

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์
โครงการวิจัยเรื่อง

การออกแบบวงจรรวมเชิงเส้นด้วยมอสเทคโนโลยี

Linear Integrated Circuits Design Based-On MOS Technology



RCH
TK
๗๘๗4
๑44๗๕

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 32249
วัน, เดือน, ปี..... 1.1 ส.ค. 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา-1-และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	3
1.1	ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย	3
1.2	วัตถุประสงค์โครงการวิจัย	4
1.3	ขอบเขตของการวิจัย	5
บทที่ 2	วงจรที่มีความถี่แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม	6
2.1	บทนำ	6
2.2	หลักการเบื้องต้น	6
2.3	วงจรที่มีความถี่	8
2.4	การวิเคราะห์หาคณสมบัติของวงจรทางทฤษฎี	11
2.4.1	การวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์ และ เอาท์พุทอิมพีแดนซ์	12
2.4.2	การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน	12
2.4.3	การวิเคราะห์หาช่วงคิกดาปฏิบัติงาน	14
2.4.4	การวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์	16
2.5	การทดลองและผลการทดลอง	16
2.6	ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice	16
2.6.1	เอาท์พุทอิมพีแดนซ์	17
2.6.2	ความถี่ปฏิบัติงาน	17
2.6.3	ช่วงคิกดาปฏิบัติงาน	19
2.6.4	ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์	19
บทที่ 3	บทสรุป	21
	เอกสารอ้างอิง	23

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย

การออกแบบวงจรรวมเชิงเส้น (linear integrated circuit) แต่เดิมนิยมออกแบบโดยใช้ ไบโพลาร์เทคโนโลยี (bi-polar technology) ที่อุปกรณ์สำคัญในวงจรคือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งการใช้ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์นี้ทำให้การออกแบบวงจรรวมเชิงเส้นทำได้ง่าย ส่วนอุปกรณ์ทางด้านเชิงเลข หรือ ดิจิทัล อธิเช่น หน่วยความจำ หน่วยประมวลผลของคอมพิวเตอร์ และ อุปกรณ์ลอจิก เป็นต้น จะออกแบบโดยใช้ มอสเทคโนโลยี (MOS technology) ที่อุปกรณ์สำคัญในวงจรคือ CMOS จากการออกแบบวงจรรวมโดยใช้เทคโนโลยีที่ต่างกันนี้ จึงทำให้ ระบบการประมวลผลสัญญาณที่สร้างเป็นวงจรรวม จึงต้องทำแยกออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนระบบการประมวลผลเชิงอุปมาน (analog signal processing) และ ส่วนระบบการประมวลผลสัญญาณเชิงเลข (digital signal processing) แล้วนำมาต่อเชื่อมกัน ผลก็คือทำให้ระบบการประมวลผลสัญญาณแพง และไม่สามารถ สร้างรวมลงบน สารกึ่งตัวนำชิ้นเดียวกันได้ ด้วยเหตุผลที่ต้องการออกแบบวงจรรวมให้สามารถ สร้างระบบการประมวลผลเชิงอุปมาน และระบบการประมวลผลเชิงเลข เป็น วงจรรวม หรือ ไอซี ตัวเดียวกันให้ได้ นักวิจัยจึงได้พยายามคิดค้นวิธีการที่จะนำเอา อุปกรณ์ CMOS มาออกแบบเป็นวงจรรวมเชิงเส้น ให้มีประสิทธิภาพดี เทียบเท่ากับวงจรรวมที่ออกแบบโดยใช้ ไบโพลาร์เทคโนโลยี ที่มีอยู่

เนื่องมาจากว่า ความสัมพันธ์ระหว่าง ศักย์สัญญาณเข้า V_{GS} และ กระแสสัญญาณออก I_D ของ ทรานซิสเตอร์แบบ CMOS เป็นลักษณะของสมการยกกำลังสอง คือ

$$I_D = K (V_{GS} - V_t)^2 \quad (1.1)$$

ซึ่งเป็น ฟังก์ชันไม่เชิงเส้น (ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ ความสัมพันธ์ของ ศักย์สัญญาณเข้า และ กระแสสัญญาณออก เป็นเชิงเส้น) จึงทำให้การนำเอา CMOS มาออกแบบเป็นวงจรรวมเชิงเส้นทำได้ยากกว่า และมีความซับซ้อนมากกว่า ต้องการอุปกรณ์ในการออกแบบที่มีประสิทธิภาพสูง การออกแบบที่นิยมทำกันคือ ทำการทดลองโดยต่อวงจรลงบนแผงทดลอง (prototype board)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำได้เฉพาะกับวงจรขนาดเล็ก ๆ เท่านั้น สำหรับวงจรขนาดกลาง และวงจรใหญ่ที่มีความซับซ้อนมาก จะนิยม พัฒนาการออกแบบ โดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ หรือ CAD (computer aided design) อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก CMOS เป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างไม่เป็นเชิงเส้น การใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ สำหรับวงจรที่ค่อนข้างซับซ้อน และขนาดใหญ่ โดยทั่วไปถ้าเป็นโปรแกรมที่ไม่มีประสิทธิภาพ กว่าจะได้คำตอบต้องใช้เวลานาน และคำตอบ หรือ ผลการเลียนแบบที่ได้ ก็ไม่เป็นที่ยอมรับกันในระดับนานาชาติ ต้องใช้โปรแกรมที่มีมาตรฐานเช่น SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) ซึ่งเป็นตัวอย่างโปรแกรมที่มีใช้กันอย่างกว้างขวาง ทั้งในวงการอุตสาหกรรม และ สถาบันการศึกษาทั้งใน สหราชอาณาจักร และ สหรัฐอเมริกา และ โดยทั่วไปโปรแกรมแบบนี้มักต้องใช้กับคอมพิวเตอร์ที่มี-ไอซีสำหรับการคำนวณ (math co-processor) อยู่ด้วย

ปัญหาแรกในการออกแบบและวิเคราะห์วงจร CMOS เราจำเป็นต้องสร้าง หรือ พัฒนา model หรือ วงจรสมมูล (equivalent circuit) แทนการทำงานของ CMOS ในระดับสัญญาณ ต่าง ๆ และ สำหรับ CMOS วงจรสมมูลยังขึ้นกับขนาด ความยาว และ ความกว้าง ของ channel ของ CMOS ด้วย วงจรสมมูลของ CMOS ที่ความยาวของ channel ต่ำกว่า 5 ไมครอน ต้องนำเอาผลของความยาวมาคิดด้วย ปัญหาต่อไปคือ การสร้างวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรรวมเชิงเส้น ซึ่งวงจรที่สำคัญมีอิเช่น วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (differential amplifier) วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) วงจรแปลงค่าศักย์เป็นกระแส (voltage to current converter) วงจรแปลงค่า กระแสเป็นค่าศักย์ (current to voltage converter) วงจรขยายกระแส (current amplifier) วงจรตามกระแส (current follower) และ วงจรตามศักย์ (voltage follower) วงจรที่กล่าวมานี้เป็นวงจรพื้นฐานที่นำไปออกแบบวงจรของ ระบบการประมวลผลสัญญาณเชิงอุปมาน ถ้าหากเราสามารถออกแบบและพัฒนางจรเหล่านี้โดยใช้ CMOS และได้วงจรที่มีคุณภาพดี ก็จะทำให้สามารถออกแบบระบบการประมวลผลสัญญาณด้วย มอส เทคโนโลยี ที่มีคุณภาพดีด้วย

1.2 วัตถุประสงค์โครงการวิจัย

เป็นการวิจัยและพัฒนาด้วยการทดลอง เพื่อสร้าง แบบจำลอง หรือ วงจรสมมูล แทนการทำงานของ CMOS อย่างมีประสิทธิภาพ เพื่อนำไปใช้ร่วมกับโปรแกรมการออกแบบวงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา-4- และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วนำไปใช้ออกแบบวงจรพื้นฐานของวงจรรวม ซึ่งได้แก่ วงจรดีฟแอมป์ วงจรสะท้อนกระแส วงจรแปลงค่าศักย์เป็นกระแส วงจรแปลงค่ากระแสเป็นค่าศักย์ วงจรขยายกระแส วงจร รวมกระแส และ วงจรตามศักย์ เมื่อพัฒนาวงจรเหล่านี้ให้มีคุณภาพดีแล้ว ก็จะเป็นวงจรพื้นฐานที่สามารถนำไปออกแบบ ระบบการประมวลสัญญาณเชิงอุปมาน ตามลักษณะงานที่ต้องการด้วย มอสเทคโนโลยี ที่มีคุณภาพดีด้วย นอกจากนี้ยังสามารถสร้างเป็นวงจรรวมบนสารกึ่งตัวนำขึ้นได้ยวกันกับ วงจรระบบการประมวลผลเชิงเลขด้วย

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

สำหรับโครงการวิจัยนี้ เป็นการศึกษาการออกแบบวงจรที่ความถี่ที่สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้โดยใช้ มอสเทคโนโลยี โดยเน้นเฉพาะกับการออกแบบวงจรที่ความถี่ของระบบการประมวลผลสัญญาณเชิงอุปมาน ที่สร้างขึ้นจากวงจรเชิงเส้น (linear integrated circuit) และเนื่องจากทฤษฎีพื้นฐานของวงจร แหล่งจ่ายกระแสคงตัว วงจรสะท้อนกระแส และวงจรขยายผลต่างสัญญาณ สามารถค้นคว้าได้จากหนังสือทางด้านสาขาวิชานี้ จึงไม่ได้นำมากล่าวไว้ในรายงานนี้ด้วย และเพื่อให้รายงานมีความยาวพอสมควรจึงขอเขียนเฉพาะหลักการที่สำคัญเท่านั้น

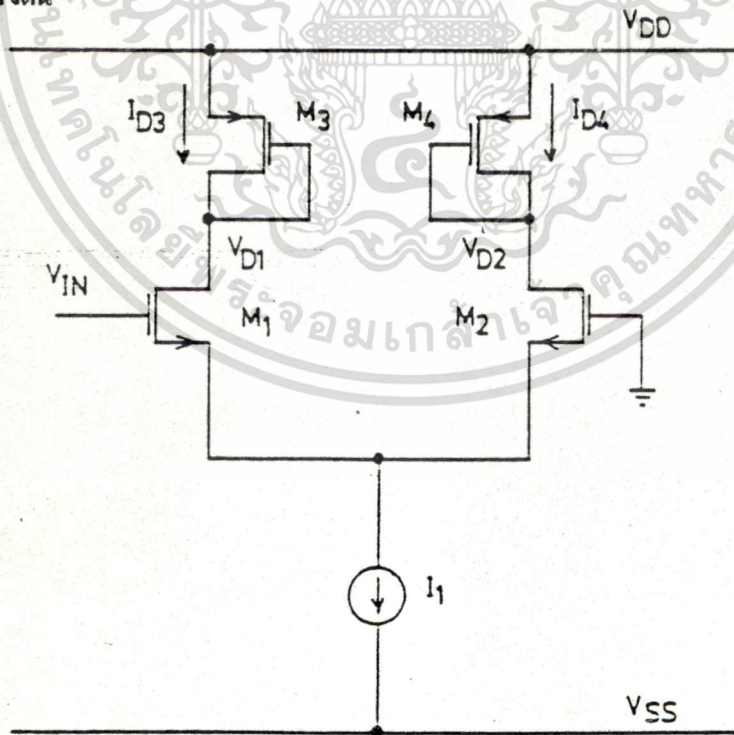
บทที่ 2

วงจรวีความถี่แบบที่ใช้ทำเป็นวงจรรวม

2.1 บทนำ

วงจรวีความถี่เป็นวงจรที่มีการนำมาประยุกต์ใช้งาน และออกแบบวงจรวีความถี่ออก
นิตส์อย่างกว้างขวาง วงจรวีความถี่ได้มีการนำเสนอมาแล้วหลายวิธีเช่น ออกแบบโดยใช้ไบโโ
ลาร์จิ่งชั้นทรานซิสเตอร์ [1] ออกแบบโดยใช้วงจรรานส์ลิเนียร์รูปคู่เท่า ทั้งสองวิธีนี้
มีข้อเสียที่ต้องใช้กระแสไบอัสค่าสูง ส่วนวงจรวีความถี่ที่ออกแบบด้วยออปแอมป์มีข้อเสียที่ใช้กับ
ความถี่สูง ๆ ไม่ได้ เนื่องจากมีขีดจำกัดทางความถี่ของออปแอมป์ จุดประสงค์ของบทนี้เป็นการ
ออกแบบวงจรวีความถี่ที่ใช้หลักการ คุณสมบัติกำลังสองของวงจรวีความถี่เฟอเรนเซียลที่ประกอบจาก
มอสเฟตทรานซิสเตอร์ หลักการนี้ใช้อนุกรมที่เป็นแอคทีฟเท่านั้น ไม่มีส่วนของอนุกรมที่เป็นพาสซีฟ
หลักการนี้จึงเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ วงจรวีความถี่ที่ออกแบบประกอบด้วยมอส
เฟตทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 8 ตัว และ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว ข้อดีของวงจรวีความถี่คือ ค่าความผิด
เพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2KHz มีค่าต่ำ

2.2 หลักการเบื้องต้น



รูปที่ 2.1 หลักการเบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.1 มอสเฟตทรานซิสเตอร์ M1 , M2 , M3 , M4 ประกอบกันเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล (Differential) แหล่งจ่ายกระแสที่ I_1 เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร ความต่างศักย์ V_{in} เป็นสัญญาณอินพุต ความต่างศักย์ V_{D1} และความต่างศักย์ V_{D2} เป็นดังนี้

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{SG3} \quad (2.1)$$

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

สมการ 2.1 เป็น

$$V_{D1} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\beta_3}} - V_{T3} \quad (2.2)$$

ในการทำงานเดียวกัน

$$V_{D2} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D4}}{\beta_4}} - V_{T4} \quad (2.3)$$

เนื่องจาก

$$I_{D3} = \frac{I_1}{2} + \frac{I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (2.4)$$

$$I_{D4} = \frac{I_1}{2} - \frac{I_1}{2} \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (2.5)$$

แทนสมการ 2.4 ในสมการ 2.2 ดังนั้น สมการ 2.2 กลายเป็น

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{T3} - \sqrt{\frac{2}{\beta_3} \left[\frac{I_1}{2} + \frac{I_1}{2} \left(\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right)^{1/2} \right]} \quad (2.6)$$

แทนสมการ 2.5 ในสมการ 2.3 ดังนั้น สมการ 2.3 กลายเป็น

$$V_{D2} = V_{DD} - V_{T4} - \sqrt{\frac{2}{\beta_4} \left[\frac{I_1}{2} - \frac{I_1}{2} \left(\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right)^{1/2} \right]} \quad (2.7)$$

กำหนดให้

$$Z = \left[\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

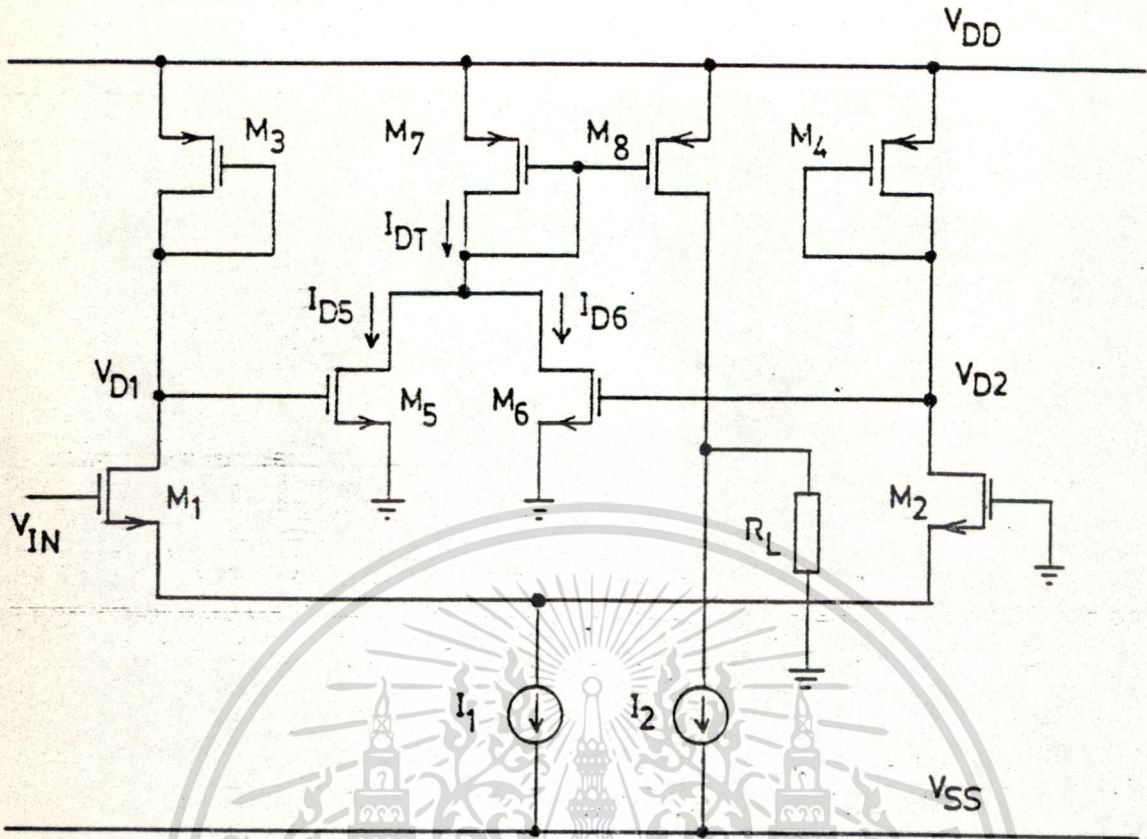
แทนสมการ 2.8 ในสมการ 2.6 และสมการ 2.7

$$V_{D1} = V_{DD} - V_{T3} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^{1/2})} \quad (2.9)$$

$$V_{D2} = V_{DD} - V_{T4} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 - Z^{1/2})} \quad (2.10)$$

2.3 วงจรทวิความถี่

ในรูปที่ 2.2 เป็นวงจรทวิความถี่ซึ่งประกอบด้วยมอสเฟต 8 ตัว และแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 2 ตัว มอสเฟต M1 ถึง M4 ประกอบเป็นวงจรดิฟเฟอเรนเชียล มอสเฟต M5 และ M6 ทำหน้าที่เป็นวงจรบวกสัญญาณ ที่ขาเดรนของมอสเฟต M1 และ M2 มอสเฟต M7 และ M8 ประกอบเป็นวงจรสะท้อนกระแสกลับ แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_1 ทำหน้าที่ไบอัสให้กับวงจร แหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 ให้ปรับกระแสออฟเซตที่เอาต์พุต



รูปที่ 2.2 วงจรทวีความถี่

จากสมการ 2.9 และสมการ 2.10 กระแส I_{D5} และกระแส I_{D6} เป็น

$$I_{D5} = \frac{\beta_5}{2} \left(V_{DD} - V_{T3} - V_{T5} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_3} (1 + Z^{1/2})} \right)^2 \quad (2.11)$$

$$I_{D6} = \frac{\beta_6}{2} \left(V_{DD} - V_{T4} - V_{T6} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_4} (1 - Z^{1/2})} \right)^2 \quad (2.12)$$

$$I_{DT} = I_{D5} + I_{D6} \quad (2.13)$$

จากสมการ 2.11 ถึง สมการ 2.13 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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -9- จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\left((1+Z^{1/2})^{1/2} + (1-Z^{1/2})^{1/2} \right) \quad (2.14)$$

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

$$(1 + Z^{1/2})^{1/2} = 1 + \frac{1}{2} Z^{1/2} - \frac{1}{8} Z + \frac{1}{16} Z^{3/2} - \frac{5}{128} Z^2 + \dots \quad (2.15)$$

$$(1 - Z^{1/2})^{1/2} = 1 - \frac{1}{2} Z^{1/2} - \frac{1}{8} Z - \frac{1}{16} Z^{3/2} - \frac{5}{128} Z^2 - \dots \quad (2.16)$$

นำสมการ 2.15 บวกกับสมการ 2.16 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

$$(1 + Z^{1/2})^{1/2} + (1 - Z^{1/2})^{1/2} = 2 - \frac{1}{4} Z \quad (2.17)$$

จากสมการ 2.8 สมการ 2.14 และสมการ 2.17 จะได้กระแสรวมเป็น

$$I_{DT} = A + B \left(\frac{\beta_n V_{in}^2}{I_1} - \frac{\beta_n^2 V_{in}^4}{4I_1^2} \right) \quad (2.18)$$

โดยที่กำหนดให้

$$A = \beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN})^2 + \frac{\beta_N I_1}{\beta_P} - 2\beta_N (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{1/2} \quad (2.19)$$

และ

$$B = \frac{\beta_N}{4} (V_{DD} - V_{TP} - V_{TN}) \left(\frac{I_1}{\beta_P} \right)^{1/2} \quad (2.20)$$

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

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

$$I_{DS} = A + B \left\{ \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} - \frac{3\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} + \left(\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} \right) \cos 2\omega t - \frac{\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \cos 4\omega t \right\} \quad (2.21)$$

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

$$I_{out} = B \left\{ \left(\frac{\beta_n^2 V_m^4}{8I_1^2} - \frac{\beta_n V_m^2}{2I_1} \right) \cos 2\omega t - \frac{\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \cos 4\omega t \right\} \quad (2.22)$$

2.4 การวิเคราะห์หาคอมสมบัติของวงจรทางทฤษฎี

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรที่ความถี่ เพื่อพิจารณาอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) เอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) ความถี่ปฏิบัติการ (Frequency Response) ช่วงศึกษาดำเนินการ (Dynamic Range) และความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 การวิเคราะห์หาอินพุทอิมพีแดนซ์ และเอาต์พุทอิมพีแดนซ์

อินพุทของวงจรทวิความถี่ที่ออกแบบคือ ซาเกทของมอสเฟต M1 พิจารณาโครงสร้างของมอสเฟตจะได้ว่า ที่ซาเกทมีชั้นของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) กั้นอยู่ทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าที่ซาเกทได้ ดังนั้นความต้านทานที่อินพุทของวงจรมีค่าสูงมาก [3]

$$r_{in} = 10^{15} \quad (2.23)$$

เอาต์พุทอิมพีแดนซ์วงจรทวิความถี่ มีค่าเท่ากับความต้านทานของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_2 ขนานกับความต้านทานระหว่างเดรนกับซอสของมอสเฟต M8 ดังนั้นเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{r_{o2} \parallel R_{ds}}{r_{o2} + R_{ds}} \approx R_{ds} \quad (2.24)$$

2.4.2 การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ

การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ สามารถทำได้โดยการเขียนวงจรตัดเทียมนวงจรทวิความถี่ ซึ่งมีความจุไฟฟ้าสแตเดียระหว่างเกตและซอสของมอสเฟตตัวใด ๆ ประกอบอยู่ด้วย ดังรูปที่ 2.3

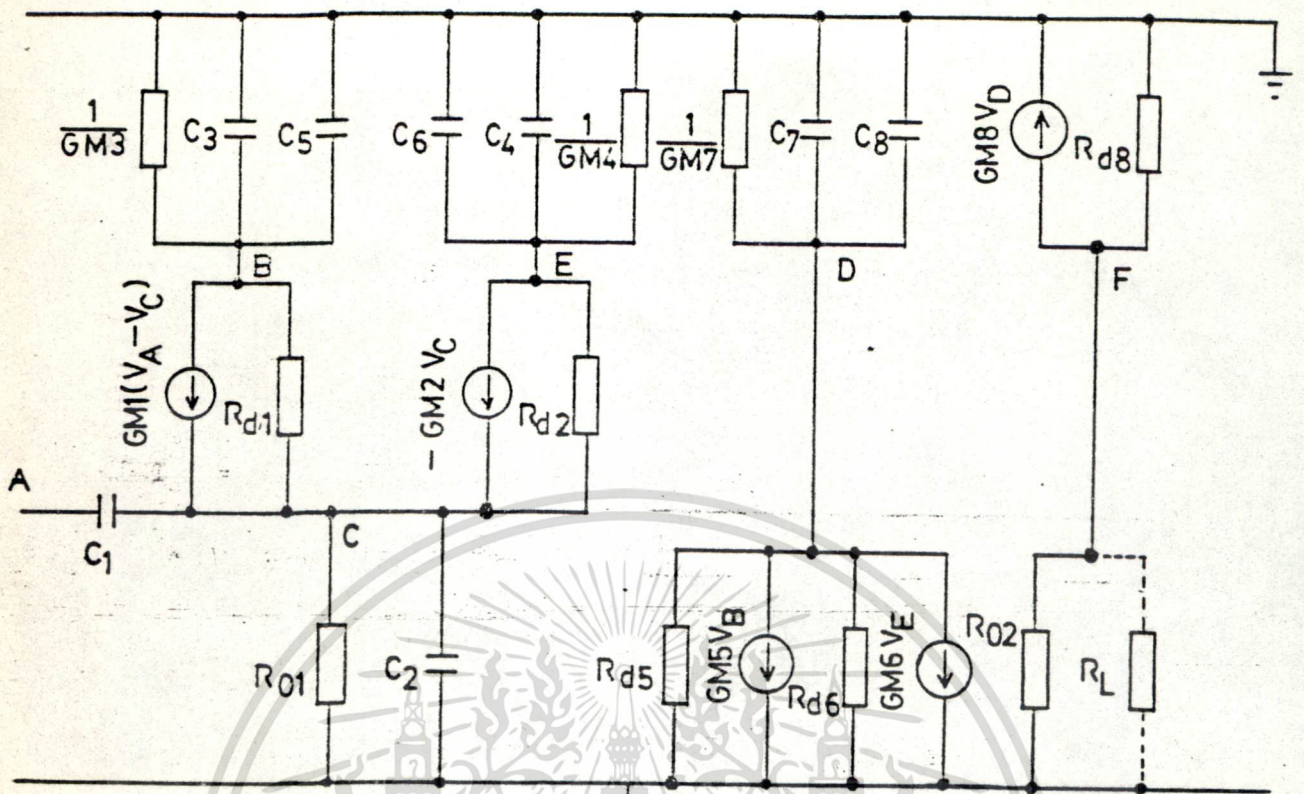
จากรูปที่ 2.3 พิจารณา Node ต่าง ๆ โดยใช้ KCL สร้างเป็นสมการได้ดังนี้

Node A

$$SC_1 V_A - SC_1 V_C = 0 \quad (2.25)$$

Node B

$$\left(g_{m3} + S(C_3 + C_5) + \frac{1}{R_{d1}} \right) V_B - \frac{1}{R_{d1}} V_C = -g_{m1} (V_A - V_C) \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.3 วงจรที่เทียบวงจรที่ความถี่

Node C

$$\left(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{r_{o1}} + S(C_2 + C_1) \right) V_C - SC_1 V_A - \left(\frac{1}{R_{d1}} \right) V_B - \left(\frac{1}{R_{d2}} \right) V_E = g_{m1}(V_A - V_C) - g_{m2} V_C \quad (2.27)$$

Node D

$$\left(g_{m7} + S(C_7 + C_8) + \frac{1}{R_{d5}} + \frac{1}{R_{d6}} \right) V_D = -g_{m5} V_B - g_{m6} V_E \quad (2.28)$$

Node E

$$\left(g_{m4} + S(C_6 + C_4) + \frac{1}{R_{d2}} \right) V_E - \left(\frac{1}{R_{d2}} \right) V_C = g_{m2} V_C \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Node F

$$\left(\frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{R_{dB}} \right) V_F = -g_{m8} V_D \quad (2.30)$$

จากสมการ 2.25 ถึงสมการ 2.30 สามารถหาค่า $\frac{I_o}{V_A}$ ได้ซึ่งมีค่าเป็น

$$\frac{I_o}{V_A} = \frac{R_{dB} (g_{m5} + g_{m6} g_{m2})}{R_{LOAD} R_{d1} g_{m3} g_{m4} \left(\frac{1 + S(C_3 + C_5)}{g_{m3}} \right) \left(\frac{1 + S(C_6 + C_4)}{g_{m4}} \right) \left(\frac{1 + S(C_7 + C_8)}{g_{m7}} \right)} \quad (2.31)$$

จากสมการ 2.31 เป็นลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
 ดั้งนั้นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) เป็นไปตามสมการ 2.32

$$f_{3db} = \frac{g_{m7}}{2\pi (C_7 + C_8)} \quad (2.32)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าวจรมีค่าของ g_m ใด ๆ เท่ากับ 1×10^{-4} A/V และ C ใด ๆ
 มีค่าเท่ากับ 5 pF จากสมการ 2.32 วงจรมีความถี่ตอบสนองเท่ากับ 1.59 MHz

2.4.3 การวิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรดังรูปที่ 2.2 นิยามาที่มอสเฟต M1
 และ M2 ต้องทำงานในสภาวะอิ่มตัว (Saturation Region) เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอส
 เฟตเป็นสมการของคุณสมบัติกำลังสอง จากรูปที่ 2.2 สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$V_{IN} = V_{GS1} - V_{GS2} \quad (2.33)$$

เนื่องจาก V_{GS} ของมอสเฟตตัวใด ๆ ที่ทำงานในสภาวะอิ่มตัวมีค่าเป็น

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_T \quad (2.34)$$

แทนสมการ 2.34 ในสมการ 2.33 ได้เป็น

$$V_{IN} = \left[\frac{2I_{D1}}{\beta_1} \right]^{1/2} - \left[\frac{2I_{D2}}{\beta_2} \right]^{1/2} \quad (2.35)$$

และสามารถพิจารณาได้อีกว่า

$$I_1 = I_{D1} + I_{D2} \quad (2.36)$$

นำสมการ 2.36 แทนสมการ 2.35 และกำหนดให้ $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ สามารถหาค่ากระแส I_{D1} และ I_{D2} ได้ดังนี้

$$I_{D1} = \frac{I_1 + I_1}{2} \left[\frac{\beta V_{IN}^2}{I_1} - \frac{\beta^2 V_{IN}^4}{4I_1^2} \right]^{1/2} \quad (2.37)$$

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

จากสมการ 2.37 จะพบว่าช่วงคิกดาบปฏิบัติการของวงจรที่มีความถี่มีค่าเป็น

$$\left| V_{in} \right| \leq 2 \left[\frac{I_1}{\beta} \right]^{1/2} \quad (2.38)$$

ตัวอย่างเช่น กำหนดให้กระแส I_1 มีค่าเป็น 450 ไมโครแอมป์ $\beta = 2 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$ ช่วงกระแสปฏิบัติการเป็น $-0.94 \text{ โวลท์} < V_{in} < 0.94 \text{ โวลท์}$

2.4.4 การวิเคราะห์หาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ [4]

จากสมการ 2.22 จะพบว่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ขององค์ประกอบความถี่ 4 wt เทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 wt มีค่าเป็น

$$HD = \frac{-\beta_n^2 V_m^4}{32I_1^2} \quad (2.39)$$

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

จากสมการ 2.39 พบว่าวงจรที่มีความถี่ที่ออกแบบจะมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ต่ำ เมื่ออินพุตมีค่าน้อย ๆ (น้อยกว่า 1 โวลท์)

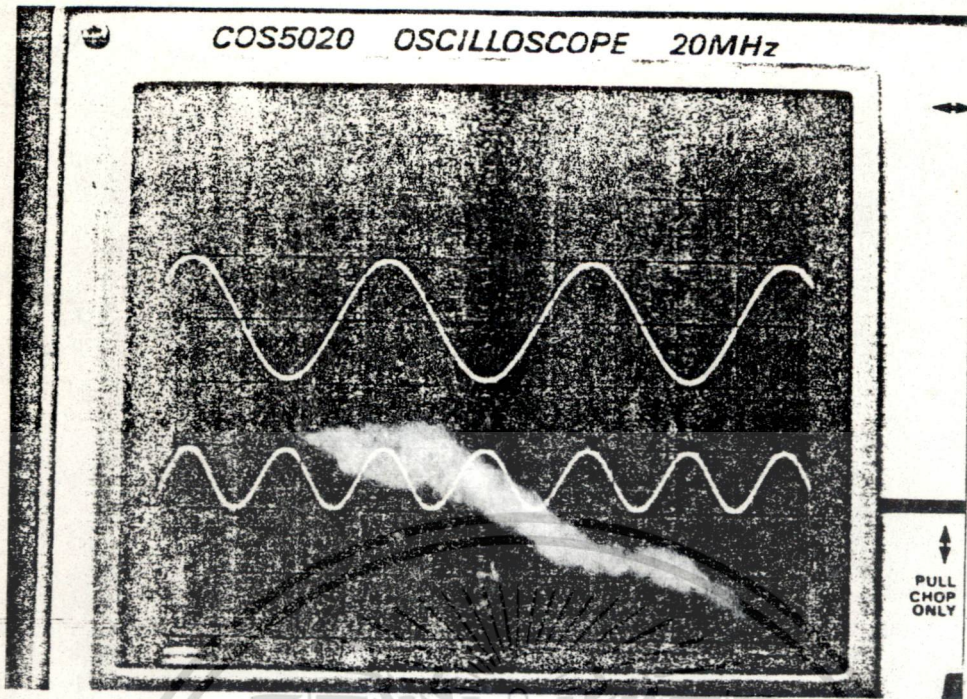
2.5 การทดลองและผลการทดลอง

ได้ทดลองสร้างวงจรรวมความถี่ตามรูปที่ 2.2 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 เป็นตัวกำจัดกระแสออฟเซตที่เกิดขึ้นพร้อมสัญญาณความถี่สองเท่า ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 2.4

จากรูปที่ 2.4 พบว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ไซน์ 1 KHz ขนาดของสัญญาณเท่ากับ 500 mV_{P-P} จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 2 KHz ขนาดของสัญญาณเท่ากับ 80 mV_{P-P} และผลการทดลองวัดองค์ประกอบความถี่ที่ 4 KHz จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.56 % ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบได้ 500 KHz ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรจากการทดสอบได้ 1 V

2.6 ผลการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม Pspice

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้รับจากการคำนวณและการทดลอง ได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป PSpice ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อวิเคราะห์หา เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ความถี่ปฏิบัติงาน และความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์



รูปที่ 2.4 แสดงผลการทดลองของวงจรพีความถี่

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

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

2.6.1 เอาท์พุทอิมพีแดนซ์

การวิเคราะห์หาเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สามารถทำได้โดยการ กำหนดรายละเอียดของ จุดต่อต่าง ๆ ของวงจรในรูปที่ 2.3 โดยที่ไม่ต้องคำนึงถึงความจุไฟฟ้าสแตย์ ลงในไฟล์ข้อมูล ตั้ง โปรแกรมที่ 1

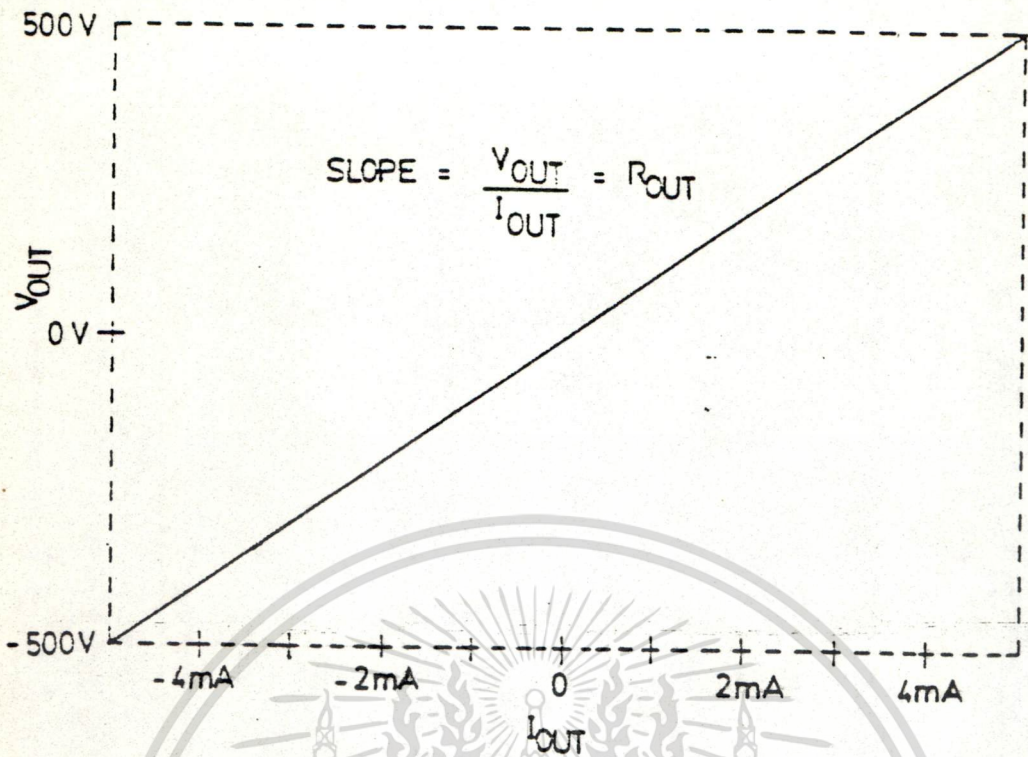
หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรพีความถี่ได้ผล การทดลองดังรูปที่ 2.5 พบว่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์มีค่าเป็น 100 K Ω ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกับการ วิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 2.24)

2.6.2 ความถี่ปฏิบัติการ

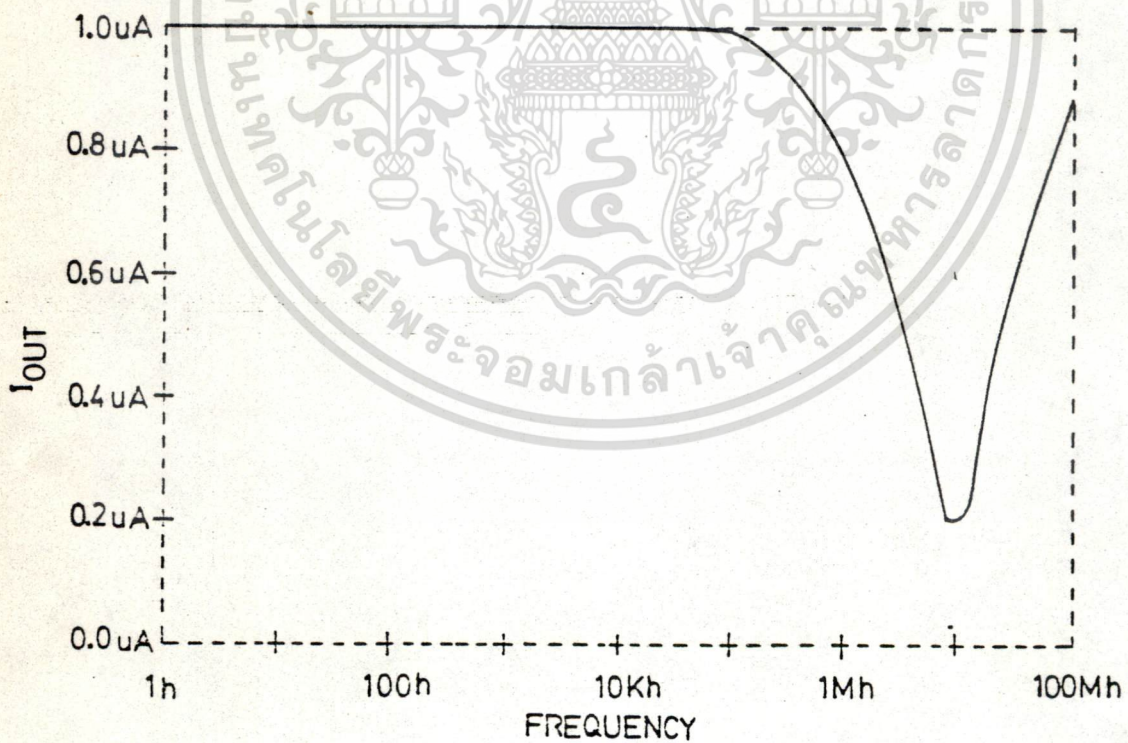
การวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการ ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลกำหนดรายละเอียดของ จุดต่อต่าง ๆ ของวงจрдังรูปที่ 2.3 ดังแสดงไว้ในโปรแกรมที่ 2

หลังจากใช้โปรแกรม PSpice วิเคราะห์ผลและเลียนแบบการทำงานของวงจร ได้ ผลการวิเคราะห์ดังรูปที่ 2.6 พบว่าความถี่ปฏิบัติการสูงสุดมีค่าเป็น 1.6 MHz ซึ่งให้ผลใกล้เคียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา-17- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงผลการวิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice



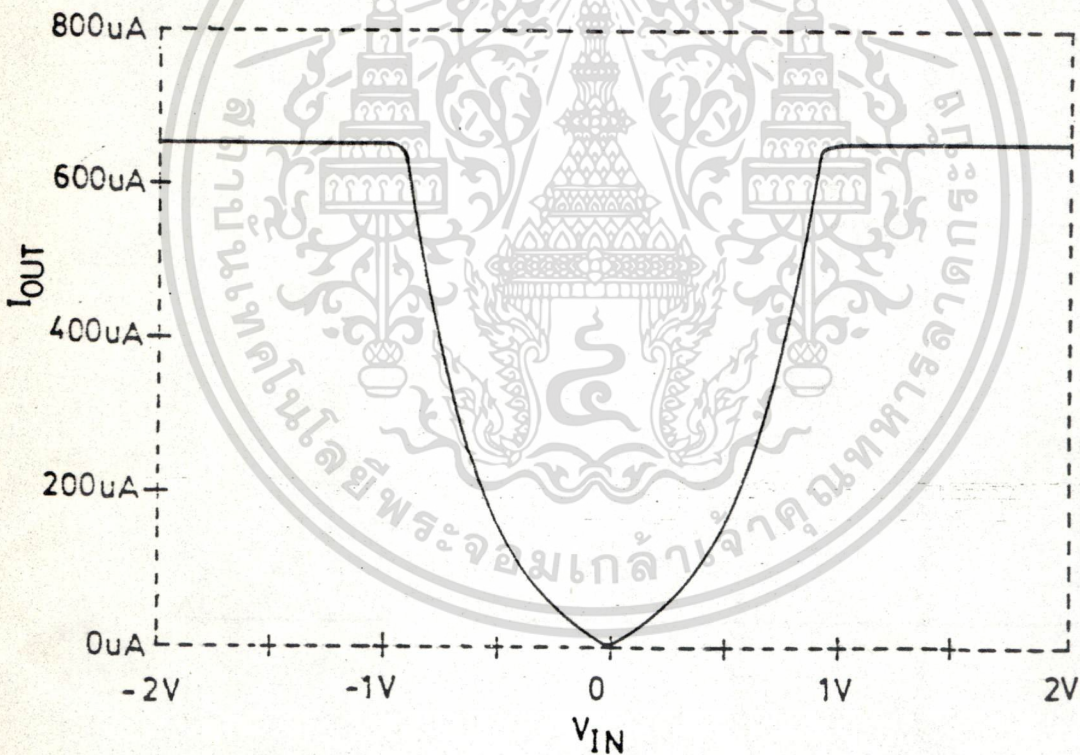
รูปที่ 2.6 แสดงผลการวิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติการของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -18- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับการวิเคราะห์ผลทางทฤษฎี (สมการที่ 2.32)

2.6.3 ช่วงศักดาปฏิบัติงาน

การวิเคราะห์หาศักดาปฏิบัติงาน ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลรายละเอียดของจุดต่อต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งไฟล์ข้อมูลแสดงไว้ดังโปรแกรมที่ 3 จากไฟล์ข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ ด้วยโปรแกรม PSpice โดยป้อนศักดาอินพุตมีขนาดตั้งแต่ -2 โวลต์ ถึง 2 โวลต์ แล้วดูผลของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M7 จะเห็นว่าวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นไปตามคุณสมบัติกำลังสอง (Square Law Characteristic) และจะพบว่าเมื่อค่าสัมบูรณ์ของศักดาอินพุตมีค่าเพิ่มมากขึ้นเลขจุด ๆ หนึ่ง จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนมากขึ้น จากรูปที่ 2.7 ช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรมีค่าอยู่ในช่วง -0.9 โวลต์ ถึง 0.9 โวลต์ เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสที่ I_1 มีค่าเท่ากับ 450 ไมโครแอมป์

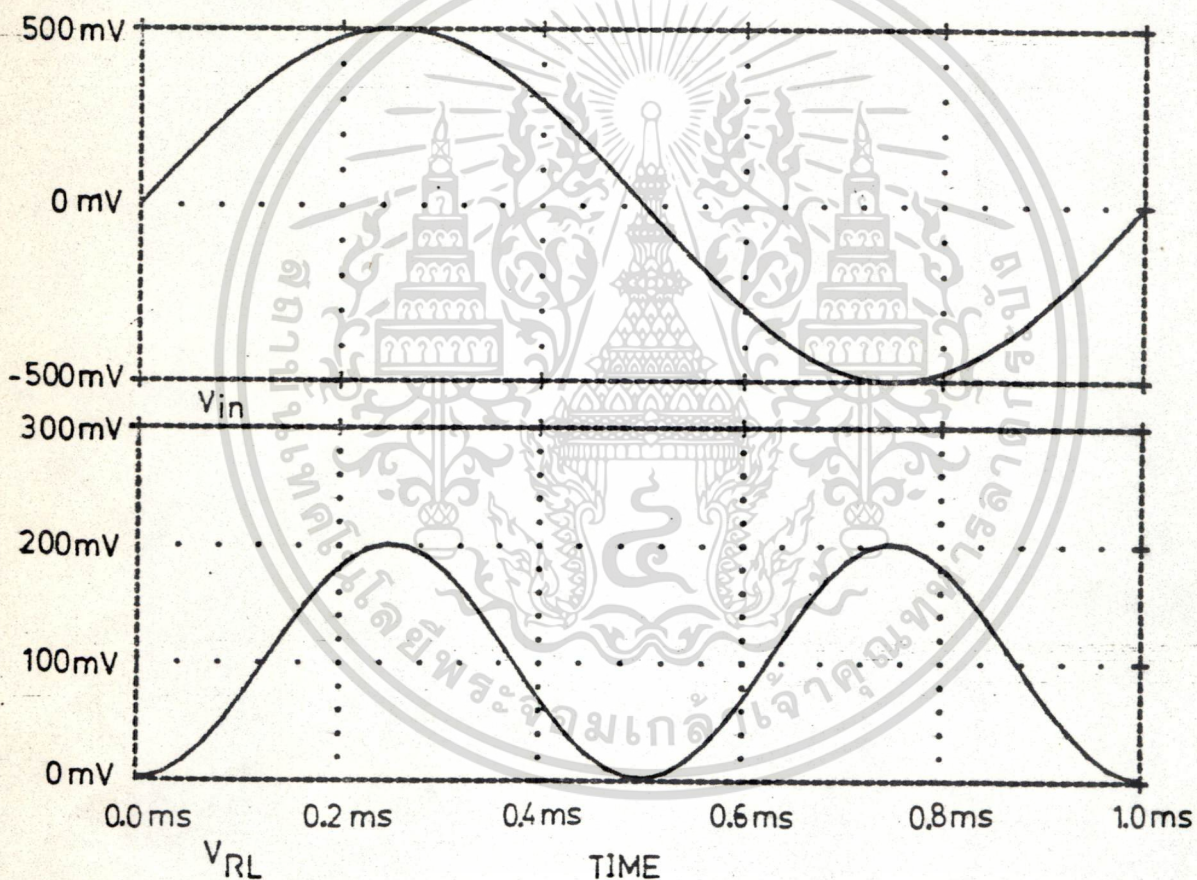


รูปที่ 2.7 แสดงผลการวิเคราะห์หาช่วงศักดาปฏิบัติงานของวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

2.6.4 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์

การวิเคราะห์หาความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรที่ความถี่ โดยใช้โปรแกรม PSpice เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -19- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกรม PSpice ทำได้โดยเขียนไฟล์ข้อมูลของจุดต่อต่าง ๆ ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงไว้ในโปรแกรม ที่ 4 แล้วทำการป้อนสัญญาณความถี่ไซน์ความถี่ 1 KHz จะเห็นว่าได้สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 KHz ดังรูปที่ 2.8 และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของวงจรซึ่งคำนวณด้วยโปรแกรม PSpice แสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 จากรูปที่ 2.9 ได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบ ความถี่ 4 KHz เมื่อเทียบกับองค์ประกอบความถี่ 2 KHz เท่ากับ 0.7 % ถ้าให้สัญญาณอินพุตไซน์ ความถี่ 1 MHz จะเห็นว่าได้สัญญาณเอาต์พุตความถี่ 2 MHz แต่มีเฟสเบี่ยงเบน (Phase Shift) ดังรูปที่ 2.10 และมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4 MHz เมื่อเทียบกับ องค์ประกอบความถี่ 2 MHz สูงมาก ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.8 แสดงผลการเลียนแบบวงจรทวีความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

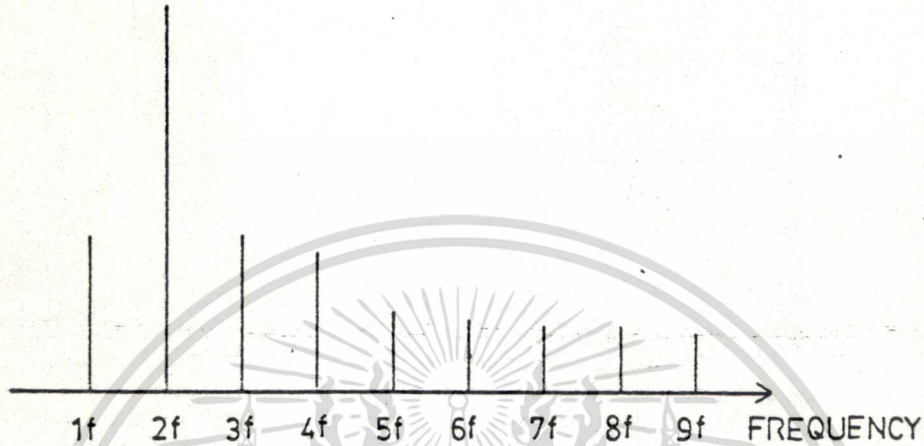
ข้างบน สัญญาณอินพุตคลื่นไซน์ขนาด 500 mV_{P-P} ความถี่ 1 KHz

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 200 mV_{P-P} ความถี่ 2 KHz

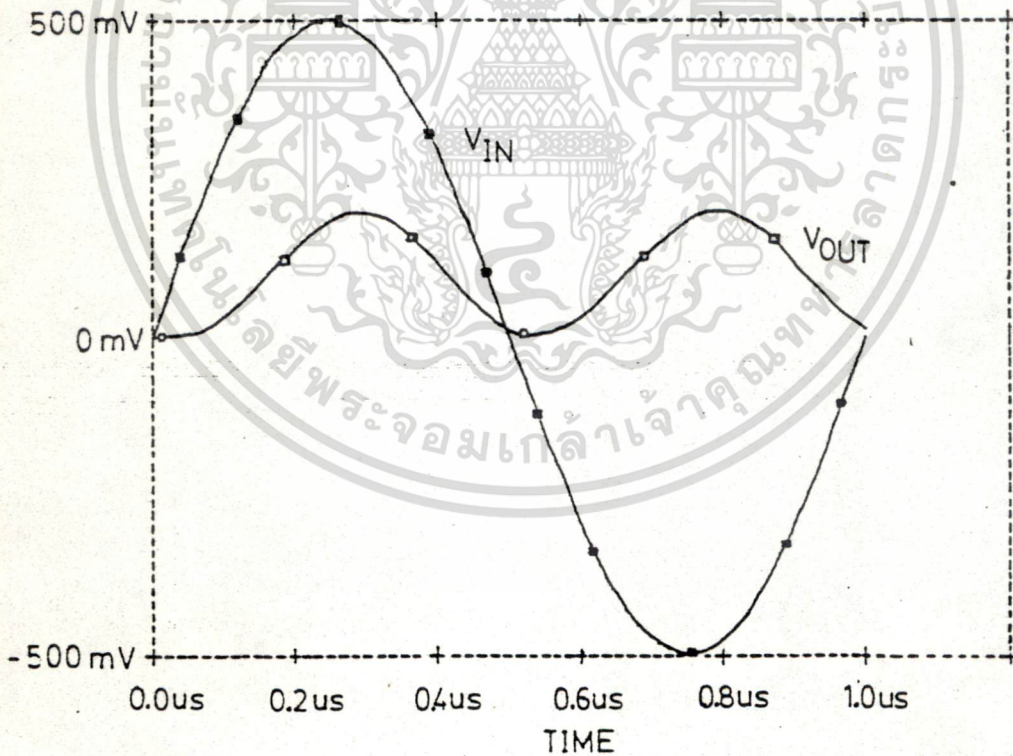
บทที่ 3

บทสรุป

วงจรที่ความถี่ที่ได้นำเสนอในรูปแบบวงจรรวม อาศัยหลักการคุณสมบัติกำลังสองของวงจรถิฟเฟอเรนเซียลมาใช้ในการออกแบบ จากการทดสอบช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรทั้ง



รูปที่ 3.1 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่

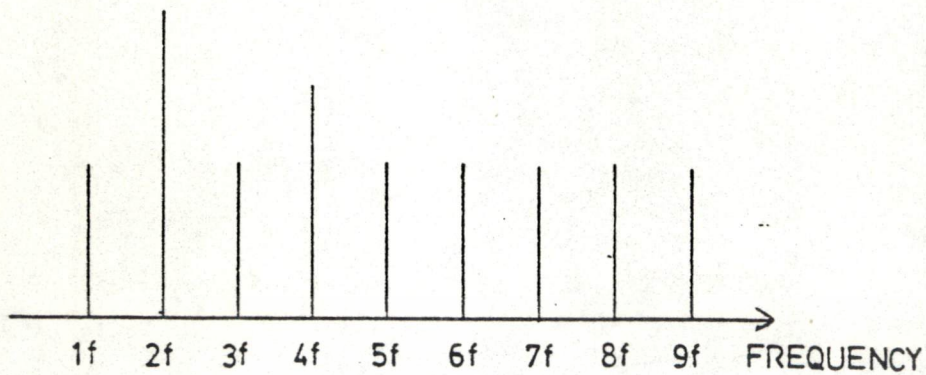


รูปที่ 3.2 แสดงผลการเลียนแบบวงจรที่ความถี่โดยใช้โปรแกรม PSpice

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

ข้างล่าง สัญญาณเอาต์พุตคลื่นไซน์ขนาด 190 mV_{p-p} ความถี่ 2 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -21- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

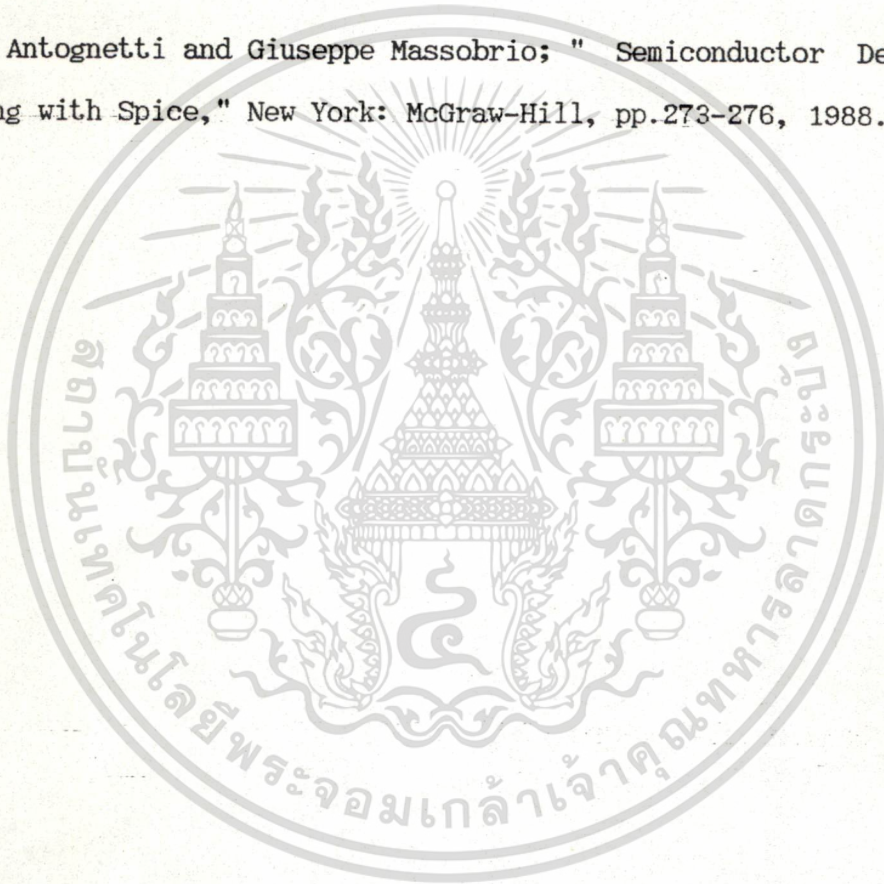


รูปที่ 3.3 แสดงองค์ประกอบที่ความถี่ต่าง ๆ ของวงจรที่ความถี่

ทางทฤษฎี , การทดลอง และ การวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice สามารถทำงานได้ใน ช่วงความถี่ที่กว้าง โดยความถี่ปฏิบัติงานขึ้นกับค่าพารามิเตอร์คอนดักแตนซ์กับค่าความจุไฟฟ้าสแตย์ของ มอสเฟต M7 และ M8 ช่วงตัดดาปฏิบัติงานของวงจรขึ้นอยู่กับค่ากระแสไบอัส I_1 ถ้าให้กระแส ไบอัส I_1 มาก จะทำให้มีช่วงตัดดาปฏิบัติงานมาก แต่การให้กระแสไบอัส I_1 น้อย ทำให้ช่วง ตัดดาปฏิบัติงานน้อย ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบความถี่ 4ω เทียบกับองค์ ประกอบความถี่ 2ω ที่ได้จากการทดสอบและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรม PSpice ขึ้นอยู่กับ ขนาดของสัญญาณอินพุต และขนาดของกระแสไบอัส I_1 ถ้าขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยจะได้ ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ต่ำ ขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่ามากจะ ได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์ มอนิกส์สูง ส่วนขนาดของกระแสไบอัส I_1 มาก จะได้ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ต่ำ ขนาด ของกระแสไบอัส I_1 น้อย จะได้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์สูง

เอกสารอ้างอิง

1. W. Surakamponorn, S. Jutaviriya and T. Apajinda; "Dual Translinear Sinusoidal Frequency Double and Full-Wave Rectifier," Int. J. Electronics, vol.65, no.2, pp.1203-1208, 1988.
2. M.R. Spiegel ; " Mathematical Handbook of Formulas and Tables," New York: McGraw-Hill, pp.110, 1986.
3. Mauro Zambuto; " Semiconductor Device," New York: McGraw-Hill, ch.9, 1989.
4. Paolo Antognetti and Giuseppe Massobrio; " Semiconductor Device Modelling with Spice," New York: McGraw-Hill, pp.273-276, 1988.



OUTPUT IMPEDANCE FREQUENCY DOUBLER

```
.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 1 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์
ของวงจรทวีความถี่

FREQUENCY RESPONSE FREQUENCY DOUBLER

.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

RO1 4 0 10MEG

RO2 6 0 10MEG

.PROBE

.END

โปรแกรมที่ 2 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาความถี่ปฏิบัติงาน
ของวงจรทวีความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC RANGE FREQUENCY DOUBLER

.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 3 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาช่วงสัปดาห์ปฏิบัติงาน
ของวงจรทวีความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -26- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FREQUENCY DOUBLER

.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 แสดงโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์หาผลตอบสนองชั่วคราว
ของวงจรที่มีความถี่