion | | |
|-------------------|---------------------|-----------|-----------|
| | Frequency | Frequency | Frequency |
| | Doubler 1 | Doubler 2 | Doubler 3 |
| 10 | 0.041% | 0.034% | 0.027% |
| 30 | 0.059% | 0.046% | 0.038% |
| 50 | 0.069% | 0.063% | 0.053% |
| 80 | 0.074% | 0.071% | 0.061% |
| 100 | 0.087% | 0.082% | 0.078% |

ตารางที่ 5.1 แสดงความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรที่ความถี่

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้ความรู้ ความคิดริเริ่ม กำลังใจ ชี้แนะแนวทาง และให้คำปรึกษาแก่ผู้เขียนมาโดยตลอด เวลาที่ศึกษา และขอขอบคุณอาจารย์ วันชัย ธีรวัจจา ที่ให้คำปรึกษา แก้ปัญหาต่างๆ ตลอดจนให้แนวทางปรับปรุงให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์และมีคุณภาพมากขึ้น นอกจากนี้ขอขอบคุณคุณวันเพ็ญ พ่วงเขียว คุณวรรณรัตน์ สุตนุช และคุณเอื้อพร ตั้งสุวรรณ ที่เป็นธุระในการจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงเป็นรูปเล่มอย่างสมบูรณ์

โรจนากร กัททะพงศ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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," Integarble 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," Sinusoildal 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. Surakamponorn," Sinusoidal Frequency Doublers Using Operational Amplifiers," IEEE Trans.Instrum.Meas.,Vol.37; No.2, pp.259-262, June 1988.
- [8] W. Surakamponorn, S. Jutaviriya, and T. Apajinda," Dual Translinear Sinusoidal Frequency Doubler and Full-Wave Rectifier," Int. J. Eletronics, Vol.65, No.2, pp. 1203-1208, 1988.
- [9] P. Richman," MOS Field-Effect Transistors and Integrated Circiuts, New York : Wiley, Chs.1 and 2, 1973.
- [10] Phillip E. Allen," CMOS Analog Circuit Design," New York: Holt, Rinehart and Winston, Chs.2 and 3, 1978.
- [11] C.T.Sah," Characteristics of the Metal - Oxide - Semiconductor

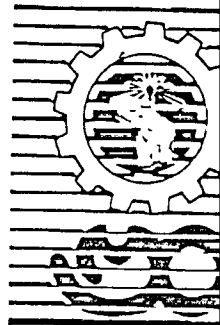
- transistor," IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-11, pp.324-325, July 1964.
- [12] H. Shichman and D. Hodges," Modelling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits," IEEE J. Solid - State Circuits, Vol.SC-3, No.3,pp.285-289, Sep. 1968.
- [13] Randall L. Geiger and Phillip E. Allen," VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits," New York: McGraw-Hill, pp.240-246, 1990.
- [14] L.W.Nagel," Spice2 : A computer Program to Simulate Semiconductor Circuits," Memo No. ERL-M520, Electronics Reserach Laboratory, University of California, Berkeley, May 1975.
- [15] PSpice, Microsim Corp., Laguna Hills, CA 92653, U.S.A., May 1980.
- [16] A.Vladimirescu and S.Liu," The Simulation of MOS Integrated Circuits Using Spice2," Memorandum No.UCB/ERL M80/7, 1980.
- [17] Thomas E. Dillinger, " VLSI Engineering, Prentic - Hall International, pp.346-348, 1988.
- [18] S.PooKaiyudom et al.," Peak - Amplitude Detector for Sinusoidal Signals," Electron. Lett.,Vol.15,No.4,pp.127-128, Feb. 1979.
- [19] 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.
- [20] R.Konn and R.Genin," High - Performance Aperiodic Frequency Multiplying," Electron. Lett., Vol.15, No.6, pp.187-189, Mar.

- [21] Y.J. Wong and W.E. Ott," Function Circuits Design and Applications., New York : McGraw - Hill, pp.267-269, 1976.
- [22] A. Fabre," Dual Translinear Voltage/Current Convertor ," Electron. Lett., Vol.19, No.24, pp.1030-1031, Nov. 1983.
- [23] A. Fabre ," WideBand Translinear Current Convertor ," Electron. Lett., Vol.20, No.6, pp.241-242, Mar. 1984.
- [24] 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.
- [25] R.Gregorian and G.C. Temes," Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing," John Wiley & Sons,pp.126-133, 1986.
- [26] P.R. Gray and R.G.Meyer," Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley & Sons, 1986.
- [27] A.J. Kemp," Translinear Logic a New Technique in Bipolar Technology," Electron. Lett., Vol.19, No.9, pp.349-350, Apr. 1983.
- [28] M. R. Spiegel," Mathematical Handbook of Formulas and Tables," New York : McGraw-Hill, pp.110, 1986.
- [29] Mauro Zambuto," Semiconductor Device," New York:McGraw-Hill Ch 9, 1989.
- [30] Paolo Antognetti and Giuseppe Massobrio," Semiconductor Device Modelling with Spice," New York : McGraw - Hill, pp. 273 - 276, 1988.

EECON XIII



มหาวิทยาลัยเชียงใหม่



คณะวิศวกรรมศาสตร์

การประชุมทางวิชาการ

วิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13

8-9 พฤศจิกายน 2533

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

สนับสนุนโดย บริษัท บุรพการไฟฟ้าอุตสาหกรรม จำกัด

วงจรรีความถี่โดยใช้คุณสมบัติของ MOSFET
SINUSOIDAL FREQUENCY DOUBLERS USING MOSFET

วัลลภ สุระกำพลธร *
โรจนากร กัมทะพงษ์ ** .

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรรีความถี่สองแบบโดยใช้คุณสมบัติของ MOSFET ซึ่งใช้หลักการสร้างอินพุตขึ้นมาสองอินพุตในลักษณะที่กลับเฟสย้อนให้กับ MOSFET เพื่อให้เกิดกระแสกำลังสอง วงจรรีความถี่ทั้งสองแบบที่สามารถตอบสนองต่อความถี่ได้สูงถึง 500 KHz จากการทดลองและยืนยันด้วยการใช้โปรแกรม Pspice วิเคราะห์วงจรปรากฏผลให้ความใกล้เคียงกับค่าที่คาดการณ์ไว้มาก

Abstract

In this paper, two sinusoidal frequency doubler circuits using MOSFET are presented. The methods are realized by create two input which are 180° out of phase and apply these input to the two MOSFETS. These circuits can response to high frequency up to 500 KHz. The experiment results and simulation using Pspice program analysis circuits are in close agreement with theoretical prediction.

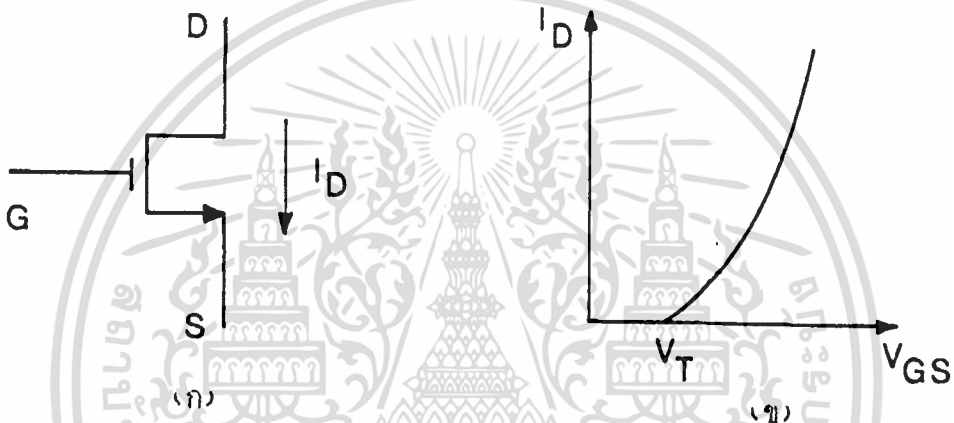
- * รองศาสตราจารย์ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง
** นักศึกษาปริญญาโท ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

วงจรรวมที่มีความถี่มีการนำเสนอมามากแล้วหลายวิธี ยกตัวอย่างเช่น วงจรรวมความถี่ที่สร้างโดยใช้วงจรรวมสัญญาณ (analog multiplier) [1] หรือใช้วงจรรวม translinear [2] แต่ในบทความที่เสนอนี้ จะใช้คุณสมบัติของ MOSFET (Metal oxide semiconductor field effect transistor) โดยอาศัยผลรวมของกระแสเดรน (I_D) ของ MOSFET ทั้งสองตัว ในบทความนี้ได้เสนองจรรวมความถี่สองแบบซึ่งอาศัยหลักการเดียวกัน

2. หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 1 (ก) สัญลักษณ์ของ MOSFET ชนิด N-channel
(ข) กราฟแสดงคุณสมบัติของ MOSFET

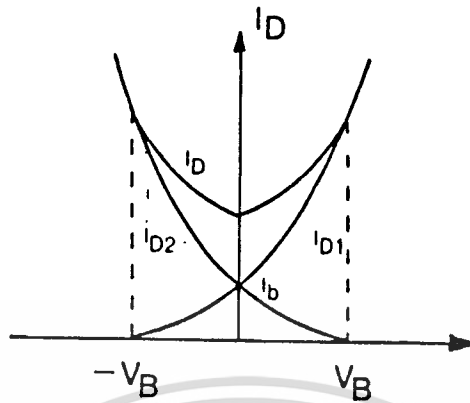
จากรูป 1(ก) เป็นสัญลักษณ์ของ MOSFET แบบ N-channel และจากรูป 1(ข) เป็นกราฟแสดงคุณสมบัติของ MOSFET จากกราฟนี้จะเห็นได้ว่าถ้าให้ศักดาระหว่างขาคาทอดกับขาคอล (V_{GS}) มีค่ามากกว่าแรงดันวิกฤต (Threshold voltage V_T) และให้ MOSFET ทำงานในช่วง $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ (Saturated region) จะได้กระแส I_D ตามสมการที่ 1

$$I_D = B/2 (V_{GS} - V_T)^2 \tag{1}$$

- โดยที่ $B = (U_o C_{ox}) W/L$
- U_o คือ สภาพคล่องตัว (Surface mobility)
- C_{ox} คือ ออกไซด์ค่าปาริเทนซ์ (Oxide capacitance)
- W คือ ความกว้างของแชนแนล (Channel width)
- L คือ ความยาวของแชนแนล (Channel length)

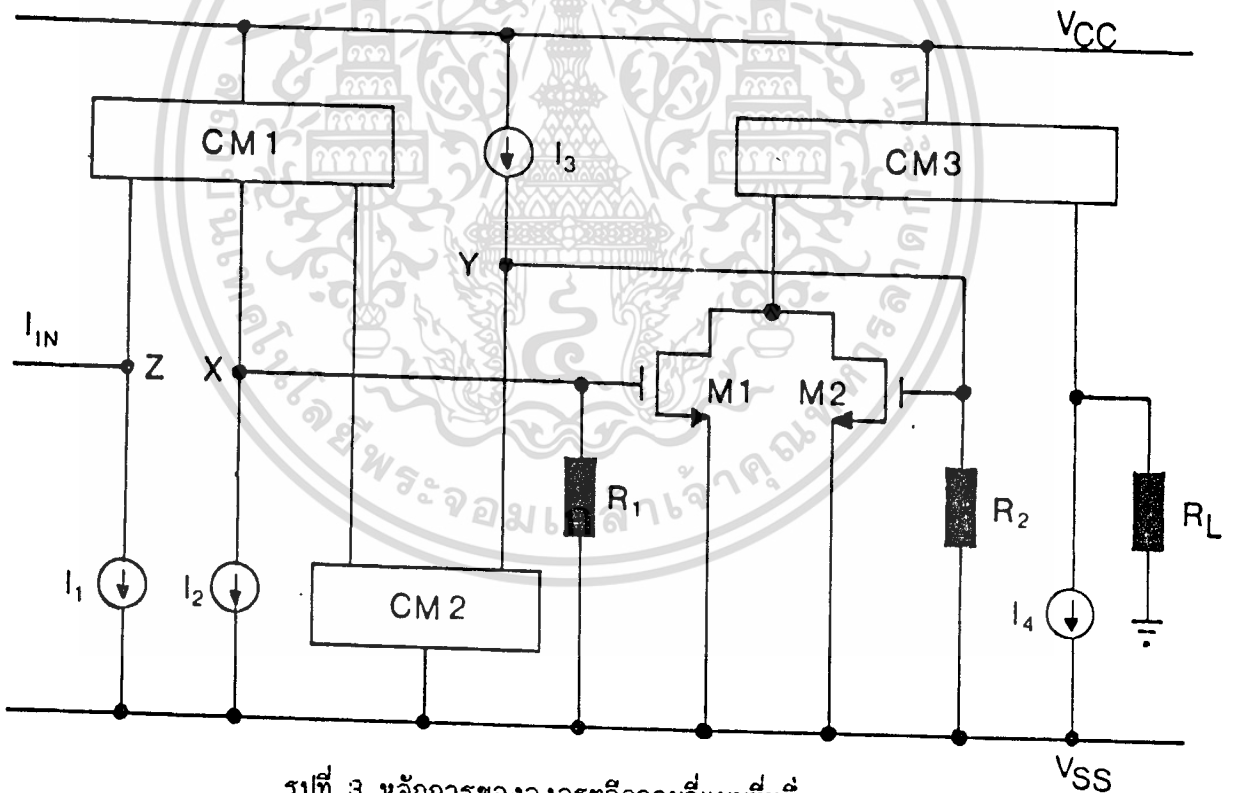
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 1 จะเห็นว่า V_{GS} ต้องมีค่าเป็นบวกและต้องมากกว่า V_T จึงจะทำให้เกิดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส I_D ถ้าสามารถทำให้เกิดกระแส I_D เมื่อให้ V_{GS} มีค่าเป็นลบได้ แล้วนำกระแส I_{D1} ที่เกิดจาก V_{GS} เป็นบวกมารวมกับกระแส I_{D2} ที่เกิดจาก V_{GS} เป็นลบ ผลที่เกิดขึ้นแสดงดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 กราฟแสดงการเกิดพฤติกรรมกำลังสอง

3. วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่ง



รูปที่ 3 หลักการของวงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่ง

วงจรทวิความถี่แบบที่หนึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรย่อย 3 วงจรคือ วงจรสร้างสัญญาณอินพุต 2 อินพุตซึ่งกลับเฟสกัน (ประกอบด้วย CM1 , CM2 , I_1 , I_2 , I_3) วงจรรวมกระแส (ประกอบด้วย M1 , M2 , R_1 , R_2) วงจรสะท้อนกระแส (ประกอบด้วย CM3 , I_4 , R_L) การทำงานของวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 วงจรสร้างสัญญาณอินพุตกลับเฟส

อินพุต (I_{IN}) เข้าที่จุด Z เอาท์พุทที่จุด X และจุด Y ให้กระแส I_1 มีค่าเท่ากับ $I + I_R$ (I_R คือกระแสไบอัสให้ M1 และ M2 พร้อมทำงาน) กระแส I_2 มีค่าเท่ากับ I กระแส I_3 มีค่าเท่ากับ $I + 2I_R$ วงจรสะท้อนกระแส CM1 CM2 จะบังคับให้ $I_A = I_B = I_C = I_D = I_1$ ที่จุด Z กับจุด X จะมีเฟสของสัญญาณตรงกัน ส่วนที่จุด Z กับจุด Y จะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180°

ขณะที่อินพุตเป็นศูนย์ ($I_{IN} = 0$) จะมีกระแสไหลออกจากจุด X มีค่าเท่ากับ $I_B - I_2 = I_R$ ที่จุด Y จะมีกระแสไหลออกเท่ากับ $I_3 - I_D = I_R$

เมื่อมีกระแสอินพุตไหลเข้าที่จุด Z กระแส I_A จะมีค่าเท่ากับ $I_1 - I_{IN}$ กระแสที่จุด X จะถูกบังคับให้มีกระแสไหลออกลดลงเหลือ $I_R - I_{IN}$ ที่จุด Y จะมีกระแสไหลออกเพิ่มขึ้นเป็น $I_R + I_{IN}$

เมื่อมีกระแสอินพุตไหลออกจากจุด Z กระแส I_A จะมีค่าเท่ากับ $I_1 + I_{IN}$ กระแสที่จุด X จะถูกบังคับให้มีกระแสไหลออกมากขึ้นเป็น $I_R + I_{IN}$ ที่จุด Y จะมีกระแสไหลออกลดลงเป็น $I_R - I_{IN}$

จะเห็นว่าวงจรส่วนนี้จะทำให้กระแสที่ออกจากจุด X และจุด Y กลับเฟสกันอยู่ 180°

3.2 วงจรรวมกระแส

ขณะที่อินพุตเป็นศูนย์จะมีกระแสออกจากจุด X เท่ากับ I_R เพื่อทำให้เกิดศักดาที่ V_{GS1} เท่ากับ $I_R R_1$ ในทำนองเดียวกัน V_{GS2} เท่ากับ $I_R R_2$ เป็นการทำให้ V_{GS1} และ V_{GS2} มีค่ามากกว่า V_T หรือเป็นการไบอัสให้ MOSFET ทั้งสองตัวพร้อมทำงาน

จากสมการ (1)

$$I_D = B/2 (V_{GS} - V_T)^2$$

พิจารณา MOSFET M1

$$I_{D1} = B/2 (I_R R_1 - V_T - R_1 I_{IN})^2 \quad (2)$$

พิจารณา MOSFET M2

$$I_{D2} = B/2 (I_R R_2 - V_T + R_2 I_{IN})^2 \quad (3)$$

ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$ แล้ว ผลรวมของกระแส $I_{D1} + I_{D2}$ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

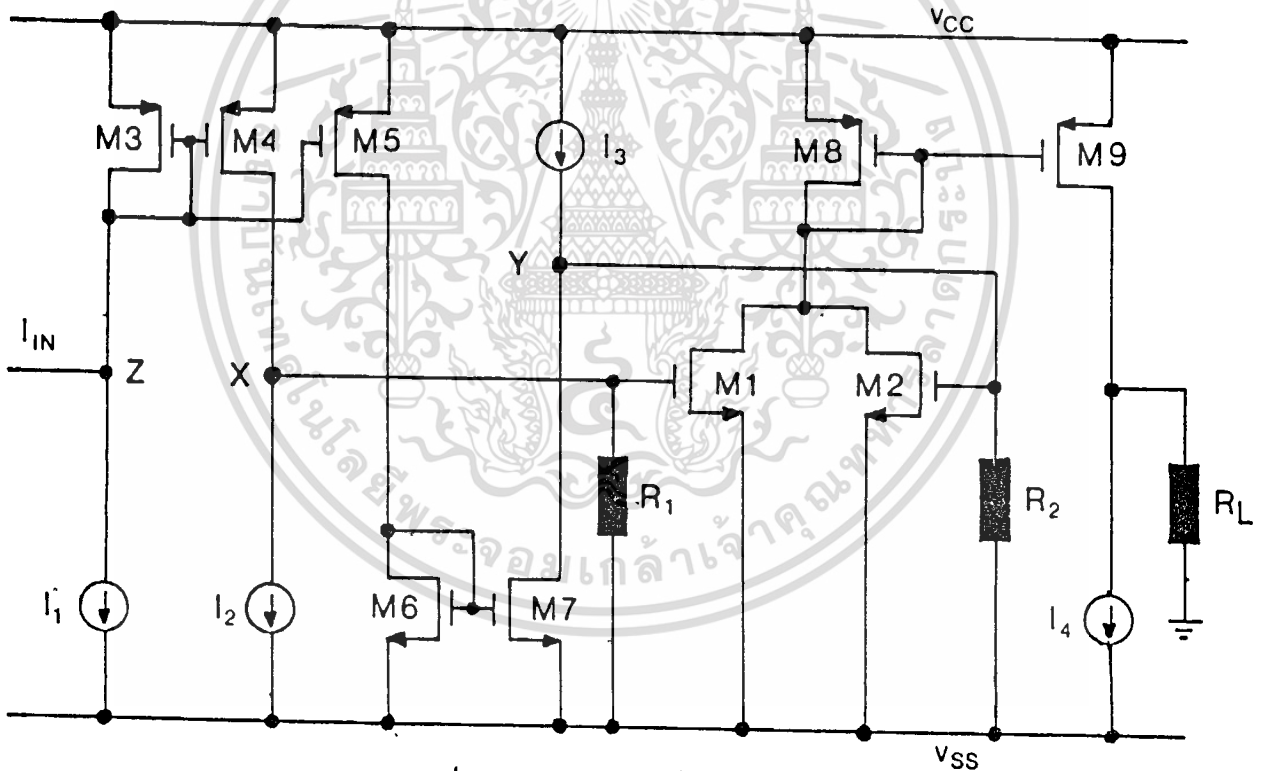
$$I_{D1} + I_{D2} = B \{ (I_{R}R - V_T)^2 + (RI_{IN})^2 \} \quad (4)$$

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

$$I_{D1} + I_{D2} = B \{ (I_{R}R - V_T)^2 + (RI_m)^2 / 2 (1 - \cos 2\omega t) \} \quad (5)$$

3.3 วงจรสะท้อนกระแส

ผลรวมของกระแส $I_{D1} + I_{D2}$ จะเป็นกระแสอินพุตให้กับวงจรสะท้อนกระแส ดังนั้นผลรวมของกระแสนี้จึงไปปรากฏที่ด้านเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีวงจรดึงกระแสคงที่ (current source) อยู่ด้วยเพื่อใช้ในการกำจัดกระแสออฟเซตที่เกิดขึ้นเนื่องจากการไบอัส M1 และ M2 รูปที่ 4 แสดงวงจรสมบูรณ์ของวงจรทวีความถี่โดยใช้คุณสมบัติของ MOSFET

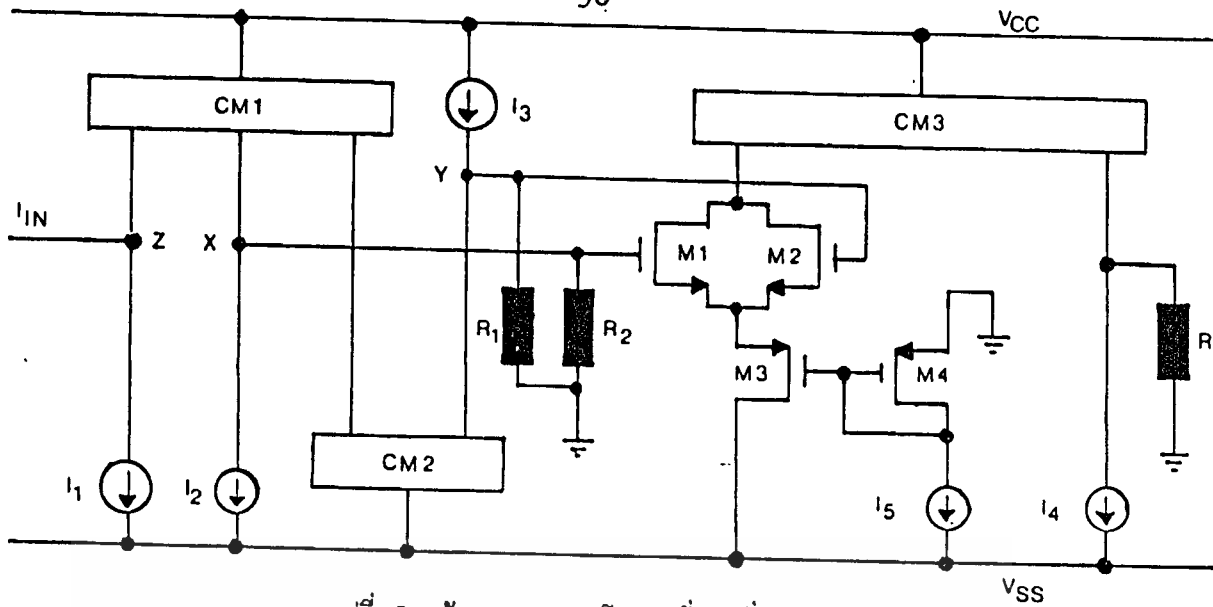


รูปที่ 4 วงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

4. วงจรทวีความถี่แบบที่สอง

วงจรทวีความถี่แบบที่สองมีลักษณะการทำงานเหมือนกับวงจรทวีความถี่แบบแรกคือใช้ผลรวมของกระแสเดรนของ M1 และ M2 แต่ส่วนที่แตกต่างกันคือส่วนที่ไบอัสให้ M1 และ M2 ทำงาน วงจรทวีความถี่แบบแรกใช้กระแสเดรนไหลออกจากจุด X และ Y มีค่าเท่ากับ I_{D1} นั้น เมื่อ $I_{IN} = I_m \sin \omega t$ เพื่อให้ V_{GS} ของ M1

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 หลักการวงจรทวีความถี่แบบที่สอง

และ $M2$ มีค่ามากกว่า V_T ก่อน ทำให้ $M1$ และ $M2$ สามารถทำงานได้เมื่อมีอินพุต ส่วนวงจรทวีความถี่แบบที่สอง เมื่อ $I_{IN} = 0$ ที่จุด X และจุด Y จะไม่มีกระแสไหลออกจึงทำให้ศักดาที่ขาเกทของ $M1$ และ $M2$ เป็นศูนย์ ดังนั้นการที่จะไบอัสให้ $M1$ และ $M2$ ทำงานจึงทำได้โดยการลดศักดาที่ขาขอลงมาน้อยกว่า $V_{EE} + V_T$ เล็กน้อย

ส่วนประกอบของวงจรทวีความถี่แบบที่สองประกอบด้วยวงจร 3 วงจรคือ วงจรสร้างสัญญาณอินพุต 2 อินพุตซึ่งกลับเฟสกัน (ประกอบด้วย $CM1, CM2, I_1, I_2, I_3$) วงจรรวมกระแส (ประกอบด้วย $M1, M2, M3, M4, R_1, R_2, I_5$) และ วงจรสะท้อนกระแส (ประกอบด้วย $CM3, I_4, R$) ตามลำดับ วงจรส่วนที่หนึ่งและวงจรส่วนที่สามมีหลักการการทำงานเหมือนที่กล่าวไว้ในวงจรทวีความถี่แบบที่หนึ่ง

4.1 วงจรรวมกระแส

พิจารณาที่ $M1$

$$V_{IN} = V_{GS1} + V_{GS3} - V_{GS4}$$

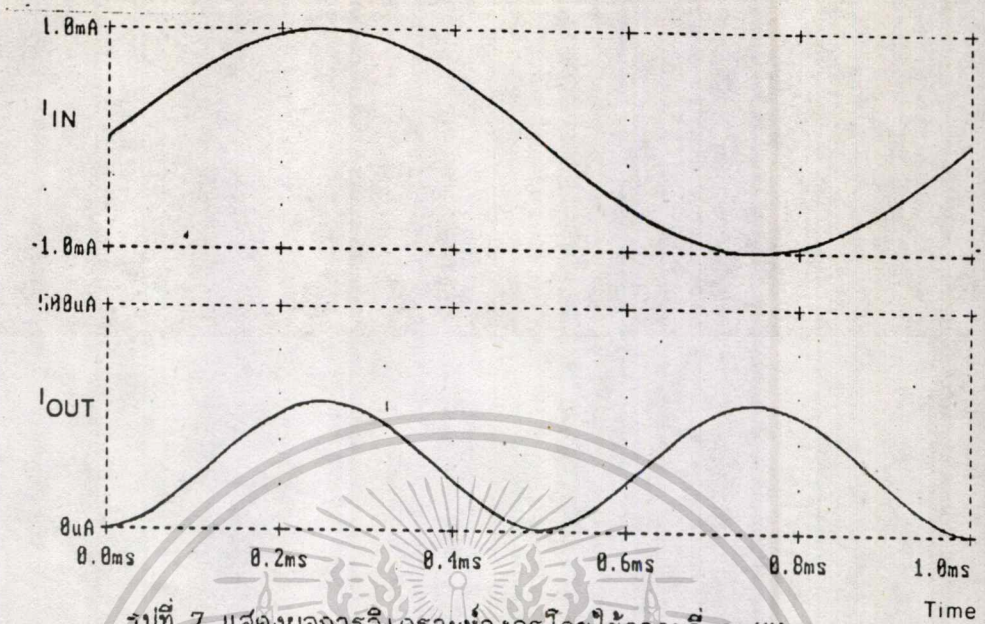
$$V_{IN} = (1/\sqrt{B_n} + 1/\sqrt{B_p})\sqrt{2I_D} + V_T - \sqrt{2I_E/B_p} \tag{6}$$

จากสมการ (6) จะได้

$$I_{D1} = \frac{B_n B_p}{2(\sqrt{B_n} + \sqrt{B_p})^2} (V_T - \sqrt{2I_E/B_p} - I_{IN}R_1)^2 \tag{7}$$

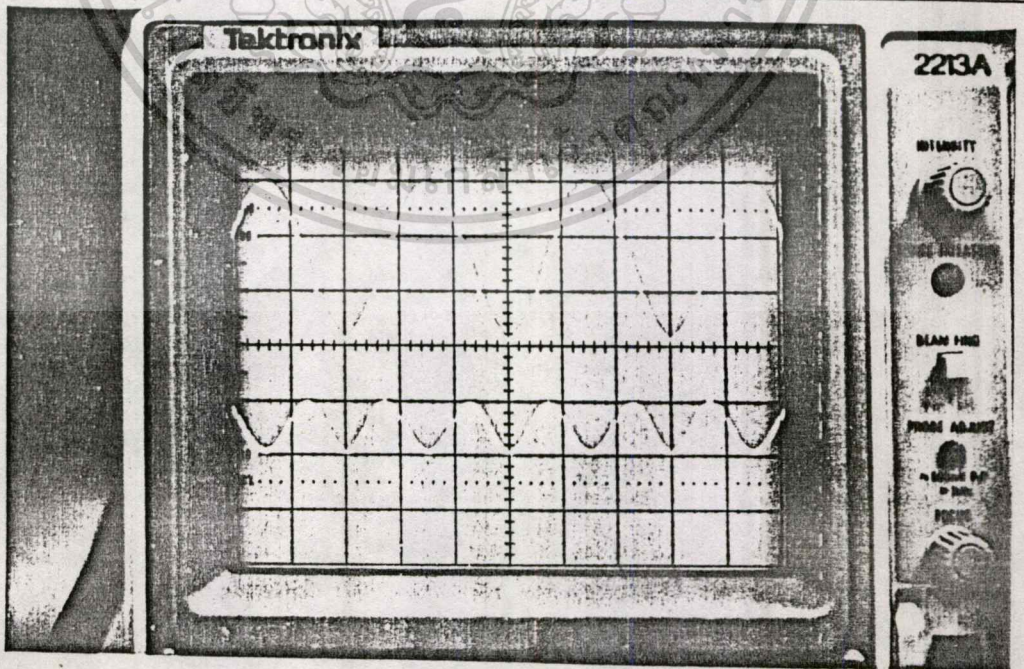
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_{\pm} = 1.4 \text{ mA}$, $I_{\pm} = 4.6 \text{ mA}$, $I_{\pm} = 4.5 \text{ mA}$ ได้กราฟดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 แสดงผลการวิเคราะห์วงจรโดยใช้ความถี่ 1 KHz

จากนั้นจึงได้ทดลองสร้างวงจรตามรูปที่ 4 โดยใช้ IC เบอร์ SCL 4007 (dual complementary pair with inverter) และใช้ตัวแปรต่างๆ เหมือนกับที่กำหนดในการวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice ซึ่งผลการทดลองปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกัน รูปที่ 8 เป็นรูปถ่ายของเอาท์พุทของวงจรที่ความถี่แบบที่หนึ่งจากสโคป



รูปที่ 8 รูปถ่ายแสดงผลการทดลองจากสโคป ข้างบนคักดาอินพุทขนาด 60 mV ความถี่ 1 KHz

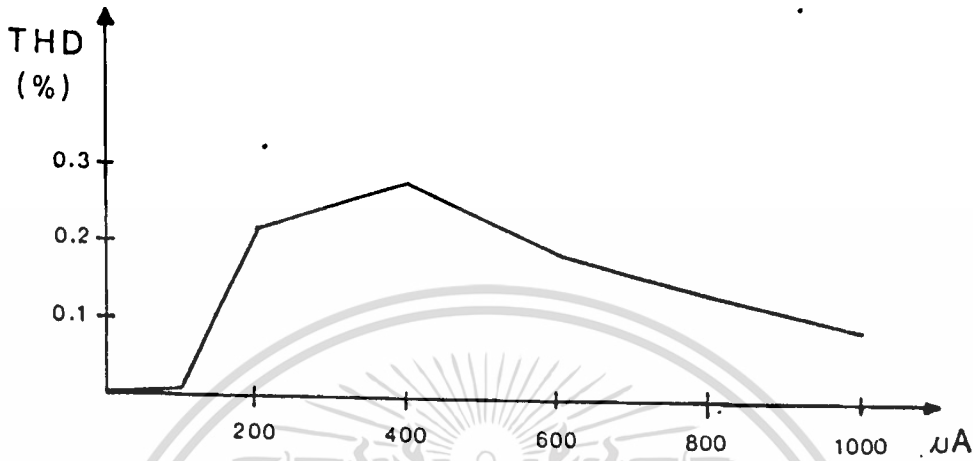
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับครูอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ การค้า
 ข้างล่างคักดาเอาท์พุท ขนาด 20 mV ความถี่ 2 KHz

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟรูปที่ 9 แสดง total harmonic distortion ที่เกิดขึ้น ซึ่งหาได้จาก

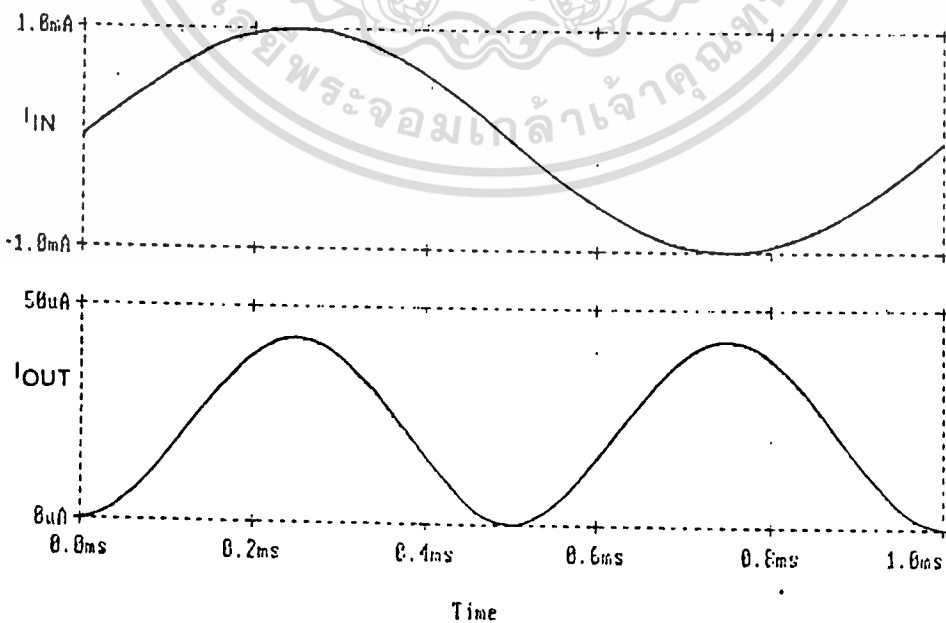
$$THD = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (e_n)^2}{(e_1)^2}$$

 ได้เท่ากับ 500 KHz ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดลอง



รูปที่ 9 แสดง total harmonic distortion

ส่วนผลการทดลองวงจรที่มีความถี่แบบที่สอง จากการวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice โดยกำหนดให้ $V_{DD} = 5$ โวลต์ , $V_{SS} = -5$ โวลต์ , $I_{IN} = 10^{-3} \sin 20000\pi t$
 $R_1 = R_2 = R_L = 1K\Omega$, $I_1 = I_2 = I_3 = 1 \text{ mA}$, $I_5 = 300 \mu A$, $I_4 = 4 \mu A$ ได้ผลการทดลองดัง
 รูปที่ 10 จากนั้นได้ทดลองสร้างวงจรตามรูปที่ 6 โดยใช้ตัวแปรต่างๆ เหมือนกับที่กำหนดในการวิเคราะห์
 วงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice ซึ่งผลการทดลองปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกัน



รูปที่ 10 แสดงผลการวิเคราะห์วงจรที่มีความถี่แบบที่สอง โดยใช้ความถี่ 1 KHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. สรุป

ในบทความนี้กล่าวถึงหลักการของวงจรทวีความถี่อีกแบบหนึ่งซึ่งใช้คุณสมบัติของกระแสเดรนของ MOSFET 2 ตัวมารวมกัน จากการทดลองพบว่าองค์ประกอบของความถี่ $n\omega_c$ เมื่อ $n = 3, 4, \dots, 9$ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบของความถี่ $2\omega_c$ มีค่าน้อยมาก และสามารถใช้กับอินพุตที่มีขนาดเล็ก ๆ ได้ เมื่อทำการต่อใช้งานจริงโดยใช้ IC เบอร์ 4007 จะได้ช่วงความถี่ปฏิบัติงานประมาณ 500 KHZ แต่เมื่อนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวมจะได้ความถี่ปฏิบัติงานสูงขึ้น มีประสิทธิภาพมากขึ้นสาเหตุเนื่องจากอุปกรณ์ทุกตัวมีความสัมพันธ์กัน หวังว่าผลงานวิจัยนี้จะเป็นประโยชน์แก่นักวิจัยและออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ไม่มากนัก

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] Wong, Y.J., and Utt, W.E., "Function circuits design and applications ,"
McGraws-Hill, pp. 267-269, 1976.
- [2] Surakamponorn, W., Jutaviriya, S., and Apajinda, T., "Dual translinear sinusoidal frequency doubler and full-wave rectifier," Int.J.Electronics, Vol. 65, No.6, pp. 1203-1208, 1988.
- [3] Richard S .Taylor, "Broadband doubler using MOSFETS ,"
Proceedings of IEEE, pp: 1584-1585, 1966.
- [4] Seevinck, E., and Roelof, F.W., " A versatile CMOS linear transconductor / square-law function circuit," IEEE.J.Solid-State Circuit, Vol.SC-22, N0.3, pp. 366-377, 1987.
- [5] Allen,P.E., and Holberg,D.R., CMOS analog circuit design, Holt, Rineart and Winston, 1987.