

วงจรรองคลื่นโหมดกระแสแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่มีความสมมาตร
FULLY BALANCED DIFFERENTIAL CURRENT MODE
WAVE ACTIVE FILTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2541

ISBN 974-622-103-5

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Thesis Title Fully Balanced Differential Current Mode Wave Active Filters
Student Mr. Chaovalit Thamviriyakul
Thesis Advisor Assoc.Prof.Dr. Kobchai Dejhan
Level of study Master of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Year 1998

Abstract

This thesis presents the continuous-time analog filtering based on the differential current mode wave active filter. This filter uses the currents as wave signals for L and C in LC filter circuit. The presented circuit is compatible with a standard digital VLSI process and can operate at a low supply voltage of 3V. A 10MHz fifth-order Chebychev filter using the two-pairs was designed. The simulation results show that the filter is highly linear as the total harmonics distortion is less than -40dB for peak input bias currents up to 98% of the bias current. In addition, the filter cutoff frequency and quality factor can be easily tuned by voltage.

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ ที่ให้การช่วยเหลือสนับสนุน คอยเป็นกำลังใจในหลายๆครั้งที่ผู้เขียนท้อแท้ต่องานวิจัยในครั้งนี้

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ ที่คอยให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางและสนับสนุนการทำวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณ คุณ อภิศักดิ์ วรพิเชฐ ที่เป็นผู้จุดประกายความคิดในงานวิจัยนี้ และคอยให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางตลอดมา

ขอขอบคุณสำนักงานส่งเสริมวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) ที่ได้ให้การสนับสนุนในการทำงานวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่ให้การสนับสนุนด้านเครื่องมือโดยเฉพาะโปรแกรม HSPICE 95.2.1

เชาวลิต ธรรมวิริยะกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่	
1. บทนำ.....	1
แนวความคิดของวิทยานิพนธ์.....	1
วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
2. วงจรกรองแบบคลื่นโหมดกระแส.....	4
คลื่นในวงจรกรองแบบ LC.....	4
หลักการของวงจรกรองคลื่นโหมดกระแส.....	6
คลื่นในวงจรทูพอร์ท.....	7
คลื่นในวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมอยู่.....	9
วงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y ต่อขนานอยู่.....	10
วงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y ต่ออนุกรมอยู่.....	11
ทูแพร์ (two-pair)	14
คุณสมบัติของวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย และ แบบไม่มีการสูญเสีย	20
การสร้างทูแพร์ในโหมดกระแส.....	22
การนำทูแพร์มาสร้างเป็นวงจรกรองคลื่น.....	23
3. วงจรดีฟเฟอเรนเชียลเดอ์เรนท์โหมดเวฟแอกทีฟ (DCMWA).....	25
ความต้านทานแบบต่อลงกราวด์สร้างจากทรานซิสเตอร์มอส.....	25
วงจรกรองแบบมีการสูญเสีย.....	28
เดอ์เรนท์คูปลิเคเตอร์สำหรับทูแพร์แบบ DCMWA.....	30

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
ทิวแปรอันดับหนึ่งแบบ DCMWA.....	31
การกำจัดสัญญาณโหมคร่วม.....	35
วงจรกรองสร้างจากทิวแปรแบบ DCMWA.....	35
4 วงจรในทางปฏิบัติ	38
ผลของบอดี้ (Body effect)	38
การปรับจูนวงจรทางไฟฟ้า	40
การปรับจูนค่าความถี่ตัดทางไฟฟ้า.....	42
การปรับจูนค่า Q ของวงจรทางไฟฟ้า.....	43
5 การจำลองการทำงานของวงจรและผลการจำลองการทำงาน.....	45
การจำลองการทำงานของวงจรกรองแบบ LC	
เทียบกับวงจรกรองแบบ CMWA ในอุดมคติ.....	45
วงจรความต้านทานคงที่	50
วงจรเคอร์เรนท์คัปเปลิกเคเตอร์.....	53
ผลตอบสนองความถี่ของดีฟเฟอเรนเชียลเคอร์เรนท์โหมคเวฟแอกทีฟทิวแปร.....	56
วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA	59
วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่สร้างจาก DCMWA.....	62
การปรับจูนวงจรทางไฟฟ้า.....	65
1. การปรับจูนความถี่ตัดทางไฟฟ้า.....	65
2. การปรับจูนค่า Q ของวงจร.....	66
ความเป็นเชิงเส้นของวงจร.....	67
6 บทสรุป.....	68
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	68
ข้อเสนอแนะสำหรับแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ.....	69
บรรณานุกรม.....	70
ภาคผนวก	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
ภาคผนวก ก.....	72
ภาคผนวก ข.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	79



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	แสดงทูแพร์ของ LC แบบต่างๆ 18
3.1	แสดงรูปแบบต่างๆของทูแพร์แบบ CMWA..... 36
5.1	แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 MHz แบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อม 1dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=3k\Omega$ 47
5.2	แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 MHz แบบเบสเซล (Bessel) อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อม 1 dB ใช้ ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=1k\Omega$ 48
5.3	แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 2 MHz แบนวิดธ์ 2 MHz แบบ เชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 3 มี การกระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=3k\Omega$ 49
5.4	แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 3 MHz แบน วิดธ์ 2 MHz แบบ เบสเซล (Bessel) อันดับ 3 ที่มีการ กระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=4k\Omega$ 49

สารบัญญภาพ

หน้า

2.1	แสดง (ก) การต่อกันของวงจรต้นแบบต่างๆไป และ ปริมาณต่างๆของพอร์ท ได้แก่ ศักดา กระแส และ ระดับอิมพีแดนซ์คลื่นตกรกระทบและคลื่นสะท้อนกลับ (ข) ตอนที่ i (section i) ของทูปอร์ท	4
2.2	แสดง (ก) วงจรกรองแบบ LC ต้นแบบ (ข) วงจรกรองแบบ OTA-C.....	7
2.3	แสดง คลื่นตกรกระทบและสะท้อนกลับของวงจรทูปอร์ท.....	8
2.4	แสดง วงจรข่ายสองทางเข้าออกที่มีอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมอยู่.....	9
2.5	แสดง วงจรข่ายสองทางเข้าออกที่มีแอดมิตแดนซ์ Y ต่อขนานอยู่.....	10
2.6	แสดง วงจรที่มีแอดมิตแดนซ์ Y ต่ออนุกรมอยู่.....	11
2.7	แสดง การสลับขั้ว อินพุทกับเอาต์พุทของวงจรที่มีความนำ Y ต่ออนุกรมอยู่ เพื่อจำลองคลื่นของวงจรที่มีความนำ Y' ต่ออนุกรมอยู่ (ก) วงจรทูปอร์ทก่อนการสลับขั้ว (ข) และ (ค) วงจรทูปอร์ทที่ได้จากการสลับขั้ว a_1 กับ a_2 (ง) และ (จ) วงจรทูปอร์ทที่ได้จากการสลับขั้ว b_1 กับ b_2	14
2.8	แสดง ทูแพร์ ที่ใช้จำลองการกระจายคลื่นของวงจร L และ C ที่ต่ออนุกรมอยู่	15
2.9	แสดง ทูแพร์ ของวงจรที่มี C ขนานอยู่.....	16
2.10	แสดง ทูแพร์ ของ L ที่ต่อขนานอยู่.....	17
2.11	แสดง แผนภาพการไหลของสัญญาณ (SFG) ของทูแพร์.....	19
2.12	แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านขนาดและเฟสของวงจรกรองแบบมีการสูญเสียกับแบบไม่มีการสูญเสีย.....	21
2.13	แสดง เคอร์เรนที่คู่พหุคูณเคอร์ $-I_a = -I_b = I_c$	22
2.14	แสดงวงจรกรองโหมดกระแสสร้างจาก OTA-C.....	22
2.15	แสดง CMWA ทูแพร์ อันดับ 1.....	23

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

2.16	แสดง วงจรกรอง LC ความถี่ต่ำผ่านอันดับ5 และวงจรกรอง CMWA ที่จำลองการทำงานของวงจร LC.....	24
3.1	แสดง วงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอสต์อลงกราวด์.....	26
3.2	แสดง กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_{in} และ V_{in}	27
3.3	แสดง วงจรกรองแบบมีการสูญเสีย.....	29
3.4	แสดง (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบคาตโคด (ข) วงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตคาตโคด.....	30
3.5	แสดง วงจรทูแพร์อันดับหนึ่งแบบ DCMWA.....	34
3.6	แสดง ตัวอย่างวงจร LC และวงจรทูแพร์แบบ DCMWA ที่ใช้แทนวงจร LC.....	37
4.1	แสดง ทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ของทูแพร์จะได้รับผลกระทบ เนื่องจากความแตกต่างของศักยระหว่างขาซอร์สกับซัพเพอร์ต.....	38
4.2	แสดง การปรับจูนค่าความถี่ตัดทางไฟฟ้าของทูแพร์ทุกตัวพร้อมๆกัน.....	43
4.3	แสดงตำแหน่งของ V_c และ V_b ในวงจรทูแพร์ ซึ่งใช้ในการ ปรับจูนค่า Q ของวงจร.....	44
5.1	แสดง วงจรทูแพร์ที่สร้างจาก แหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วย แหล่งจ่ายกระแส (CCCS) และวงจรอินทิเกรตแบบมีการสูญเสีย.....	45
5.2	แสดง (ก) วงจร LC ดันแบบ (ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แบบ CMWA ที่เลียนแบบการทำงานของวงจร (ก)	46
5.3	แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจร CMWA เทียบกับวงจร LC.....	47
5.4	แสดง วงจร LC ดันแบบของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน.....	48
5.5	แสดง วงจรความต้านทานต่อลงกราวด์แบบทรานซิสเตอร์มอส.....	50

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

5.6	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า THD ของความต้านทาน ที่จำลองขึ้นของวงจรความต้านทานคงที่ในภาพที่ 5.5 กับขนาดของกระแสอิพุ ท I_{in} ที่ค่า $W_1:W_2 = 13:20$ 14:20 และ 15:20 โดยวัดจากคัทคาที่ตกคร่อมความต้านทาน อันเนื่องมาจากการจ่ายกระแสรูปไซน์ให้กับวงจร.....	51
5.7	แสดง ความต้านทาน R_{in} (ความชัน) ของวงจรที่ค่า $V_{res} = 2.3V$ 2.6V และ 2.9V จะเป็น 4.64k Ω 3.01k Ω และ 2.27k Ω ตามลำดับ.....	52
5.8	แสดง วงจรเคอร์เรนท์คูปพลิเคชัน.....	53
5.9	แสดง ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส (ก) ผลตอบ สนองด้านขนาด (ข) ผลตอบสนองด้านเฟส.....	54
5.10	แสดง เอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรสะท้อนกระแส.....	55
5.11	แสดง THD และ HD3 ของวงจรสะท้อนกระแส.....	55
5.12	แสดง วงจรทูเพอร์ที่มีเฉพาะตัวเก็บประจุแฝง และวงจรสมมูล.....	56
5.13	แสดง วงจรสร้างกระแสไบอัส และ วงจรทูเพอร์แบบ ดิฟเฟอเรนเชียลแบบทรานซิสเตอร์มอส.....	57
5.14	แสดง ผลการทำงานของวงจรทูเพอร์ที่มีเฉพาะตัวเก็บประจุแฝง ใช้ $V_{res} = 2.7V$ $V_b = 1.5V$ $V_c = 1.75V$	58
5.15	แสดง วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA แบบเซฟบีเซฟอันดับ 5 ที่มีการ กระเพื่อมในพาสแบน 1 dB ความถี่ตัด 10.7 MHz.....	59
5.16	แสดง การเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองความ ถี่ต่ำผ่านแบบเซฟบีเซฟความถี่ตัด 10.7 MHz ระหว่างวงจร LC กับ วงจร DCMWA.....	60

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

5.17	แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านเฟสของวงจรกรอง ความถี่ต่ำผ่านแบบเชฟบีเชฟความถี่ตัด 10.7 MHz ระหว่างวงจร LC กับวงจร DCMWA.....	60
5.18	แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแบบ LC กับ วงจร CMWA ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบสเซลที่มีความถี่ตัด 10.7 MHz.....	61
5.19	แสดง ความหน่วงเวลากลุ่ม ของวงจรกรองแบบ LC กับ วงจร DCMWA ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบสเซลที่มีความถี่ตัด 10.7 MHz.....	61
5.20	แสดง วงจรกรองผ่านแถบความถี่สร้างจากทูเพร์แบบ DCMWA.....	62
5.21	แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบเชฟบีเชฟอันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC.....	63
5.22	แสดง ผลตอบสนองด้านเฟสของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบเชฟบีเชฟอันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC.....	63
5.23	แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบเบสเซลอันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC.....	64
5.24	แสดง ความหน่วงเวลากลุ่ม ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบเบสเซล อันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC.....	64
5.25	แสดง การปรับจูนความถี่ตัดทางไฟฟ้าของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ สร้างจาก DCMWA แบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB $V_c=1.51V$: (ก) $V_{res}=2.0V$ (ข) $V_{res}=2.5V$ (ค) $V_{res}=3.0V$	65

สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

- 5.26 แสดง การปรับจูนค่า Q ของวงจรทางไฟฟ้า โดยการใช้ค่า $V_{res} = 2.5 \text{ V}$
(ก) $V_c = 1.45 \text{ V}$ (ข) $V_c = 1.5 \text{ V}$ (ค) $V_c = 1.55 \text{ V}$ (จากรูป เรียงจากล่างขึ้นบน) 66
- 5.27 แสดงความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ 10.7 MHz
ใช้ค่า $V_{res} = 2.5 \text{ V}$ $V_c = V_h = 1.55 \text{ V}$ 67



บทที่ 1

บทนำ

แนวความคิดของวิทยานิพนธ์

วงจรกรองถือว่าเป็นวงจรที่มีความสำคัญเป็นอย่างมากในบรรดาวงจรประมวลสัญญาณแบบแอนะล็อก ซึ่งวงจรกรองจะทำหน้าที่ตกแต่งรูปร่างและคัดเลือกรวมของสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีองค์ประกอบตามต้องการ โครงสร้างของวงจรมักจะเป็นวงจร LC ซึ่งไม่มีการสูญเสียและมีความต้านทานต่อที่ด้านปลายทั้งสองของวงจร หรือไม่มี เป็นวงจร RC ต่ออยู่กับอุปกรณ์แบบแอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ (Op-Amp) ซึ่งจะมีขนาดเล็กกว่าวงจรที่เป็น RLC โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำ ความต้องการที่จะลดขนาดของวงจรทำให้มีการสร้างเป็นวงจรรวมขึ้นมา แต่ค่าอุปกรณ์ที่ผิดพลาดเนื่องจากกระบวนการการผลิตหรือผลของอุณหภูมิ ทำให้วงจรที่ผลิตเป็นวงจรรวมมีคุณสมบัติผิดไปจากที่ต้องการ ทำให้วงจรรวมจำเป็นต้องมีการปรับจูนได้เพื่อให้ค่าคงตัวเวลาของวงจรเป็นไปตามต้องการ อย่างไรก็ตามแม้ว่าค่าของอุปกรณ์ไม่สามารถผลิตให้มีความแม่นยำได้แต่อัตราส่วนของค่าอุปกรณ์สามารถควบคุมได้อย่างแม่นยำจากกระบวนการผลิต ทำให้วงจรกรองแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรกรองแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา มีคุณสมบัติเด่นในการปรับจูนค่าคงตัวเวลาได้อย่างแม่นยำโดยใช้อัตราส่วนของค่าตัวเก็บประจุสองตัวและการปรับสัญญาณนาฬิกา แต่ก็ยังคงไม่สามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่สูง เพราะมีข้อจำกัดในเรื่องการสุ่มสัญญาณ สำหรับวงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่อง (continuous-time filters) ก็สามารถปรับจูนค่าคงตัวเวลาโดย การปรับจูนค่าความต้านทานหรือความนำของวงจร ซึ่งอาจจะใช้ศักดาหรือกระแสในการปรับจูนวงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่องโดยไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของการสวิทช์ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมในการใช้งานที่ความถี่สูงมากกว่าแบบสวิทช์คาปาซิเตอร์

วงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่องที่ใช้ในช่วงความถี่ย่าน MHz ที่ได้มีการนำเสนอในช่วงที่ผ่านมา มักจะเป็นวงจรกรองที่ออกแบบในโหมดของศักดา โดยจะมีวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (lossless-integrator) เป็นส่วนประกอบของวงจร ตัวอย่างของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียเช่น วงจรกรองแบบ gm-C , OTA-C ซึ่งนับได้ว่าเป็นวงจรที่ทำงานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่ก็ยังคงมีปัญหาในการสร้างเป็นวงจรรวม เพราะความผิดพลาดของค่าอุปกรณ์ที่ผลิตไม่ตรงกับที่ออกแบบไว้ แต่ก็พอจะแก้ปัญหาได้ โดยการเพิ่มวงจรที่คอยปรับจูนความถี่ตัดให้เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบโดยอัตโนมัติ (มักจะใช้วิธี master-slave tuning) หรือไม่ก็ออกแบบให้วงจรมีโครงสร้างเป็นแบบที่มีความสมดุลมากที่สุด (fully-balanced) ซึ่งจะให้ความแม่นยำสูง ช่วงความถี่ใช้งานสูง ความเป็นเชิงเส้นดี แต่อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันนี้การผลิตวงจรรวมจะมีทั้งวงจรแอนะล็อกและดิจิทัลผสมกัน และต้องการไฟเลี้ยงต่ำลง วงจรที่ใช้จึงควรจะทำงานในโหมดกระแสซึ่งจะมีความเป็นเชิงเส้นสูงมีพิสัยพลวัต (dynamic-range) กว้างแม้ว่าจะใช้ไฟเลี้ยงต่ำก็ตาม

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าวงจรกรอง LC แบบข่ายบันได (LC-ladder filter) มีข้อดีคือ มีความไว (sensitivity) ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์ต่ำ ซึ่งเป็นจุดเด่นของวงจรที่มีความเหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรรวมมากกว่าวงจรแบบแอคทีฟ RC ซึ่งมีความไวต่อการเปลี่ยนค่าอุปกรณ์สูง ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาสร้างวงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่องในรูปแบบของวงจรรวม เพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรกรอง LC แบบข่ายบันได เช่นวงจรกรองแบบ gm-C ซึ่งส่วนมากเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดคัทคา สามารถใช้งานได้ถึงย่านความถี่สูงโดยมีวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียเป็นส่วนประกอบของวงจร อย่างไรก็ตามเนื่องจากการสร้างวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียในทางปฏิบัติจะมีคุณสมบัติแตกต่างไปจากอุดมคติมาก เป็นต้นว่า อัตราขยายไฟตรงของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียจะมีค่าจำกัดไม่เป็นอนันต์ จึงได้มีการนำเสนอวงจรที่เลียนแบบการทำงานของวงจรกรอง LC แบบข่ายบันไดขึ้นมาอีกแบบหนึ่งคือ วงจรกรองคลื่นโหมดกระแส (CMWA หรือ Current Mode Wave Active) [1],[6],[8],[9],[14],[15] การที่วงจรทำงานในโหมดกระแสทำให้ช่วงความถี่การใช้งานสูงขึ้น ใช้แหล่งจ่ายไฟต่ำลง วงจร CMWA จะใช้วงจรกรองที่มีการสูญเสีย (lossy integrator) เป็นวงจรพื้นฐานในการเลียนแบบวงจรต้นแบบ กล่าวคือได้มีการรวมเอาค่าความต้านทานที่ต่อต้านหัวและท้ายของวงจรกรอง LC แบบข่ายบันไดเข้าไปพิจารณาในการออกแบบด้วย ทำให้วงจรที่ได้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรต้นแบบมากยิ่งขึ้น

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

งานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอการออกแบบ และ จำลองการทำงานของวงจรกรองโหมดกระแสสร้างจากทรานซิสเตอร์มอส ซึ่งใช้กระแสเลียนแบบคลื่นที่เกิดขึ้นในวงจรกรองต้นแบบ คุณลักษณะของวงจรกรองที่ได้ จะมีความเหมาะสมกับเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI) ที่ใช้กระบวนการผลิตดิจิทัลซิลิคอน โดยโครงสร้างของวงจรจะเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลบาลานซ์ เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนในไฟเลี้ยงของวงจร ซึ่งเกิดจากการทำงานของวงจรดิจิทัล วงจรกรองที่ได้นำเสนอสามารถใช้งานได้ถึงย่านความถี่สูง ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ มีความเป็นเชิงเส้นสูง สามารถปรับจูนความถี่ตัดและค่า Q ของวงจรได้ทางไฟฟ้า เพื่อลดขนาดของวงจรมินิเจอร์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลาดที่เกิดขึ้นจากกระบวนการผลิตและค่าอุปกรณ์แฝง นอกจากนี้แล้ว ยังได้อาศัยโครงสร้างที่เป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลของวงจร ในการกำจัดฮาร์โมนิกเลขคู่ของกระแสเอาต์พุต ที่เกิดจากฟังก์ชันยกกำลังสองของสมการกระแสของทรานซิสเตอร์มอสออกไป ทำให้วงจรที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก สำหรับสัญญาณโหมคร่วมของวงจรจะถูกกำจัดออกไปโดยโครงสร้างของวงจร โดยไม่ต้องอาศัยวงจรภายนอกเพิ่มเติม การแสดงคุณสมบัติการทำงานของวงจร จะใช้โปรแกรม HSPICE จำลองการทำงานวงจรกรองที่สร้างจากทรานซิสเตอร์มอส ซึ่งทำการเลียนแบบคลื่นที่เกิดขึ้นในวงจรกรอง LC แบบข่ายบันได โดยจะทำการจำลองทั้งวงจรที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน และ แถบความถี่ผ่าน



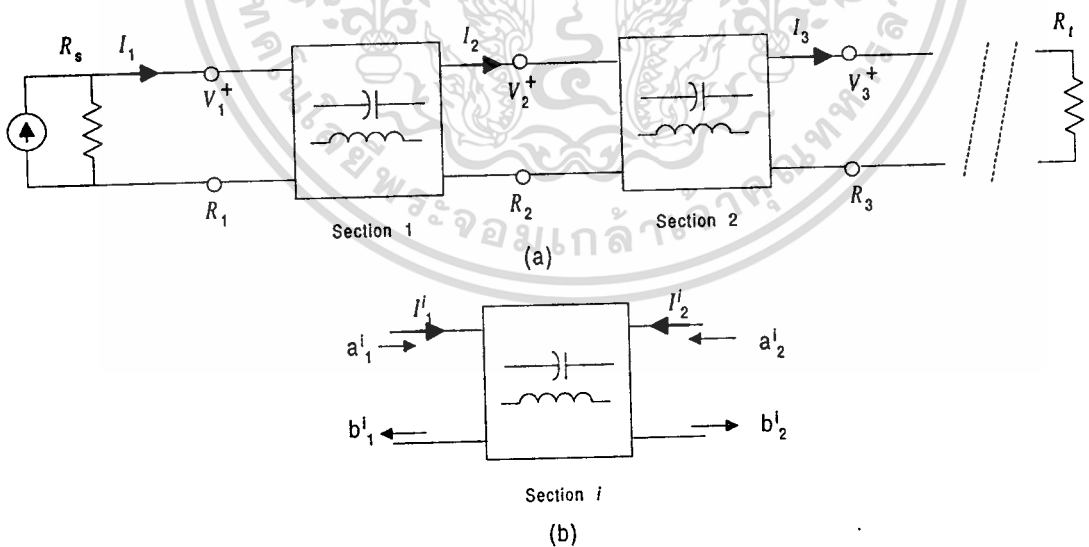
บทที่ 2

วงจรกรองแบบคลื่นโหมดกระแส

คลื่นในวงจรกรองแบบ LC

วงจรกรองแบบเวฟแอคทีฟ (Wave Active (WA) filters) เป็นวงจรกรองที่ออกแบบโดยใช้หลักการของตัวแปรสแตตสำหรับวงจรกรอง (State Variable filters) โดยที่มองรวมทั้งค่าศักดาและกระแสของพอร์ทเป็นตัวแปรที่สนใจพร้อมกันในการเขียนแบบการทำงานของวงจรกรอง RLC กล่าวคือ จะมองในรูปของคลื่นศักดา หรือคลื่นกระแส โดยพิจารณาว่าวงจรกรอง L และ C ในวงจรกรอง RLC เป็นการต่ออนุกรมกันของบ่อัสลักของคลื่นที่สร้างขึ้นมาแทนการทำงานของ L และ C แต่ละตัวในวงจร ดังในภาพที่ 2.1

ภาพที่ 2.1



แสดง (ก) การต่อกันของวงจรต้นแบบทั่วไป และ ปริมาณต่างๆของพอร์ท ได้แก่ ศักดา กระแส และ ระดับอิมพีแดนซ์ คลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อนกลับ

(ข) ตอนที่ i (section i) ของทิวพอร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้ว สำหรับการออกแบบวงจรกรอง ที่เป็นวงจรรวมเพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรกรอง LC จะใช้วงจรต้นแบบที่มีโครงสร้างเป็นข่ายบันไดแบบไม่สมดุล (unbalance ladder filter) แต่สำหรับวงจรที่ออกแบบโดยวิธี WA ยังสามารถที่จะใช้ในการเลียนแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มีโครงสร้างเป็น บาลานซ์แลตทิซ (balance lattice structures) [12] ได้อีกด้วย

หลักการของวงจร WA ได้มาจากการวิเคราะห์ห้วงจรต้นแบบซึ่งต่อกันโดยการต่อเรียงกัน (Cascade) กันของอุปกรณ์ประเภทรีแอกทีฟระหว่างแหล่งจ่ายและโหลด โดยมีความต้านทานต่ออยู่ที่ด้านปลายทั้งสองของวงจร ส่วนเชื่อมต่อกันของอุปกรณ์รีแอกทีฟในแต่ละส่วน (ซึ่งก็คือพอร์ท) จะมีคลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับ การวิเคราะห์จะพิจารณาปริมาณที่จะเป็นตัวกำหนดคลื่นที่พอร์ทนั้นๆ ดังในภาพที่ 2.1 ที่แสดงการต่อกันของวงจรต้นแบบต่างๆไป เพื่อแสดงนิยามของปริมาณต่างๆของพอร์ท อันได้แก่ ศักคา กระแส และ ระดับอิมพีแดนซ์ คลื่นตกกระทบ และ คลื่นสะท้อนกลับ เพื่อความสะดวกจะกำหนดให้อิมพีแดนซ์เท่ากับความต้านทานของแหล่งจ่าย สัญญาณอินพุต จากภาพที่ 2.1 จะเห็นว่าในแต่ละตอน i (section i) ของวงจรทูปอร์ทจะมีคลื่นตกกระทบ $a_{i/2}^i$ และคลื่นสะท้อน $b_{i/2}^i$ เป็นปริมาณที่เกิดขึ้นที่พอร์ท และสามารถเขียนสมการคลื่นของศักคา (ที่เรียกคลื่นศักคาเพราะพิจารณาตามหน่วยซึ่งเป็นโวลท์) สำหรับแต่ละส่วนของทูปอร์ทได้เป็น

$$\begin{bmatrix} a_1^i \\ b_1^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 + R_1 I_1 \\ V_1 - R_1 I_1 \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad \begin{bmatrix} a_2^i \\ b_2^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2 + R_2 I_2 \\ V_2 - R_2 I_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

โดยที่ V_1 และ I_1 คือศักคาและกระแส ณ พอร์ทที่ 1 ส่วน V_2 และ I_2 คือศักคาและกระแส ณ พอร์ทที่ 2 โดยที่เมื่อพิจารณากระแส I_1 และ I_{i+1} เครื่องหมายจะเป็นบวกเมื่อกระแสมีทิศไหลเข้าพอร์ท ดังนั้น จากสมการที่ (2.1.1) จะได้ว่า

$$V^i = \begin{bmatrix} V_i \\ V_{i+1} \end{bmatrix}$$

$$I^i = \begin{bmatrix} I_i \\ I_{i+1} \end{bmatrix}$$

$$R^i = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & R_{i+1} \end{bmatrix}$$

$$a^i = V^i + R^i I^i \quad (2.1.2)$$

$$b^i = V^i - R^i I^i \quad (2.1.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b^i = S^i a^i \quad (2.1.4)$$

โดยที่ S^i เป็นค่า เมตริกซ์การกระจายศักดา (voltage scattering matrix)

สมการที่ (2.1.2) และ สมการที่ (2.1.3) เป็นปริมาณคลื่นที่เป็นผลรวมเชิงเส้นของศักดาและกระแสของพอร์ท ส่วน S^i ในสมการ (2.1.4) เป็นค่า เมตริกซ์การกระจายศักดา (voltage scattering matrix) ซึ่งเป็นการแปลงเชิงเส้น (linear transform) [2] จากสมการที่ (2.1.2) และสมการที่ (2.1.3) สำหรับในกรณีของคลื่นกระแสก็จะมีสมการเช่นเดียวกับสมการที่ (2.1.4) โดยมีเมตริกซ์ S เหมือนกันทุกประการแต่ b และ a จะหมายถึงคลื่นกระแส ผลจากการแปลงเชิงเส้น (สมการ (2.1.4)) จะนำไปใช้สร้างวงจรเพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรกรอง LC ตามหลักการของวงจรกรองแบบ WA ทั้งที่เป็นคลื่นศักดาและคลื่นกระแส สำหรับการแปลงเชิงเส้นได้มีการแสดงไว้ใน [1] และ [2] ซึ่งมีข้อสรุปที่น่าสนใจคือ เมื่อเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว จะทำให้ได้เมตริกซ์สำหรับการออกแบบวงจรกรองที่เป็นการจำลองการทำงานของวงจรต้นแบบ LC เป็นต้นว่าการออกแบบโดยวิธีจำลองค่าอิมพีแดนซ์ การสังเคราะห์วงจรแบบแลบฟรอก (Leapfrog synthesis) รวมทั้งการออกแบบวงจรกรองแบบ WA ด้วยเช่นกัน

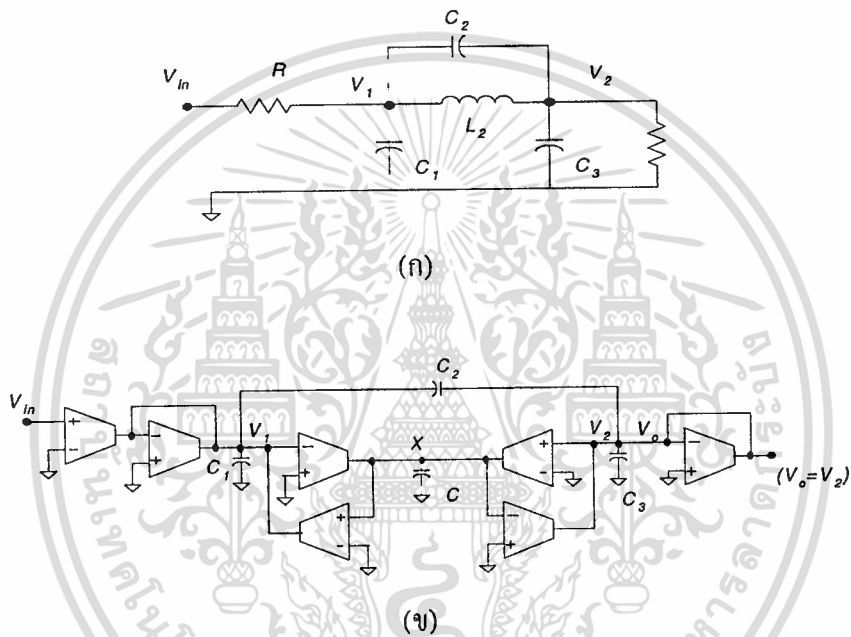
หลักการของวงจรกรองคลื่นโหมดกระแส

หลักการของวงจรกรองคลื่นโหมดกระแส (CMWA) จะแตกต่างจากหลักการของวงจรกรองแบบ OTA-C กล่าวคือ วงจรกรองแบบ OTA-C จะใช้ OTA และตัวเก็บประจุร่วมกัน เพื่อเลียนแบบศักดาที่โนดต่างๆ และกระแสในแต่ละกิ่ง (branch) ของวงจรกรองแบบ LC ต้นแบบ ตัวอย่างเช่น วงจรกรอง LC ในภาพที่ 2.2 (ก) สามารถใช้วงจร OTA-C เลียนแบบศักดาที่โนดต่างๆ และกระแสในแต่ละกิ่ง ได้เป็นวงจรภาพที่ 2.2 (ข) นั่นคือวงจรในภาพที่ 2.2 (ข) จะเลียนแบบศักดา V_{in} , V_1 และ V_2 ของวงจรภาพที่ 2.2 (ก) ส่วนหลักการทำงานของวงจรกรองแบบ CMWA จะทำการเลียนแบบ คลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรโครงข่าย LC โดยจะใช้กระแสจำลองคลื่นที่เกิดขึ้น

เพื่อที่จะอธิบายหลักการของวงจร CMWA ในตอนแรกจะทำการพิจารณาลักษณะของคลื่นที่เกิดขึ้นในวงจรทวิพอร์ท โดยจะพิจารณา ลักษณะการกระจายคลื่นของวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ Z ต่ออนุกรมอยู่ เปรียบเทียบกับการกระจายคลื่นของวงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y ต่อขนานอยู่ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความคล้ายคลึงกันของคุณสมบัติในการกระจายคลื่นของวงจรทั้งสอง ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ จากนั้นจึงพิจารณาการกระจายคลื่นของวงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y' ต่ออนุกรมอยู่ โดยที่แอดมิตแตนซ์ Y' มีค่าเป็นส่วนกลับของแอดมิตแตนซ์ Y เพื่อใช้เป็นแนวความคิดในการใช้คุณสมบัติการกระจายคลื่นของวงจร L ต่ออนุกรมจำลองคุณสมบัติการกระจายคลื่นของวงจร L และ C แบบต่างๆ ทั้งนี้เพราะค่าแอดมิตแตนซ์ของ L และ C มีลักษณะเป็นส่วนกลับกัน

ภาพที่ 2.2



แสดง (ก) วงจรกรอบแบบ LC ต้นแบบ (ข) วงจรกรอบแบบ OTA-C

คลื่นในวงจรทูพอร์ต

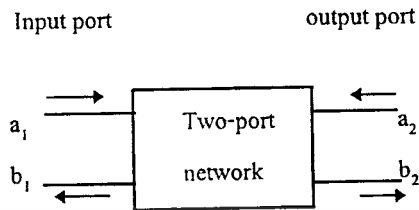
พิจารณาวงจรทูพอร์ตในภาพที่ 2.3 ซึ่งมีคลื่นตกกระทบ a_1 , a_2 และคลื่นสะท้อนกลับ b_1 , b_2

โดยที่

- a_1 คือ คลื่นตกกระทบ (incident wave) ที่พอร์ต 1 หรือ อินพุตพอร์ท
- b_1 คือ คลื่นสะท้อนกลับ (reflected wave) จากพอร์ต 1
- a_2 คือ คลื่นตกกระทบที่พอร์ต 2 หรือ เอาต์พุตพอร์ท
- b_2 คือ คลื่น สะท้อนกลับจากพอร์ต 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 2.3



แสดง คลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับของวงจรถูพอร์ท

คุณสมบัติในการส่งผ่านคลื่น และสะท้อนคลื่นกลับ ของวงจรถูพอร์ท ที่มีต่อคลื่นที่ตกกระทบ ณ พอร์ททั้งสองสามารถเขียนแทนได้โดยเมตริกซ์การกระจาย (scattering parameter)

$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

โดยที่

- s_{11} คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านอินพุท (input reflection coefficient)
- s_{21} คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปข้างหน้า (forward transmission coefficient)
- s_{22} คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับทางด้านเอาต์พุท (output reflection coefficient)
- s_{12} คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปย้อนกลับ (reverse transmission coefficient)

ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned}$$

หรือเขียนในรูปเมตริกซ์ได้เป็น

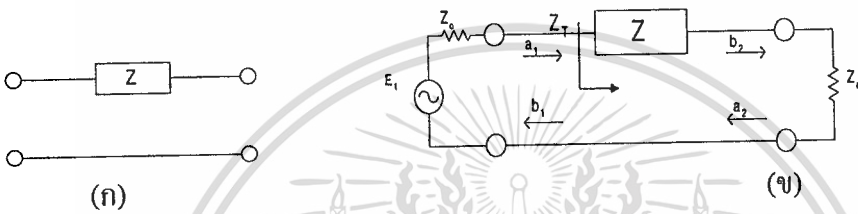
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (2.3.2) เป็นสมการคลื่นของวงจรทอรัส โดยมีเมตริกซ์สัมประสิทธิ์ s เป็นค่าการกระจาย
กระจายคลื่นของวงจร

คลื่นในวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมอยู่

ภาพที่ 2.4



แสดง วงจรขั้วสองทางเข้าออกที่มีอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมอยู่

พิจารณาวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ Z_o ต่ออนุกรมอยู่ในภาพที่ 2.4 ซึ่งมี เมตริกซ์การกระจาย

กระจาย เป็น

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \Gamma = \frac{Z_T - Z_o}{Z_T + Z_o}$$

โดยที่ $Z_T = Z + Z_o$

$$\therefore s_{11} = s_{22} = \frac{Z}{Z + 2Z_o}$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$s_{12} = s_{21} = \frac{2Z_o}{Z + 2Z_o}$$

หรือเขียนในรูปเมตริกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

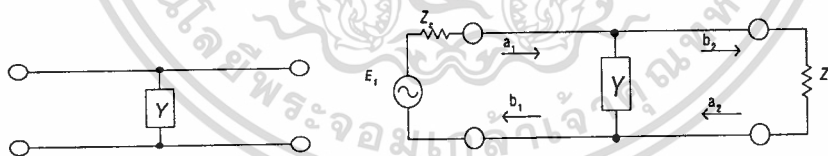
$$S = \begin{bmatrix} \frac{Z}{Z+2Z_o} & \frac{2Z_o}{Z+2Z_o} \\ \frac{2Z_o}{Z+2Z_o} & \frac{Z}{Z+2Z_o} \end{bmatrix}$$

$$S = \frac{Z}{Z+2Z_o} \begin{bmatrix} 1 & \frac{2Z_o}{Z} \\ \frac{2Z_o}{Z} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\therefore S = \frac{1}{1+2\frac{Z_o}{Z}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{2Z_o}{Z} \\ \frac{2Z_o}{Z} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

วงจรที่มีแอดมิทแตนซ์ Y ต่อขนานอยู่

ภาพที่ 2.5



แสดง วงจรข่ายสองทางเข้าออกที่มีแอดมิทแตนซ์ Y ต่อขนานอยู่

จากภาพที่ 2.5 จะพบว่า มี เมตริกซ์การกระจาย เป็น

$$s_{11} = s_{22} = \frac{-Z_o Y}{2 + Z_o Y}$$

และ

$$s_{21} = s_{12} = \frac{2}{2 + Z_o Y}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเขียนในรูปเมตริกซ์ได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + \frac{Z_o Y}{2}} \begin{bmatrix} \frac{-Z_o Y}{2} & 1 \\ 1 & \frac{-Z_o Y}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

วงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y ต่ออนุกรมอยู่

ถ้ากำหนดให้ $Z_o = R$ จะพบว่าสำหรับวงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ Y ต่ออนุกรมอยู่ดังภาพที่ 2.6 จะมี เมตริกซ์การกระจายเป็นดังสมการที่ (2.3.5) (โดยการแทน $Z = 1/Y$ ลงในสมการที่ (2.3.3))



$$S = \frac{1}{1 + 2RY} \begin{bmatrix} 1 & 2RY \\ 2RY & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.5)$$

จะเห็นว่าหากแทนค่าแอดมิตแตนซ์ Y ด้วย $Y' = 1/(4R^2 Y)$ จะสามารถเขียนสมการที่ (2.3.5) ได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + 2RY'} \begin{bmatrix} 1 & 2RY' \\ 2RY' & 1 \end{bmatrix}$$

$$S = \frac{1}{1 + 2R \frac{1}{4R^2 Y}} \begin{bmatrix} 1 & 2R \frac{1}{4R^2 Y} \\ 2R \frac{1}{4R^2 Y} & 1 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{1}{1+2RY} \begin{bmatrix} 2RY & 1 \\ 1 & 2RY \end{bmatrix} \quad (2.3.6)$$

จากสมการที่ (2.3.5) และสมการที่ (2.3.6) สรุปได้ว่าสามารถใช้วงจรที่มีความนำ Y ต่ออนุกรมอยู่ จำลองคลื่นของวงจรที่ประกอบด้วยความนำ $Y'=1/(4R^2Y)$ ต่ออนุกรมอยู่โดยการสลับที่ระหว่าง s_{11} กับ s_{12} และ s_{21} กับ s_{22} ซึ่งในทางปฏิบัติ สามารถทำได้โดยการสลับขั้ว อินพุตกับเอาต์พุตดังแสดง ในภาพที่ 2.7 และ สามารถเขียนสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นของวงจรทวิพอร์ตของภาพที่ 2.7 (ก) ได้เป็น

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

และโดยการแทนค่าลงในสมการที่ (2.3.7) ด้วย $a_1=a'_2$, $a_2=a'_1$, $b_1=b'_2$ และ $b_2=b'_1$ ก็จะได้สมการคลื่นของภาพที่ 2.7 (ข) และ 2.7 (ค)

$$\begin{aligned} b'_1 &= s_{11}a'_2 + s_{12}a'_1 \\ b'_2 &= s_{21}a'_2 + s_{22}a'_1 \end{aligned}$$

หรือเขียนได้เป็น

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_2 \\ a'_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{12} & s_{11} \\ s_{22} & s_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix} \quad (2.3.8)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s'_{11} & s'_{12} \\ s'_{21} & s'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix}$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (2.3.8) เป็นการสลับที่กันระหว่างหลักที่หนึ่งและสองของ เมตริกซ์ S ในสมการที่ (2.3.7) ในทำนองเดียวกัน สำหรับภาพที่ 2.7 (ง) และ (จ) เมื่อแทนค่า $a_1=a''_1$, $a_2=a''_2$, $b_1=b''_2$ และ $b_2=b''_1$, ลงในสมการที่ (2.3.7) ก็จะได้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} b''_2 &= s_{11}a''_1 + s_{12}a''_2 \\ b''_1 &= s_{21}a''_1 + s_{22}a''_2 \end{aligned}$$

หรือเขียนได้เป็น

$$\begin{bmatrix} b''_2 \\ b''_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a''_2 \\ a''_1 \end{bmatrix}$$

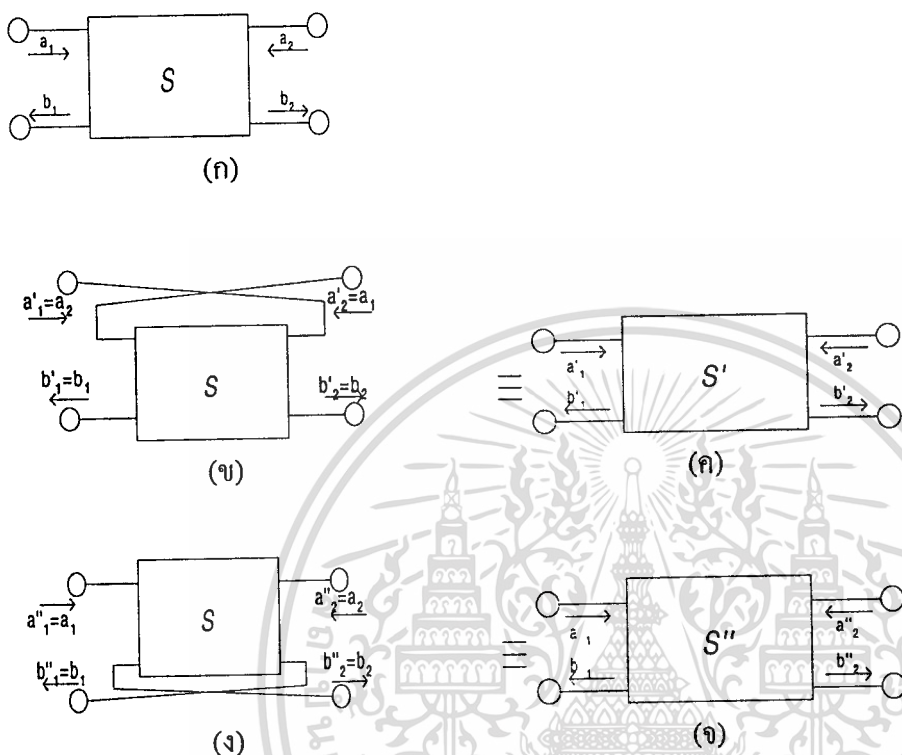
$$\therefore \begin{bmatrix} b''_1 \\ b''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{21} & s_{22} \\ s_{11} & s_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a''_1 \\ a''_2 \end{bmatrix} \quad (2.3.9)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} b''_1 \\ b''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s''_{11} & s''_{12} \\ s''_{21} & s''_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a''_1 \\ a''_2 \end{bmatrix}$$

จะเห็นได้ว่าสมการที่ (2.3.9) เป็นการสลับที่ กันระหว่าง แถว ที่หนึ่งกับแถวที่สองของ S ในสมการที่ (2.3.7) เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.3.8) และสมการที่ (2.3.9) จะได้ว่าคือสมการเดียวกัน เพราะคุณสมบัติของวงจรพาสซีฟจะมี $S_{11}=S_{22}$ และ $S_{12}=S_{21}$ และเมื่อเทียบสมการที่ (2.3.8) และสมการที่ (2.3.9) กับสมการที่ (2.3.7) ของวงจรเดิมที่ยังไม่สลับขาอินพุตกับเอาต์พุตจะเห็นว่า S' ได้จากการสลับที่ของสมาชิกภายในของ S บางตำแหน่ง คือ S_{11} สลับที่กับ S_{22} และ S_{21} สลับที่กับ S_{12} ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการสลับที่ระหว่างขั้วใดขั้วหนึ่งของอินพุตกับเอาต์พุต (คู่บนหรือคู่ล่างอย่างใดอย่างหนึ่ง) จะทำให้คลื่นที่ตกกระทบและสะท้อนกลับของวงจรมีความนำ Y ต่ออนุกรมอยู่กลายเป็นคลื่นที่ตกกระทบและสะท้อนกลับของวงจรมีความนำ $Y'=1/(4R^2Y)$ ต่ออนุกรมอยู่ และยังสามารถจำลองคลื่นของวงจรมีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่ โดยใช้คลื่นของวงจรมีความเหนี่ยวนำต่ออนุกรมอยู่ โดยการสลับขั้วที่อินพุตกับเอาต์พุต นั่นคือเพียงแค่สร้างวงจรมีความนำของวงจรมีความเหนี่ยวนำต่ออนุกรมอยู่ก็จะได้ วงจรมีความนำของวงจรมีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่พร้อมกันด้วย และในหัวข้อถัดไปจะได้แสดงให้เห็นว่า สามารถใช้การกระจายคลื่นของวงจรมีความเหนี่ยวนำต่ออนุกรมอยู่ จำลองการกระจายคลื่น ของวงจรมีความเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่ได้ ด้วย

ภาพที่ 2.7



แสดง การสลับขั้ว อินพุตกับเอาต์พุตของวงจรที่มีความนำ Y ต่ออนุกรมอยู่ เพื่อจำลอง
 คลื่นของวงจรที่มีความนำ Y' ต่ออนุกรมอยู่ (ก) วงจรทวิพอร์ตก่อนการสลับขั้ว
 (ข) และ (ค) วงจรทวิพอร์ตที่ได้จากการสลับขั้ว a_1 กับ a_2
 (ง) และ (จ) วงจรทวิพอร์ตที่ได้จากการสลับขั้ว b_1 กับ b_2

ทวิพอร์ต (two-pair)

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายคลื่นของวงจรที่มีแอดมิตแตนซ์ต่อ
 อนุกรม กับ การกระจายคลื่นของวงจรที่มีส่วนกลับของแอดมิตแตนซ์ต่ออนุกรม ลักษณะ
 การกระจายคลื่นของวงจรทั้งสองสามารถเขียนแบบกันและกันได้ โดยการสลับขั้วคู่ต่อคู่
 หนึ่ง โดยจะใช้วงจรที่มี L ต่ออนุกรมอยู่เป็นพื้นฐานในการพิจารณา และเพื่อความสะดวกในการ
 พิจารณา จะเขียนบล็อกไดอแกรมแทนการกระจายคลื่นของวงจร บล็อกไดอแกรมนี้จะ
 เรียกว่า “ทวิพอร์ต” (two-pair) ในภาพที่ 2.8 (ก) เป็นทวิพอร์ตของวงจรตัวเหนี่ยวนำ L ต่ออนุกรม (ตัว
 เหนี่ยวนำ L มีค่าแอดมิตแตนซ์ $Y_L = 1/(sL)$) ในภาพที่ 2.8 (ข) เมื่อทำการสลับขั้วต่อคู่ล่างของทวิพอร์ต
 ไม่ว่าจะถี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของตัวเหนี่ยวนำ L ต่ออนุกรม ก็จะได้ทูแพร์ของตัวเก็บประจุต่ออนุกรม โดยที่ตัวเก็บประจุมีค่า แอดมิตแตนซ์ $Y_C = sL/(4R^2)$ เมื่อ R คือความต้านทานที่ด้านปลายสายของวงจรทูพอร์ต โครงสร้าง ภายในของวงจรทูแพร์จะขึ้นอยู่กับวงจรต้นแบบ ซึ่งอาจจะเป็นวงจรที่มีอันดับหนึ่งหรือสองก็ได้ แต่ในที่นี้จะใช้เฉพาะทูแพร์อันดับหนึ่งและจะใช้ทูแพร์ของวงจร L ต่อ อนุกรมเป็น โครงสร้างหลัก ส่วนทูแพร์ของวงจร L และ C แบบขนานจะเป็นการสลับขั้วบางคู่ของพอร์ตของทูแพร์หลัก หรือ ต่ออินเวอร์เตอร์เข้าไปที่ขาบางคู่ของพอร์ตดังจะได้แสดงให้เห็น

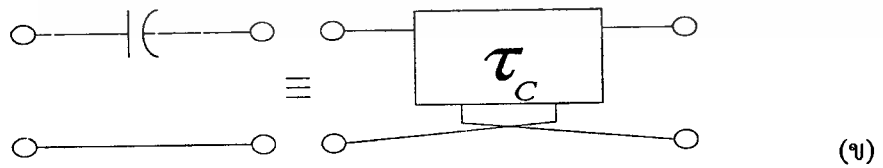
จากภาพที่ 2.8 (ก) และสมการที่ (2.3.5) สามารถเขียน เมตริกซ์การกระจายได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + s\tau_L} \begin{bmatrix} s\tau_L & 1 \\ 1 & s\tau_L \end{bmatrix} \tag{2.4.1}$$

โดยที่ τ_L เป็นค่าคงตัวของเวลาของทูแพร์ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคงตัวของเวลาของวงจร RL

$$\tau_L = \frac{L}{2R} \tag{2.4.2}$$

ภาพที่ 2.8



แสดง ทูแพร์ ที่ใช้จำลองการกระจายคลื่นของวงจร L และ C ที่ต่ออนุกรมอยู่

และจากภาพที่ 2.8 (ข) ซึ่งสลับขาอินพุตกับเอาต์พุตของภาพที่ 2.8 (ก) สามารถเขียนเมตริกซ์การกระจายได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \frac{1}{1 + s\tau_c} \begin{bmatrix} 1 & s\tau_c \\ s\tau_c & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4.3)$$

โดยที่ τ_c เป็นค่าคงตัวของเวลาของทูแพร์ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคงตัวของเวลาของวงจร RC

$$\tau_c = 2RC \quad (2.4.4)$$

ในกรณีของวงจรที่มีตัวเก็บประจุ (มีความนำ Y) ต่อขนานอยู่จะได้เมตริกซ์ S ดังสมการที่ (2.3.4) ซึ่งถ้าแทนค่า $Y = sC$ และแทน $Z_o = R$ จะได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + \frac{RCs}{2}} \begin{bmatrix} -\frac{RCs}{2} & 1 \\ 1 & -\frac{RCs}{2} \end{bmatrix}$$

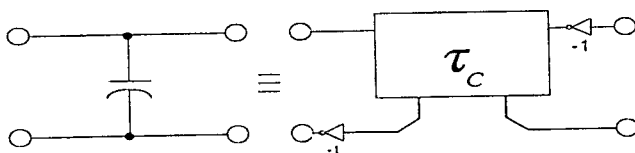
$$S = \frac{1}{1 + s\tau_c} \begin{bmatrix} -s\tau_c & 1 \\ 1 & -s\tau_c \end{bmatrix} \quad (2.4.5)$$

โดยที่

$$\tau_c = \frac{RC}{2} \quad (2.4.6)$$

เมื่อเทียบสมการที่ (2.4.5) กับสมการที่ (2.4.1) จะพบว่าต่างกันตรงเครื่องหมายของ s_{11} และ s_{22} ดังนั้นจึงสามารถเขียน ทูแพร์ แทนวงจรที่มี C ต่อขนานอยู่โดยใช้ ทูแพร์ ที่จำลองเมตริกซ์ S ของ L ในภาพที่ 2.8 (ก) ได้ดังภาพที่ 2.9

ภาพที่ 2.9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่เป็น L ต่อขนานอยู่ จากสมการที่ (2.3.4) จะได้ว่าสามารถเขียนเมตริกซ์ S โดยการแทน $Y=1/sL$ และ $Z_o=R$ ได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + \frac{R}{2} \left(\frac{1}{sL} \right)} \begin{bmatrix} -\frac{R}{2} \left(\frac{1}{sL} \right) & 1 \\ 1 & -\frac{R}{2} \left(\frac{1}{sL} \right) \end{bmatrix}$$

$$S = \frac{1}{\frac{2sL}{R} + 1} \begin{bmatrix} -1 & \frac{2sL}{R} \\ \frac{2sL}{R} & -1 \end{bmatrix}$$

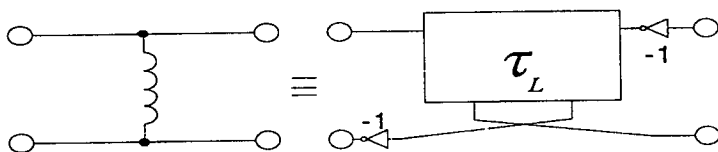
$$S = \frac{1}{1 + s\tau_L} \begin{bmatrix} -1 & s\tau_L \\ s\tau_L & -1 \end{bmatrix} \quad (2.4.7)$$

และมี

$$\tau_L = \frac{2L}{R} \quad (2.4.8)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.4.7) เทียบกับสมการที่ (2.4.1) จะพบว่ามี การสลับที่ระหว่าง s_{11} กับ s_{12} และ s_{21} กับ s_{22} และเครื่องหมายของ s_{11} กับ s_{22} ที่ได้เปลี่ยนไปนั้นคือมีการสลับขั้วระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตด้วย ดังนั้นจึงเขียน ทูแพร์ ของ L ที่ต่อขนานอยู่ได้ดังภาพที่ 2.10

ภาพที่ 2.10



แสดง ทูแพร์ ของ L ที่ต่อขนานอยู่

ตารางที่ 2.1

วงจรต้นแบบ และ ทูแพร์	เมตริกซ์ S	ค่าคงตัวเวลา
	$S = \frac{1}{1+s\tau_L} \begin{bmatrix} s\tau_L & 1 \\ 1 & s\tau_L \end{bmatrix}$	$\tau_L = \frac{L}{2R}$
	$S = \frac{1}{1+s\tau_C} \begin{bmatrix} 1 & s\tau_C \\ s\tau_C & 1 \end{bmatrix}$	$\tau_C = 2RC$
	$S = \frac{1}{1+s\tau_L} \begin{bmatrix} -1 & s\tau_L \\ s\tau_L & -1 \end{bmatrix}$	$\tau_L = \frac{2L}{R}$
	$S = \frac{1}{1+s\tau_C} \begin{bmatrix} -s\tau_C & 1 \\ 1 & -s\tau_C \end{bmatrix}$	$\tau_C = \frac{RC}{2}$

แสดงทูแพร์ของ LC แบบต่างๆ

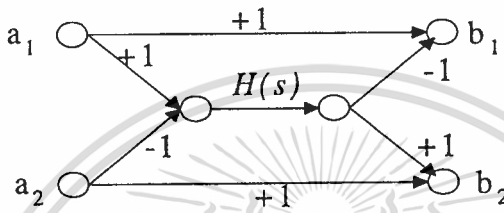
จากที่กล่าวมาทั้ง 4 กรณีสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1 จะเห็นว่าสมการที่ (2.4.1) เป็นเมตริกซ์ S ต้นแบบของ ทูแพร์ ทั้ง 4 แบบซึ่งจะแตกต่างกันตรงค่าคงตัวเวลา τ ของแต่ละทูแพร์ การสลับขา อินพุตกับเอาต์พุต รวมทั้งการต่ออินเวอร์เตอร์สำหรับบางขั้วต่อ นอกจากนี้ยังสามารถสังเกตได้ว่า สัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์ S ของแต่ละทูแพร์มีรูปแบบเป็น

$$H(s) = \frac{1}{1+s\tau} \quad (2.4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งก็คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย (lossy integrator) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับหนึ่งที่มีโพลอยู่ที่ $-1/\tau$

ภาพที่ 2.11



แสดง แผนภาพการไหลของสัญญาณ (SFG) ของทูแพร์

พิจารณาสมการที่ (2.4.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$S = \frac{1}{1 + \tau s} \begin{bmatrix} \tau s & 1 \\ 1 & \tau s \end{bmatrix}$$

$$S = \begin{bmatrix} \frac{\tau s}{1 + \tau s} & \frac{1}{1 + \tau s} \\ \frac{1}{1 + \tau s} & \frac{\tau s}{1 + \tau s} \end{bmatrix} \tag{2.4.10}$$

จากสมการที่ (2.4.10) เมื่อพิจารณาเฉพาะเทอม s , จะได้ว่า

$$\frac{\tau s}{1 + \tau s} = \frac{1 + \tau s - 1}{1 + \tau s} = 1 - \frac{1}{1 + \tau s}$$

$$= 1 - H(s) \tag{2.4.11}$$

$$S = \begin{bmatrix} 1 - H(s) & H(s) \\ H(s) & 1 - H(s) \end{bmatrix} \tag{2.4.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.4.13)$$

จะได้ว่า

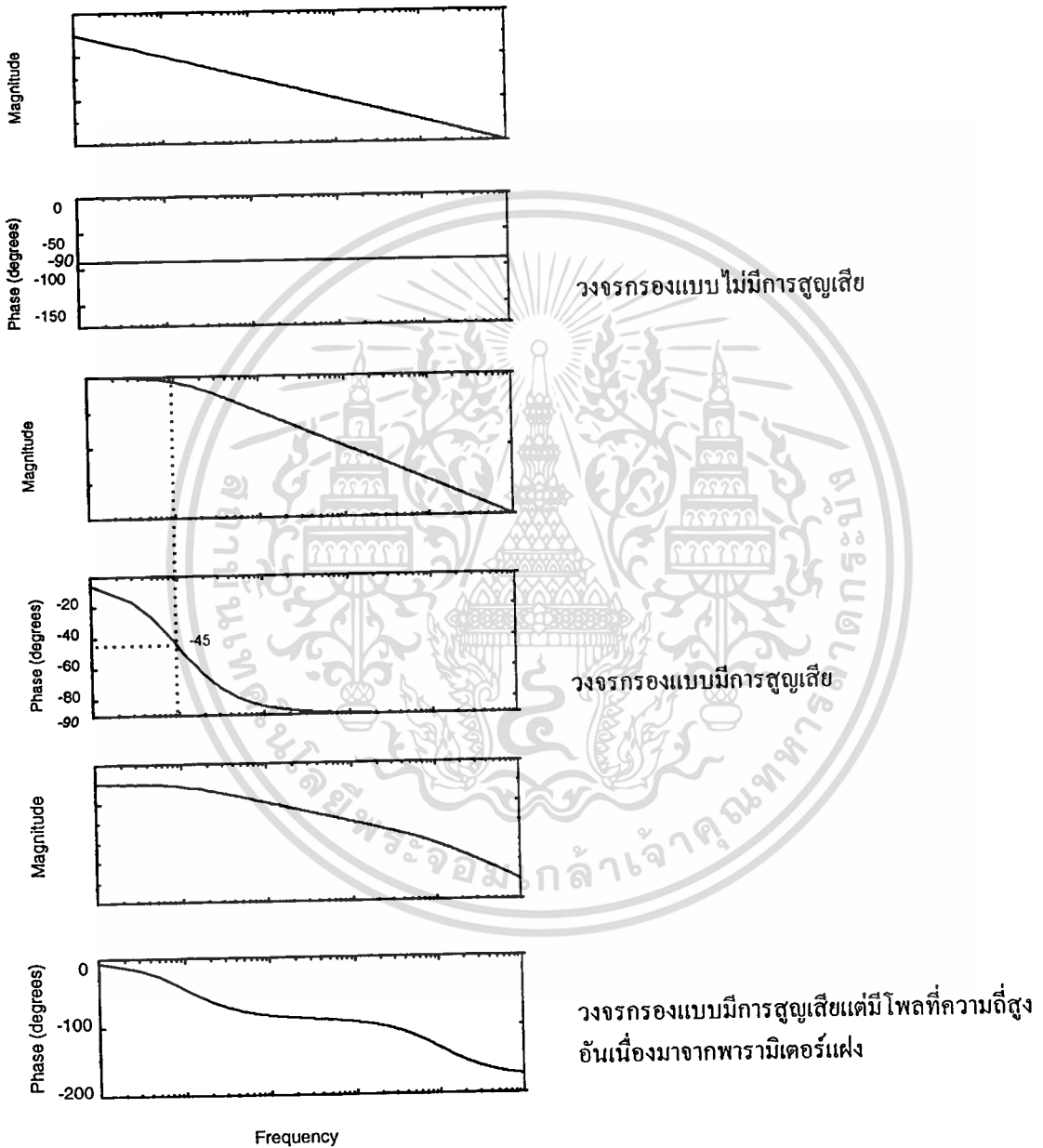
$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 - H(s)(a_1 - a_2) \\ b_2 &= a_2 + H(s)(a_1 - a_2) \end{aligned} \quad (2.4.14)$$

หรือเขียนแผนภาพแสดงการไหลของสัญญาณ (Signal Flow Graph (SGF)) ได้ดังภาพที่ 2.11

คุณสมบัติของวงจรกรองแบบมีการสูญเสียและแบบไม่มีการสูญเสีย

เมื่อเปรียบเทียบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย $H(s)=1/(1+sT)$ กับวงจรกรองแบบไม่มีการสูญเสีย $H(s)=1/(sT)$ พบว่าที่ DC ค่า $H(s)$ ของวงจรกรองแบบไม่มีการสูญเสียต้องมีค่าสูงมาก (เป็นอนันต์) ซึ่งเป็นไปไม่ได้ในทางปฏิบัติ แต่สำหรับวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย ที่ DC จะมีค่า $H(s)=1$ และเมื่อเปรียบเทียบเฟสของวงจรกรองทั้งสองแบบพบว่า สำหรับวงจรกรองแบบไม่มีการสูญเสีย เฟสของวงจรจะมีค่า -90° คงที่ตลอดทุกย่านความถี่ แต่สำหรับวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย ผลตอบสนองเฟสจะมีค่าตั้งแต่ 0° ที่ความถี่ DC และมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนกระทั่ง เป็น -45° ที่ความถี่ตัดของวงจรกรอง และจะเข้าใกล้ -90° ที่ความถี่สูงขึ้นมาๆ ในทางปฏิบัติแล้วไม่สามารถสร้างวงจรกรองแบบไม่มีการสูญเสียตามอุดมคติได้ กล่าวคือจะได้เป็นวงจรกรองที่มีการสูญเสียเสมอโดยจะมีโพลอยู่ที่ความถี่ต่ำ และมีอีตราขยายที่ DC สูงมาก สำหรับวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย แม้ว่าคุณสมบัติของวงจรที่สร้างได้จะมีค่าใกล้เคียงกับอุดมคติที่ความถี่ต่ำ แต่ที่ความถี่สูงมากจะมีผลของความจุแฝงและความไม่เป็นอุดมคติของวงจร ทำให้เกิดความผิดพลาดทางเฟสขึ้น ผลตอบสนองที่ได้ของวงจรจึงมีค่าผิดไปจากอุดมคติที่ความถี่สูงมากดังในภาพที่ 2.12 ดังนั้นการใช้วงจรกรองแบบมีการสูญเสียเป็นส่วนประกอบของวงจรที่ใช้จำลองการทำงานของวงจร LC จึงให้คุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับวงจรต้นแบบมากกว่าการใช้วงจรกรองแบบไม่มีการสูญเสีย

ภาพที่ 2.12



แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านขนาดและเฟสของวงจรกรอบแบบมี
การสูญเสียกับแบบไม่มีการสูญเสีย

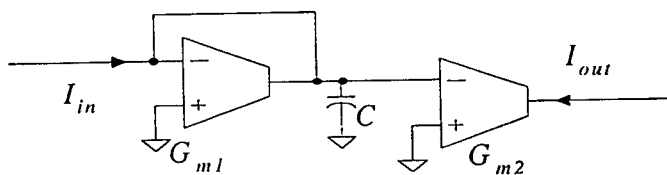
การสร้างทิวแพร์ในโหมดกระแส

ในการสร้างวงจรกรอง CMWA จะอาศัยการเลียนแบบ SFG ในภาพที่ 2.11 ซึ่งจะเห็นว่า อัตราขยายของทางเดิน (path) จะเป็น +1 หรือ -1 มีเพียงทางเดินเดียวที่มีอัตราขยายเป็น $H(s)$ หรือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรอง (ในที่นี้เป็นอันดับ 1) การสร้างวงจรโหมดกระแสจะแทนโนดต่างๆ ด้วยวงจรเคอร์เรนท์ดูพลิเคเตอร์ (current duplicator) ดังภาพที่ 2.13



ส่วน $H(s)$ ซึ่งเป็นวงจรกรองในโหมดกระแสอาจจะใช้ OTA ดังภาพที่ 2.14 โดยที่ OTA ตัวแรกทำหน้าที่เป็นความต้านทาน ส่วน OTA ตัวที่สองทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาที่ตกคร่อม C เป็นกระแส มีข้อสังเกตว่ากระแสเอาต์พุต ที่ได้มีทิศไหลเข้า OTA และเมื่อประกอบ เคอร์เรนท์ดูพลิเคเตอร์ เข้ากับวงจรกรองโหมดกระแสเพื่อเลียนแบบ SGF ก็จะได้ดังภาพที่ 2.15

ภาพที่ 2.14



แสดงวงจรกรองโหมดกระแสสร้างจาก OTA-C

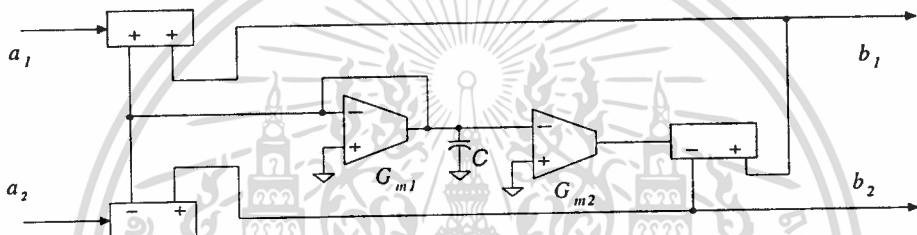
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.14 จะได้ว่า

$$H(s) = \frac{G_{m2}}{G_{m1} + sC} \quad (2.5.1)$$

และถ้าแทนค่า $H(s)$ ลงในภาพที่ 2.11 แล้วหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจะได้ว่า

ภาพที่ 2.15



แสดง CMWA ทูแพร์ อันดับ 1

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{G_{m2}}{G_{m1} + sC} = H(s) \quad (2.5.2)$$

และ

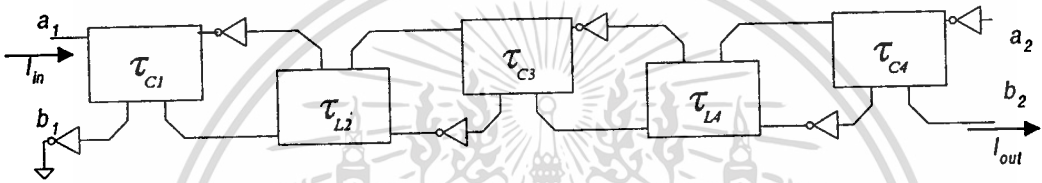
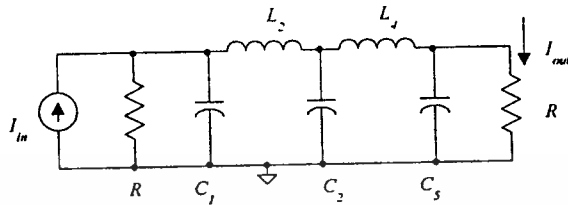
$$\frac{b_2}{a_2} = \frac{b_1}{a_1} = 1 - \frac{G_{m2}}{G_{m1} + sC} = 1 - H(s) \quad (2.5.3)$$

การนำทูแพร์มาสร้างเป็นวงจรกรองคลื่น

เพื่อที่จะแสดงตัวอย่างการนำทูแพร์มาใช้งานเพื่อเลียนแบบการทำงานของวงจรกรอง LC จะได้ทำการเลียนแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 ดันแบบที่เป็น LC แบบโครงข่ายชั้นบันได วงจรกรอง CMWA ที่จำลองการทำงานของวงจร LC ได้แสดงไว้ในภาพที่ 2.16 มีข้อสังเกตว่า คลื่นที่วิ่งออกจาก ทูแพร์ จะวิ่งเข้า ทูแพร์ อีกอันหนึ่ง ดังนั้นจึงต้องมีการพลิกขั้ว ทูแพร์ บางตัวเพื่อให้คลื่นที่จำลองมีทิศทาง เดียวกันในส่วนที่ต่อกัน

ข้อสังเกตที่สำคัญอย่างหนึ่งคือ คลื่นที่ตกกระทบหรือสะท้อนกลับในที่นี้จะถูกมองเป็น คลื่นกระแสซึ่งทิศทางของคลื่นก็คือทิศทางของกระแสแน่นอน

ภาพที่ 2.16



แสดง วงจรกรอง LC ความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 และวงจรกรอง CMWA ที่จำลอง

การทำงานของวงจร LC

บทที่ 3

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลเคอร์เรนท์โทมคเวฟแอกทีฟ (DCMWA)

วงจรเวฟแอกทีฟ (wave active :WA) จะมีส่วนประกอบเป็นสองส่วนใหญ่ๆคือ ส่วนที่มีคุณสมบัติขึ้นกับความถี่ (วงจรกรองที่มีการสูญเสีย) และ ส่วนที่ทำการคัดลอกสัญญาณ (วงจรถ่ายรูปพหุคูณ) สำหรับวงจรที่เป็น CMWA จะใช้กระแสเป็นสัญญาณ ดังนั้นส่วนที่คัดลอกสัญญาณจึงใช้วงจรสะท้อนกระแส ซึ่งสามารถสร้างได้จากกระบวนการผลิตวงจรรวมเดียวกันกับกระบวนการผลิตวงจรดิจิทัล การผลิตวงจรรวมจึงสามารถผลิตให้มีทั้งวงจรแอนะล็อกและวงจรดิจิทัลอยู่บนวงจรรวมเดียวกันได้ ดังนั้นวงจรกรองแบบเวลาต่อเนื่อง จึงควรมีโครงสร้างของวงจรที่สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของวงจรดิจิทัลได้เป็นอย่างดี ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าโครงสร้างของวงจรแบบดิฟเฟอเรนเชียล สามารถที่จะกำจัดหรือลดขนาดของฮาร์โมนิกเลขคู่ของสัญญาณได้ดี และยังสามรถกำจัดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจากเข้ามาในวงจรทางไฟเลี้ยงได้ดี ดังนั้นจึงควรมีวงจร CMWA ที่เป็นวงจรแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งก็คือวงจร DCMWA ที่จะได้นำเสนอ นอกจากนี้แล้วสำหรับวงจรที่สร้างจากทรานซิสเตอร์มอสซึ่งมีคุณสมบัติในการทำงานเป็นฟังก์ชันยกกำลังสอง สามารถอาศัยโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียล เพื่อให้การทำงานของวงจรเห็นเชิงเส้นได้อีกด้วย

ความต้านทานแบบต่อลงกราวด์สร้างจากมอส

วงจรกรองมีการสูญเสียอย่างง่าย สร้างจากวงจรความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ โดยใช้ทรานซิสเตอร์มอสสร้างเป็นวงจรความต้านทานต่อลงกราวด์ที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ทางไฟฟ้า ทำให้สามารถปรับจูนค่าคงตัวของวงจรได้ทางไฟฟ้า ความต้านทานที่สร้างได้ควรมีความเป็นเชิงเส้นสูง คือมีค่า THD ต่ำ มีช่วงการทำงานที่กว้าง สำหรับวงจรที่จะได้นำเสนอเป็นวงจรที่สร้างจาก ทรานซิสเตอร์มอส ที่ทำงานในย่านอิมิตัว อาศัยวิธีการหักล้างกระแสเพื่อทำให้เกิดความเป็นเชิงเส้นขึ้น โดยการกำจัดสัญญาณฮาร์โมนิกเลขคู่อันเกิดจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรน และ ศักดิ์ระหว่างเกตกับซอร์ส ของทรานซิสเตอร์มอส

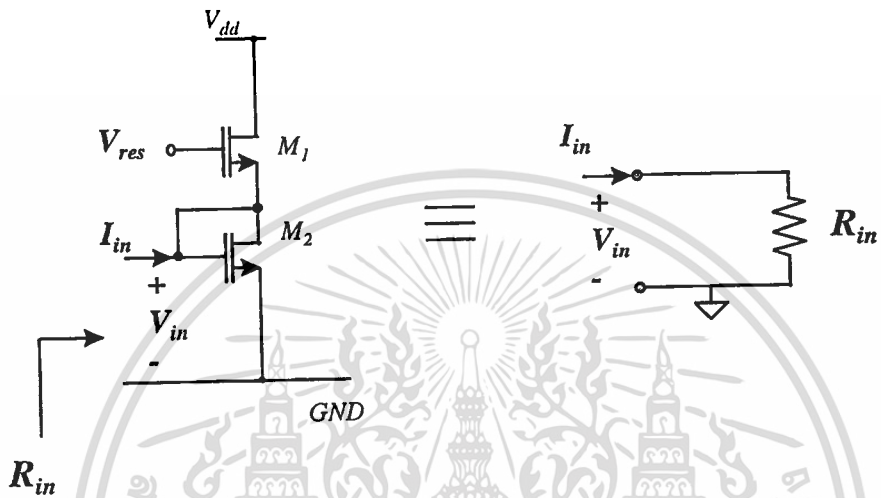
พิจารณาภาพที่ 3.1 ซึ่ง ทรานซิสเตอร์มอส ทุกตัวถูกไบอัสให้ทำงานในย่านอิมิตัว จะมี

ความสัมพันธ์ ระหว่างกระแส I_{ds} และ V_{gs} เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_d = K(V_{gs} - V_t)^2 \quad (3.1.1)$$

ภาพที่ 3.1



แสดง วงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มีสต่อลงกราวด์

พิจารณาที่ โหนด V_{in} ของวงจรจะได้ว่า

$$\begin{aligned} I_{in} &= I_{DM2} - I_{DM1} \\ &= K(V_{in} - V_t)^2 - K(V_{res} - V_{in} - V_t)^2 \\ &= 2K(V_{in} - \frac{V_{res}}{2})(V_{res} - 2V_t) \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

หรือ

$$V_{in} = \frac{I_{in}}{2K(V_{res} - 2V_t)} + \frac{V_{res}}{2} \quad (3.1.3)$$

ซึ่งสามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{in} กับ I_{in} ได้ดังภาพที่ 3.2 โดยที่ค่า V_{res} และ V_t มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งก็คือสมการเส้นตรงที่มีจุดตัดแกน Y อยู่ที่ $\frac{V_{res}}{2}$ มีความชัน $\frac{1}{2K(V_{res} - 2V_t)}$

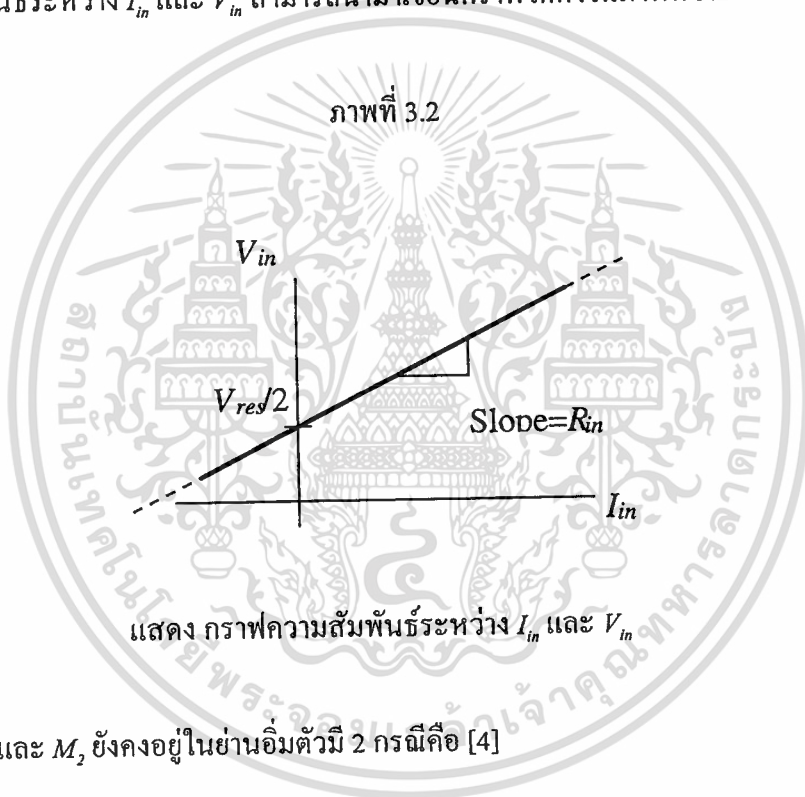
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.1.2) ถ้ากำหนดให้ $\bar{V}_{in} = V_{in} - \frac{V_{res}}{2}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{\bar{V}_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{2K(V_{res} - 2V_{th})} = R_{in} = \frac{1}{\beta(V_{res} - 2V_{th})} \quad (3.1.4)$$

โดยที่ $\beta = 2K$

จากความสัมพันธ์ระหว่าง I_{in} และ V_{in} สามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังในภาพที่ 3.2



เงื่อนไขที่ M_1 และ M_2 ยังคงอยู่ในย่านอิมิตัวมี 2 กรณีคือ [4]

$$V_{gs} > V_t \text{ และ } V_{ds} > V_{gs} - V_t$$

กรณี $V_{gs} > V_t$ สำหรับ M_1 จะได้ว่า

$$V_{res} - V_{in} > V_t$$

หรือ

$$V_{res} > V_t + V_{in}$$

(3.1.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสำหรับ M_2 จะได้ว่า

$$V_{in} > V_t$$

กรณี $V_{ds} > V_{gs} - V_t$ สำหรับ M_2 จะได้ว่าเป็นจริงเสมอ แต่สำหรับ M_1 จะได้ว่าจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อ

$$V_{dd} - V_{in} > (V_{res} - V_{in}) - V_t$$

หรือ
$$V_{res} < V_{dd} + V_t \quad (3.1.6)$$

ดังนั้นเงื่อนไขที่วงจรยังคงอยู่ในย่านอิมตัวคือ

$$2V_t < V_{res} < (V_{dd} + V_t) \text{ และ } V_t < V_{in} < (V_{res} - V_t)$$

ส่วนค่า R_{in} ต่ำสุดจะมีค่าเป็น

$$R_{in(\min)} = \frac{1}{2K[(V_{dd} + V_t) - 2V_t]} = \frac{1}{2K(V_{dd} - V_t)} \quad (3.1.7)$$

จะเห็นว่า ค่าความนำทางด้านอินพุทของวงจรสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ มีความเป็นเชิงเส้นและสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้โดยการเปลี่ยนค่าศักดา V_{res} ซึ่งสามารถปรับได้ในย่านกว้างมาก

วงจรกรองแบบมีการสูญเสีย

วงจรกรองแบบมีการสูญเสียสร้างจากวงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอส โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปที่ทางด้านอินพุทของวงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอส ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังภาพที่ 3.3 (ข) โดยพิจารณากระแสเอาต์พุทเป็นกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R_{in} ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรสามารถหาได้จาก

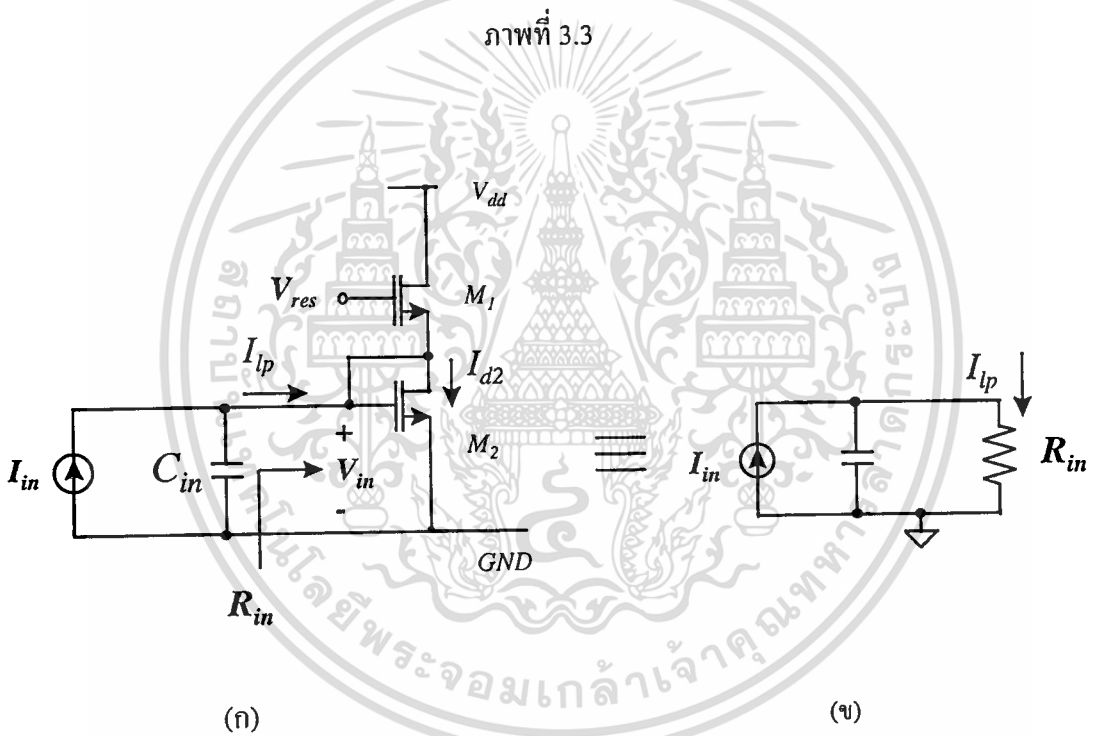
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน $I_{in} = I_p + \frac{I_{ip} R_{in}}{(1/sC_i)}$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{lp}}{I_{in}} = \frac{1}{1 + R_{in} C_i s} \quad (3.2.1)$$

โดยที่

$$R_{in} = \frac{1}{2K(V_{res} - 2V_T)}$$

ภาพที่ 3.3



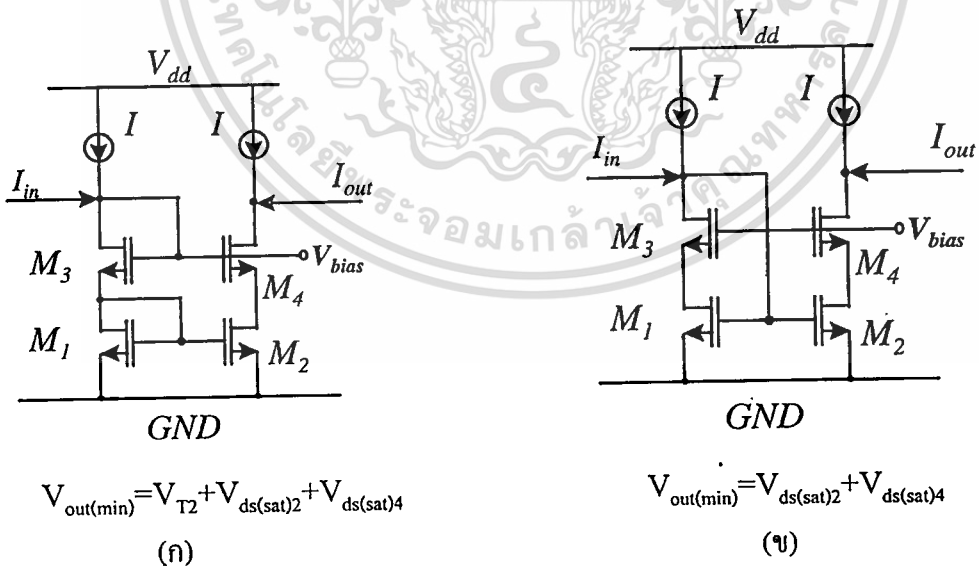
แสดง วงจรกรองแบบมีการสูญเสีย

จะเห็นว่าความถี่ตัดของวงจรสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการปรับจูนค่า R_{in} ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับค่า V_{res} โดยที่ค่าความถี่ตัดจะปรับค่าได้ในช่วงกว้างมาก สำหรับกระแสเอาต์พุตของวงจรที่จะนำไปใช้ในวงจร DCMWA ไม่ได้เป็นการนำไปใช้โดยตรงแต่จะสะท้อนกระแส I_{d2} ไปใช้ ซึ่งไม่ได้เป็นฟังก์ชันเชิงเส้น แต่จะถูกทำให้เป็นเชิงเส้นอีกครั้งหนึ่ง ด้วยโครงสร้างของวงจรที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียล ดังจะได้แสดงในภายหลัง

เคอร์เรนท์คูปพลิเคเตอร์สำหรับทวแปรแบบ DCMWA

วงจรที่จะใช้เป็นเคอร์เรนท์คูปพลิเคเตอร์เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตชิ่งคาสโคด [13] มีคุณสมบัติเด่นตรงที่ มีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูงกว่าวงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบธรรมดา แต่ความต้านทานทางด้านอินพุตมีค่าใกล้เคียงกัน การที่วงจรสะท้อนกระแสคาสโคดแบบธรรมดามีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตสูงขึ้นทำให้ ช่วงความสามารถในการเปลี่ยนแปลงค่าสัปดาห์ที่เอาต์พุตของวงจรมีค่าน้อยลง ซึ่งเป็นข้อเสียของวงจรสะท้อนกระแส แต่วงจรสะท้อนกระแสไฮสวิตชิ่งคาสโคดจะมีช่วงการเปลี่ยนแปลงค่าสัปดาห์ที่เอาต์พุตกว้างกว่าแบบคาสโคดธรรมดา ทั้งนี้เพราะค่าต่ำสุดของสัปดาห์ที่เอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตชิ่งคาสโคดมีค่าต่ำกว่าแบบคาสโคดธรรมดา ซึ่งจะมีผลต่อเนื่องให้ช่วงอินพุต ที่เป็นเชิงเส้นของวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตชิ่งคาสโคดกว้างกว่าแบบคาสโคดธรรมดาด้วย

ภาพที่ 3.4



แสดง (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

(ข) วงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตชิ่งคาสโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทวแพร่อันดับหนึ่งแบบ DCMWA

วงจรทวแพร่อันดับหนึ่งแบบ DCMWA พัฒนามาจากสร้างจาก SFG ดั้งแบบ ในรูปที่ 2.4.4 โดยมีทั้งสัญญาณที่เป็นเฟสบวกและสัญญาณที่เป็นเฟสลบคังภาพที่ 3.5 ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์มอสโดยไบอัสให้ทรานซิสเตอร์มอสทุกตัวอยู่ในย่านอิมิตัว โครงสร้างของวงจรทวแพร่จะประกอบด้วย

1. วงจรกรองแบบมีการสูญเสีย ซึ่งประกอบด้วยวงจรรวมด้านทานต่อลงกราวด์แบบทรานซิสเตอร์มอส (M_1 - M_2 และ M_1' - M_2') ขนานกับตัวเก็บประจุ C_i ซึ่งต่ออยู่ทางด้านอินพุทของวงจร โดยที่ M_1 - M_2 และ M_1' - M_2' มีคุณสมบัติเหมือนกัน (match)
2. วงจรเคอร์เรนท์คอปลิเคเตอร์ (current duplicator) ซึ่งมีสองแบบคือแบบที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มีเอาต์พุตเดียวได้แก่ CM_3 - CM_4 และ แบบที่เป็นวงจรสะท้อนกระแสที่มี 3 เอาต์พุตได้แก่ CM_5 - CM_6 ซึ่งมีอัตราส่วนสะท้อนกระแสเป็น 1:1 และ 1:1:0.5:0.5 ตามลำดับ โดยที่วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิงคาสโคด (high swing cascoded)
3. วงจรสร้างกระแสไบอัส ได้แก่ M_{1p} - M_{2p} ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกันกับ M_1 - M_2 วงจรจะทำกรเลี่ยนแบบกระแสไบอัส ของวงจรรวมด้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอสเพื่อใช้เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจรส่วนอื่นๆ

พิจารณากระแสอินพุท I_{a1} และ I_{a2} โดยในตอนแรก สมมติว่าไม่มีกระแสโหมคร่วม I_{cm} ดังนั้นที่โนดอินพุทของวงจรรวมด้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอส (ที่ขาเกตของ M_2) จะได้ว่า

$$I_{a1} - I_{a2} = C_i \frac{d}{dt} \left[I_{LP1} \frac{1}{\beta(V_{res} - 2V_t)} \right] + I_{LP1} \quad (3.4.1)$$

ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ของวงจรรองแบบมีการสูญเสีย และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปของโดเมนความถี่ (s) ได้เป็น

$$I_{ip1}(s) = -I_{ip2}(s) = \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\tau = C_i / \beta(V_{res} - 2V_i)$ เป็นค่าคงตัวของวงจร ซึ่งสามารถปรับจูนค่าได้โดยการปรับค่า V_{res} เมื่อพิจารณากระแสเอาต์พุต I_{b2} ที่ โหนด $b2$ โดยใช้ KCL จะได้ว่า

$$I_{b2} = \frac{I_{a2}}{2} + \frac{I_{a2}}{2} + I_{d3} - I'_{d6} \quad (3.4.3)$$

$$= I_{a2} + \frac{\beta}{2} [(V_1 - V_i)^2 - (V_2 - V_i)^2] \quad (3.4.4)$$

โดยที่

$$V_1 = \frac{I_{lp1}}{\beta(V_{res} - 2V_i)} + \frac{V_{res}}{2} \quad (3.4.5)$$

และ

$$V_2 = \frac{I_{lp2}}{\beta(V_{res} - 2V_i)} + \frac{V_{res}}{2} \quad (3.4.6)$$

แทนค่าสมการที่ (3.4.5) และสมการที่ (3.4.6) ในสมการที่ (3.4.4) จะได้

$$I_{b2} = I_{a2} + I_{lp1} = I_{a2} - I_{lp2} \quad (3.4.7)$$

จากสมการที่ (3.4.2) และสมการที่ (3.4.7) จะได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_{b2} ในโดเมนความถี่ s มีค่าเป็น

$$I_{b2}(s) = I_{a2}(s) + \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.4.8)$$

สำหรับกระแสเอาต์พุตที่ โหนด I_{b1} หาได้จาก

$$I_{b1} = \frac{I_{a1}}{2} + \frac{I_{a1}}{2} + I'_{d3} - I_{d6} \quad (3.4.9)$$

$$= I_{a1} - (I_{d6} - I'_{d3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= I_{a1} - \frac{\beta}{2} [(V_1 - V_t)^2 - (V_2 - V_t)^2] \quad (3.4.10)$$

แทนค่าสมการที่ (3.4.5) และสมการที่ (3.4.6) ในสมการที่ (3.4.10) จะได้

$$I_{b1} = I_{a1} - I_{lp1} = I_{a1} + I_{lp2} \quad (3.4.11)$$

$$I_{b1}(s) = I_{a1}(s) - \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.4.12)$$

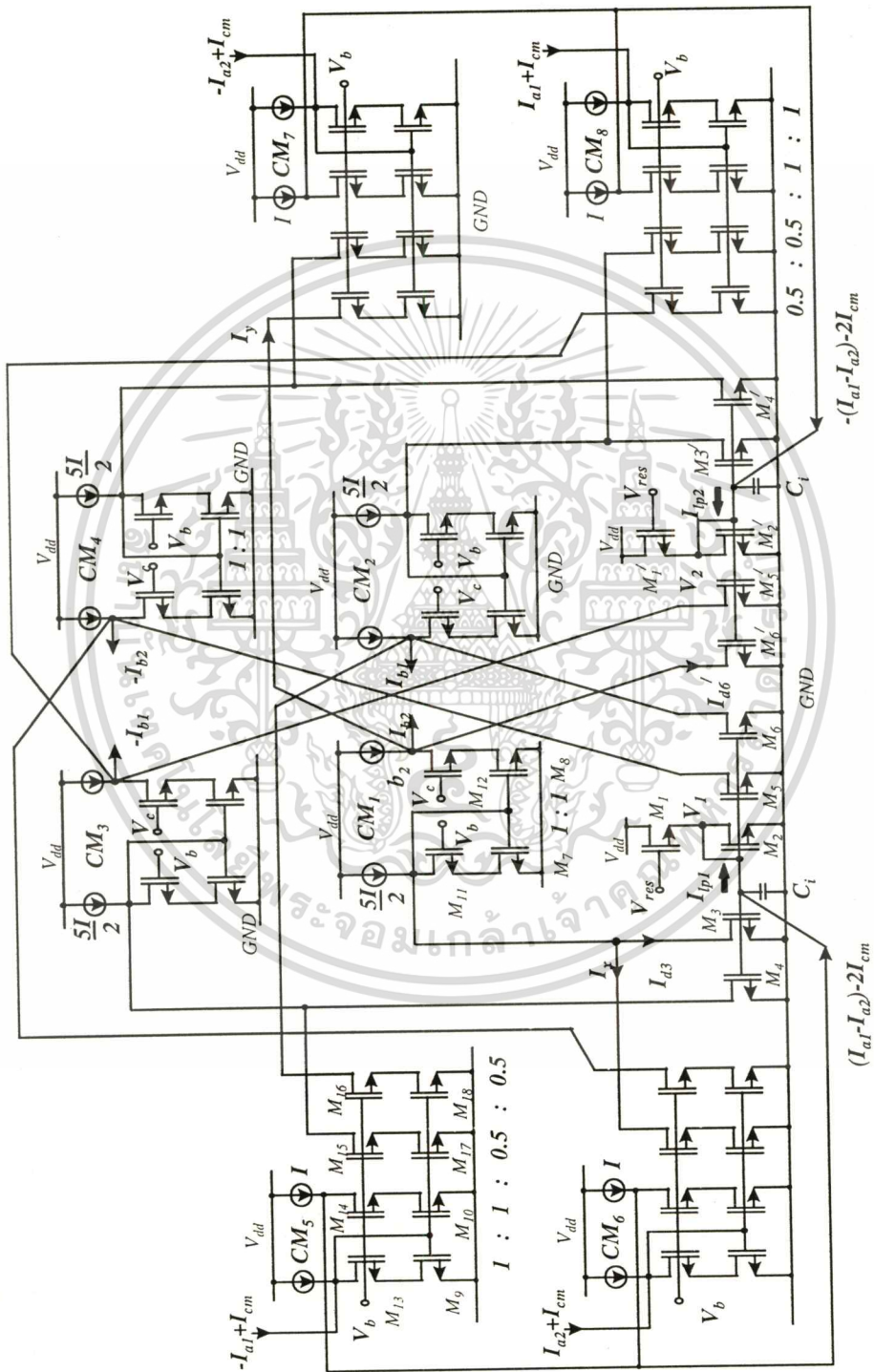
ในทำนองเดียวกัน กระแสเอาต์พุต $-I_{b2}$ และ $-I_{b1}$ จะมีค่าเป็น

$$-I_{b2}(s) = -I_{a2}(s) - \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.4.13)$$

$$-I_{b1}(s) = -I_{a1}(s) + \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.4.14)$$

จากสมการที่ (3.4.8) และสมการที่ (3.4.12) จะเห็นว่าสอดคล้องกับสมการที่ (2.4.14) ที่ได้จาก SFG ของทูเพอร์อันดับหนึ่ง ดังนั้น โครงสร้างของวงจรในภาพที่ 3.5 เป็นทูเพอร์อันดับหนึ่ง ที่สามารถปรับค่าคงตัวเวลาได้ทางไฟฟ้า โดยการปรับค่า V_{res} ส่วนความเป็นเชิงเส้นของวงจรจะหาได้จาก โครงสร้างของวงจรที่มีความสมมาตร กับ คุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์มอสที่เป็น ฟังก์ชันยกกำลังสอง สำหรับตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรมีข้อสังเกตว่า เป็นค่าตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างขาเกตกับกราวด์ ซึ่งสามารถที่จะสร้างได้จากตัวเก็บประจุที่เกิดจากเกตออกไซด์กับกราวด์ของทรานซิสเตอร์มอส จะเห็นว่าทูเพอร์ที่น่าเสนอสามารถที่จะสร้างได้โดยใช้กระบวนการผลิตซีมอสสำหรับสร้างวงจรรคิจิตอล

ภาพที่ 3.5



แสดง วงจรทูเพอร์อนต์แบบ DCMWA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำจัดสัญญาณโหมคร่วม

เมื่อพิจารณาวงจรในภาพที่ 3.5 โดยพิจารณาสัญญาณโหมคร่วม I_{cm} เป็นอินพุตของวงจร ด้วยจะได้ว่ากระแสเอาต์พุต I_{b2} มีค่าเป็น

$$I_{b2} = I_x + I_{d3} - I'_{d6} - I_y = I_x - I_y + I_{d3} - I'_{d6} \quad (3.5.1)$$

$$= \left[\frac{I_{a2} + I}{2} + \frac{I_{CM}}{2} \right] - \left[\frac{-I_{a2} + I}{2} + \frac{I_{CM}}{2} \right] + \frac{\beta}{2} [(V_1 - V_i)^2 - (V_2 - V_i)^2]$$

แต่

$$I_{b2} = I_{a2} + I_{lp1} = I_{a2} - I_{lp2}$$

ดังนั้น

$$I_{b2}(s) = I_{a2}(s) + \frac{1}{(1 + \tau s)} [I_{a1}(s) - I_{a2}(s)] \quad (3.5.2)$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับ I_{b1} , $-I_{b2}$ และ $-I_{b1}$ จะได้สมการกระแสเอาต์พุตเช่นเดียวกันกับสมการที่ (3.4.12) (3.4.13) และ (3.4.14) ตามลำดับ จะเห็นว่าสัญญาณโหมคร่วมที่เข้ามาทางอินพุตของวงจรจะถูกกำจัดไปที่โนดเอาต์พุตของวงจร ซึ่งเทคนิคนี้เรียกว่า คอมมอน โหมคฟีดฟอร์เวิร์ด (common mode feed forward) ความสามารถในการกำจัดสัญญาณโหมคร่วมนี้จะขึ้นอยู่กับความเหมือนกัน ของทรานซิสเตอร์มอสที่ใช้ ซึ่งความผิดพลาดที่เกิดจากความไม่เหมือนกันของทรานซิสเตอร์มอสที่ใช้สามารถทำให้มีค่าน้อยๆ โดยเทคนิคการวางอุปกรณ์บนสารกึ่งตัวนำ

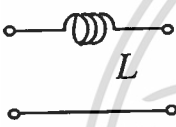
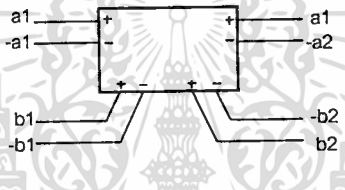

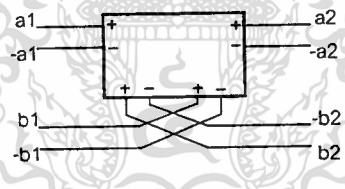
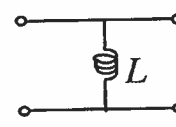
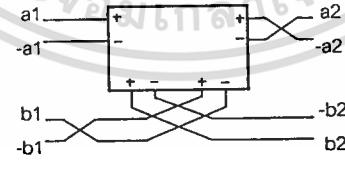
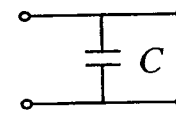
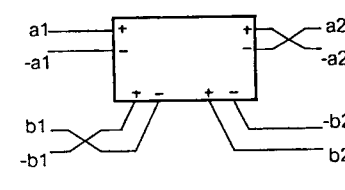
วงจรกรองสร้างจากทูแพร์แบบ DCMWA

วงจรทูแพร์แบบ DCMWA จะทำหน้าที่จำลองคลื่นที่เกิดขึ้นบนอุปกรณ์ L และ C ในวงจรกรองแบบ LC โดยจะใช้กระแสแทนคลื่นที่เกิดขึ้นในวงจรแม้ว่าตัวแปรคลื่นของวงจรทูแพร์จะมีเพียง 4 ตัวแปรคือ a , b , a_2 และ b_2 ซึ่งแทนคลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับที่พอร์ท 1 และ 2

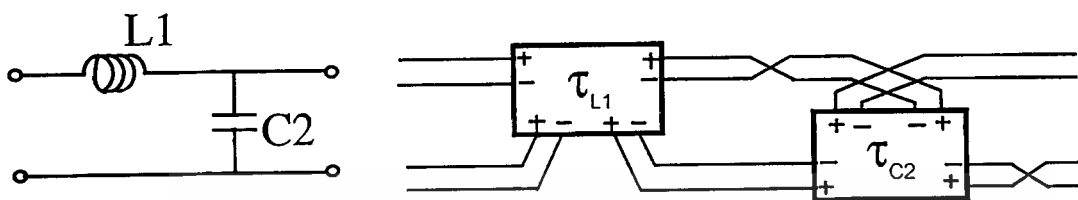
แต่ถ้าใช้แทนตัวแปร a , b , a_2 และ b_2 จะมี 8 ตัวแปรเพราะวงจรทูแพร์ที่สร้างจากไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์มอสเป็นแบบคิฟเฟอเรนเชียล จะมีสัญญาณกระแสทั้ง เฟสบวก และ เฟสลบ ดังนั้น บล็อกไดโอดแกรมของทิวแพร์ที่ใช้แทนอุปกรณ์ L และ C แบบต่างๆจะมีลักษณะดังตารางที่ 3.1 โดยที่ วงจรในบล็อกสี่เหลี่ยมคือวงจรในภาพที่ 3.5 มีข้อสังเกตว่าสำหรับอินเวอร์ทเตอร์ที่จะต้องใช้ในทิวแพร์จะได้จากการสลับที่กันของคลื่นเฟสบวกและเฟสลบ และในการเชื่อมต่อกัน ระหว่างทิวแพร์จะต้องคำนึงถึง ทิศทางของคลื่นตกกระทบและสะท้อนกลับให้สอดคล้องกันด้วยดังเช่นตัวอย่างในภาพที่ 3.6

ตารางที่ 3.1

อุปกรณ์	ทิวแพร์	ค่าคงตัวเวลา
		$\tau = \frac{L}{2R}$
		$\tau = 2RC$
		$\tau = \frac{2L}{R}$
		$\tau = \frac{RC}{2}$

ภาพที่ 3.6



แสดง ตัวอย่างวงจร LC และวงจรทูแพร์แบบDCMWAที่ใช้แทนวงจร LC



$$I_{ds} = \frac{K}{\alpha} (V_g - \alpha V_s - V_t)^2 \quad (4.1.1)$$

โดยที่ α คือสัมประสิทธิ์ของบอดีเอฟเฟก ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1.05 กับ 1.35 สำหรับกระบวนการผลิตในปัจจุบัน [5] เมื่อแทนค่า (13) ใน (10) จะได้ว่า

$$I_{in} = \frac{K_2}{\alpha} (V_{in} - V_t)^2 - \frac{K_1}{\alpha} (V_{res} - \alpha V_{in} - V_t)^2$$

$$I_{in} = \frac{K_1(V_{res} - V_t)^2 + K_2V_t^2}{\alpha} + 2V_{in} [(K_1V_{res}\alpha - K_1V_t\alpha) - K_2V_t] + 2V_{in}^2 \frac{[-K_1\alpha^2 + K_2]}{\alpha} \quad (4.1.2)$$

จากสมการที่ (4.1.2) จะเห็นว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถูกเกิดจากเทอมที่เป็นกำลังสองซึ่งสามารถกำจัดทิ้งไปได้โดยการเลือกให้

$$\frac{K_2}{K_1} = \alpha^2 \quad \text{และ} \quad \frac{K'_2}{K'_1} = \alpha^2 \quad (4.1.3)$$

ดังนั้นกระแสอินพุทของวงจรถูกความต้านทานต่อลงกราวด์จึงควรจะแก้ไขจากสมการที่ (3.1.1) ใหม่เป็น

$$I_{in} = \frac{K_2}{\alpha} (V_{in} - V_t)^2 - K_1 (V_{res} - \alpha V_{in} - V_t)^2 \quad (4.1.4)$$

แทนค่า $K_2 = \alpha^2 K_1$

$$I_{in} = \alpha^2 K_1 (V_{in} - V_t)^2 - K_1 (V_{res} - \alpha V_{in} - V_t)^2$$

$$= K_1 [\alpha(V_{in} - V_t) + (V_{res} - \alpha V_{in} - V_t)] [\alpha(V_{in} - V_t) - (V_{res} - \alpha V_{in} - V_t)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 2K_1 [V_{res} - (1 + \alpha)V_t] \left[\alpha V_{in} + \frac{(1 - \alpha)}{2} V_t - \frac{V_{res}}{2} \right] \quad (4.1.5)$$

โดยแทนให้

$$\bar{V}_{in} = \left[\alpha V_{in} + \frac{(1 - \alpha)}{2} V_t - \frac{V_{res}}{2} \right] \quad (4.1.6)$$

และ

$$G_{in} = 2K_1 [V_{res} - (1 + \alpha)V_t] \quad (4.1.7)$$

จะได้ว่า

$$I_{in} = G_{in} \bar{V}_{in}$$

ดังนั้นจะได้ความนำอินพุตเป็น

$$G_{in} = 2K_1 [V_b - (1 + \alpha)V_t] = \beta_1 [V_b - (1 + \alpha)V_t] \quad (4.1.8)$$

และจะได้ว่าค่าคงตัวเวลาของทูแพร์มีค่าเป็น

$$\tau = \frac{C_i}{2K_1 [V_{res} - (1 + \alpha)V_t]} \quad (4.1.9)$$

การปรับวงจรรวมไฟฟ้า

ปัจจุบันนี้การออกแบบวงจรรวม ได้พยายามออกแบบให้มีความเหมาะสมกับเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวมขนาดใหญ่ (VLSI) ไม่ว่าจะเป็นการใช้เทคโนโลยีการผลิตแบบทรานซิสเตอร์มอส หรือ ไบโพลาร์ ก็ตาม วงจรที่ออกแบบทั้งชนิดที่เป็น แอ็กทิฟ และ พาสซีฟ ต่างก็พยายามหลีกเลี่ยงการใช้วิธีการที่ต้องมีการนำวงจรมาต่อกันภายนอกวงจรรวม เพื่อให้ได้วงจรมีขนาดเล็ก ใช้ต้นทุนการผลิตต่ำลง และใช้เวลาในการประกอบสร้างน้อยลง นอกจากนี้ยังเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือของวงจรว่าจะทำงานเหมือนกันทุกวงจร วงจรที่ออกแบบจะต้องใช้เฉพาะอุปกรณ์ที่เหมาะสมในการสร้างเป็นวงจรรวม เป็นต้นว่า หลีกเลี่ยงการใช้ตัวเหนี่ยวนำในวงจรรวม ทั้งนี้เพราะว่าปัจจุบันยังไม่มีกระบวนการผลิตที่สามารถผลิตตัวเหนี่ยวนำคุณภาพสูงได้ในรูปของวงจรรวม อย่างไรก็ตาม แม้ว่าสามารถจะออกแบบสร้างวงจรรวมชนิดแอ็กทิฟ โดยใช้ตัวเก็บประจุ ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณีโดยข้างต้น สิ่งนี้หมายถึงขีดแบ่งไว้ก่อน และต้องวางใจถึงขีดของเอกสารเหล่านี้ที่มีอยู่จริงไปใช้

ด้านทาน ออปแอมป์ หรือทรานส์คอนดักเตอร์แอมพลิไฟเออร์ (OTA) ร่วมกับเทคนิคการป้อนกลับ เพื่อสร้างตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าคุณภาพ Q สูง (มี โพลควอลิตีเฟคเตอร์สูง (large pole quality factor) และมีทรานสมิSSION ZEROES) อยู่บนแกน $j\omega$) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของช่วงค่าอุปกรณ R และ C ที่จะใช้สร้างเป็นวงจรรวม เป็นต้นว่าในการสร้างความต้านทานชนิดฟิล์มบางบนแผ่นซิลิกอนไดออกไซด์ ค่าความต้านทานสูงสุดที่สามารถสร้างได้จะอยู่ในช่วง $1\text{k}\Omega/\square$ (โดยที่ \square คือหนึ่งหน่วยพื้นที่ที่มีความกว้างและความยาวเท่ากัน) ดังนั้นค่าความต้านทานที่สร้างได้มักจะไม่เกิน $40\text{ k}\Omega$ คือใช้พื้นที่ไม่เกินช่วงความยาว $40\ \square$ หากจะสร้างให้ขนาดใหญ่กว่านี้ก็สามารถทำได้ แต่จะมีผลของความจุแฝงมากขึ้น ในทำนองเดียวกัน ค่าของตัวเก็บประจุก็จะถูกจำกัดอยู่ในช่วง 50 pF ทั้งนี้เพราะถูกจำกัดในเรื่องของขนาด [7] ดังจะแสดงให้เห็น

ค่าความจุที่สร้างเป็นวงจรรวมสามารถเขียนได้เป็น

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 A / t \quad (4.2.1)$$

โดยที่ A เป็นพื้นที่ในหน่วยตารางเมตร

t คือความหนาของฉนวน โดยทั่วไปมีค่า $t = 6 \times 10^{-8}\text{ m}$

ϵ_0 คือค่า permittivity $= 8.854 \times 10^{-12}\text{ F/m}$

ϵ_r คือค่า relative permittivity (สำหรับ SiO_2 จะมีค่าเท่ากับ 3.78)

จะเห็นว่าสำหรับความจุขนาด 50 pF จะต้องใช้พื้นที่ถึง $(300\ \mu\text{m})^2$ ซึ่งถือว่าใช้ขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ตัวอื่นๆ ด้วยเหตุนี้วงจรกรองประเภทแอกทิฟ RC จึงมีข้อจำกัดในการสร้างเป็นวงจรรวมสำหรับใช้งานในย่านความถี่เสียง กล่าวคือสมมติว่าต้องการใช้งานที่ความถี่ 3 kHz จะต้องใช้ความต้านทาน $R = 1 / \omega_0 C \approx 1\text{ M}\Omega$ สำหรับความจุขนาด 50 pF ดังนั้นจึงมีการนำเทคนิคอย่างอื่นมาใช้แทนความต้านทาน เป็นต้นว่า ใช้ทรานซิสเตอร์มอส ในย่านโอมห์มิก (Ohmic region) หรือไมก็ ใช้การจำลองค่าความต้านทานโดยใช้ส่วนกลับของทรานส์คอนดักแตนซ์ ซึ่งมีค่าในย่าน 10^{-6} S

ปัญหาอีกอย่างก็คือเรื่องของความแม่นยำของค่าอุปกรณที่ผลิตในวงจรรวม ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากค่าของอุปกรณที่ได้จากกระบวนการผลิตมีความแม่นยำต่ำมาก เป็นต้นว่า ค่าความผิดพลาดในการผลิตความต้านทาน และ ตัวเก็บประจุจะอยู่ในหลัก 40% หรือมากกว่า ทำให้ค่าความผิด

พลาคของค่าคงตัวเวลาอยู่ในหลักของ 80 % เป็นอย่างน้อย ดังนั้นการออกแบบวงจรรวมจะต้องออกแบบให้วงจรมีความสามารถในการปรับจูนค่าความถี่ตัดได้ด้วย

นอกจากนี้ สำหรับในเรื่องของค่าคุณภาพ Q ของวงจรซึ่งดูเหมือนว่าน่าจะมีความแม่นยำในการสร้างในรูปของวงจรรวม เพราะว่า ค่า Q เป็นปริมาณไม่มีหน่วย เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของอุปกรณ์ ซึ่งก็คืออัตราส่วนของพื้นที่ที่ใช้ในวงจรรวม ค่าอัตราส่วนของพื้นที่ที่ใช้ในวงจรรวมนี้ จะมีความแม่นยำในการผลิตสูง แต่ค่า Q ของวงจรที่สร้างได้ยังคงผิดไปจากที่ออกแบบไว้ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากว่า ยังไม่สามารถทำนาย และ กำจัดผลของค่าความจุแฝงในอุปกรณ์ประเภทแอกทิฟได้ นอกจากนี้ค่า Q ของวงจรยังถูกระทบอย่างมากโดยผลของความผิดพลาดทางเฟสเพียงเล็กน้อยในรูปการป้อนกลับของวงจร ดังนั้นค่า Q ของวงจรก็ยังคงต้องการการปรับจูนด้วยเช่นกัน

การปรับจูนค่าความถี่ตัดทางไฟฟ้า

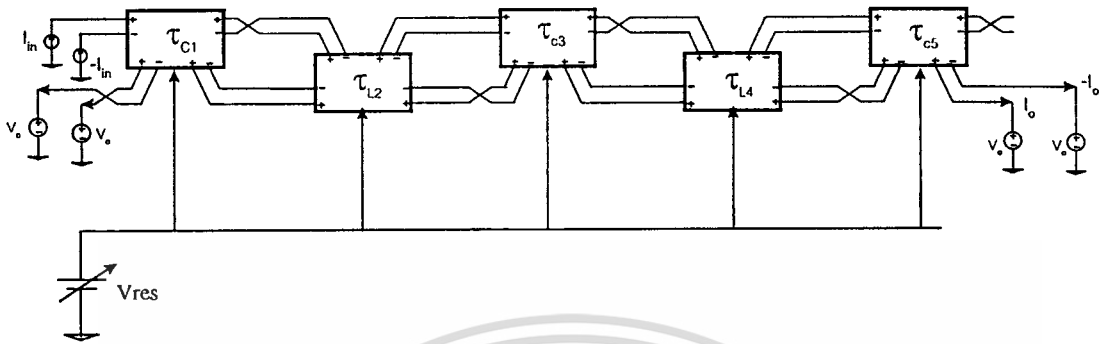
สำหรับทูแพร์ที่ได้นำเสนอได้ทำการออกแบบไว้ให้สามารถปรับจูนค่าความถี่ตัดได้ทางไฟฟ้า โดยการปรับเปลี่ยนค่าศักดา V_{res} ซึ่งจะเป็นการปรับค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอส ที่เป็นตัวกำหนดค่าคงตัวเวลาของทูแพร์ ดังที่ได้แสดงไว้ในสมการที่ (4.1.9)

$$\tau = \frac{C_i}{2K_1 [V_{res} - (1 + \alpha)V_i]} \quad (4.1.9)$$

จากการที่ค่าความต้านทานของวงจรความต้านทานแบบทรานซิสเตอร์มอสสามารถปรับค่าได้ในช่วงกว้างมาก ดังนั้นจึงทำให้ค่าคงตัวเวลาของวงจรสามารถปรับจูนได้ในช่วงที่กว้างมากเช่นกัน ซึ่งส่งผลให้สามารถปรับจูนค่าความถี่ตัดเพื่อชดเชยค่าความถี่ตัดที่ผิดไปจากค่าที่ออกแบบไว้เนื่องจากค่าผิดพลาดของอุปกรณ์ที่ผลิตได้

ในการปรับจูนค่าความถี่ตัดของวงจรที่ใช้ทูแพร์หลายๆตัวพร้อมๆกัน จะปรับจูนค่า V_{res} ของทูแพร์ทุกตัวในวงจรพร้อมๆกัน

ภาพที่ 4.2



แสดง การปรับจูนค่าความถี่ตัดทางไฟฟ้าของทุพแร้ทุกตัวพร้อมๆกัน

การปรับจูนค่า Q ของวงจรทางไฟฟ้า

การปรับจูนค่า Q เป็นการปรับจูนค่าความผิดพลาดทางเฟสของวงจรที่ความถี่สูง ซึ่งเกิดจากผลของค่าพารามิเตอร์แผ่นขนาดเล็กที่ทำให้เกิดการเลื่อนของเฟสขึ้นในอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ [11] และเนื่องจากว่าค่า Q ของวงจรจะถูกกำหนดจากอัตราส่วนของค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์บางตัวในวงจร ดังนั้นการปรับจูนค่า Q ของวงจรจึงทำได้โดยการปรับจูนค่า Gm ของทรานซิสเตอร์มอสบางตัวในทุพแร้ และเมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจรทุพแร้จะพบว่าประกอบด้วยวงจรสองแบบคือ วงจรสะท้อนกระแส และวงจรกรองแบบมีการสูญเสีย สำหรับผลของค่าพารามิเตอร์แผ่นในวงจรกรองแบบมีการสูญเสียจะมีผลทำให้ค่าความถี่ตัดของวงจรเลื่อนไป และมีความผิดพลาดของเฟสของวงจรกรอง แต่จะถูกชดเชยโดยการปรับจูนค่าความถี่ตัดของวงจรสำหรับวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีช่วงผลตอบสนองความถี่ที่กว้างกว่าช่วงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองมาก ค่าของตัวเก็บประจุแผ่นและผลของข้อจำกัดที่วงจรสะท้อนกระแสมีความต้านทานทางเอาท์พุทไม่เป็นอนันต์ จะไม่มีผลต่อความถี่ตัดของวงจรมากนัก แต่จะมีผลต่อผลตอบสนองด้านเฟสของวงจรเป็นอย่างมาก โดยที่ค่าผิดพลาดทางเฟสเพียงเล็กน้อยจะมีผลต่อค่า Q ของวงจรมากโดยเฉพาะที่ความถี่สูง

เพื่อที่จะชดเชยค่าความผิดพลาดทางเฟสที่ความถี่สูง วงจรทุพแร้จึงควรจะมีความสามารถในการปรับจูนค่าอัตราขยายไฟตรง [14] สำหรับวงจรทุพแร้ในภาพที่ 3.5 สามารถทำได้โดยการปรับค่าศักดา V_c ของวงจรสะท้อนกระแส CM_1 - CM_4 ซึ่งการปรับศักดา V_c จะมีผลให้ทรานซิสเตอร์ M_7 , M_8 , M_{11} และ M_{12} มีการสะท้อนกระแสที่ต่างไปจาก 1:1 ทั้งนี้เพราะค่าศักดากระหว่างเดรนกับเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวันไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้มาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

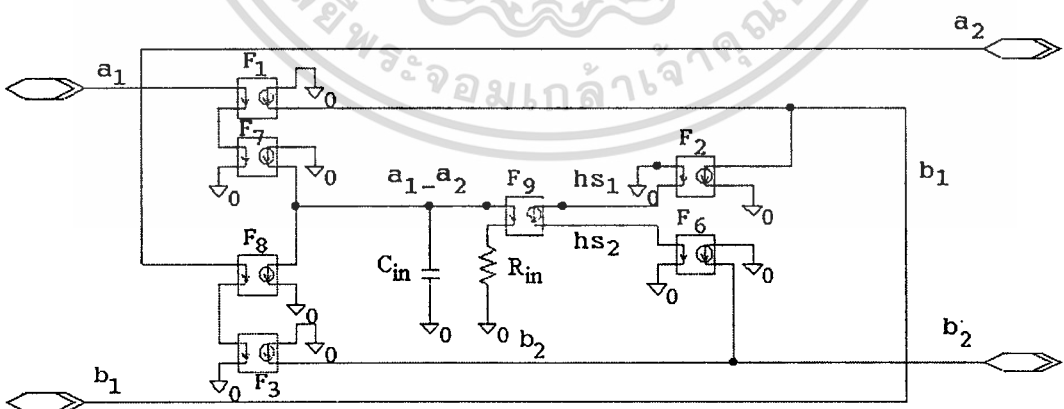
บทที่ 5

การจำลองการทำงานของวงจรและผลการจำลองการทำงาน

ในตอนแรกจะได้แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจร CMWA แบบธรรมดาซึ่งออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) โดยใช้อุปกรณ์ที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (CCCS) ในอุดมคติสร้างเป็นวงจรเคอร์เรนต์คอปลิเคเตอร์ (current duplicator) ส่วนวงจรกรองที่มีการสูญเสียจะใช้วงจร R และ C ต่อขนานกันแล้วทำการคัดลอกกระแสที่ไหลผ่าน R เป็นกระแส O/P ของวงจรกรอง ในส่วนถัดไปจะเป็นผลการจำลองการทำงานของวงจร DCMWA ที่ได้ออกแบบไว้ กล่าวคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ทั้งที่เป็นแบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) และ แบบเบสเซล (Bessel)

การจำลองการทำงานของวงจรกรองแบบ LC เทียบกับวงจรกรองแบบ CMWA ในอุดมคติ

ภาพที่ 5.1

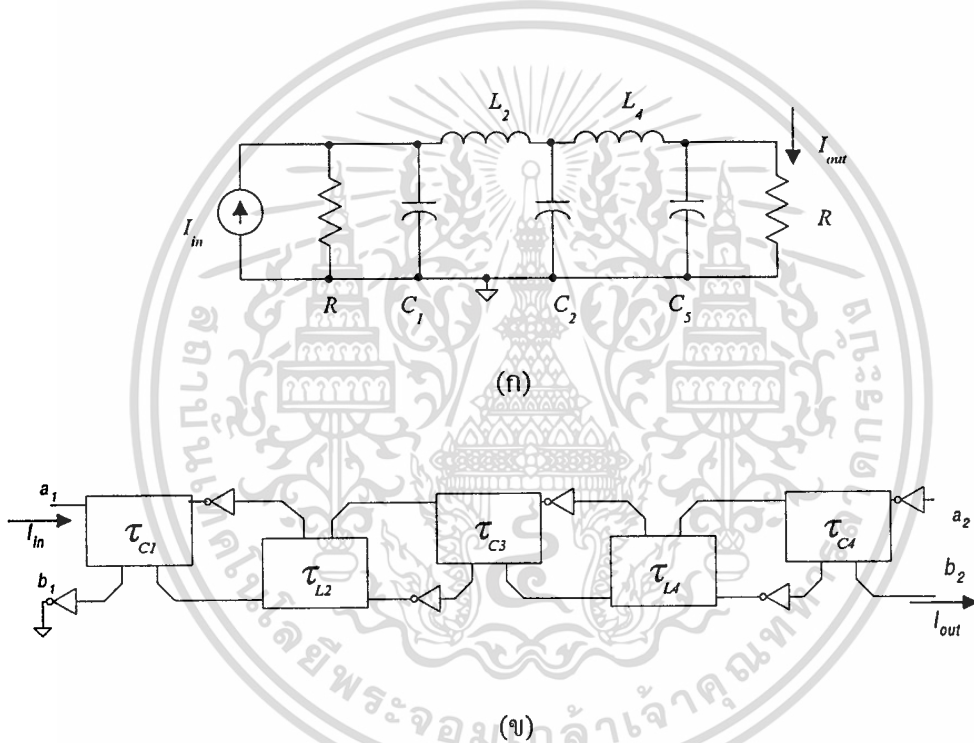


แสดง วงจรทูเพอร์ที่สร้างจาก แหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแหล่งจ่ายกระแส (CCCS) และวงจรอินทิเกรตแบบมีการสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการนำวงจร แหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแหล่งจ่ายกระแส (CCCS) และวงจร อินทิเกรตที่มีการสูญเสียมาต่อรวมกันเป็นทูแพร์จะได้วงจรดังภาพที่ 5.1 ส่วนภาพที่ 5.2 (ก) เป็น วงจรกรองแบบ LC ดันแบบที่จะใช้ทูแพร์ ต่อกันเพื่อเลียนแบบการทำงานดังในภาพที่ 5.2 (ข) ค่า ของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรทั้ง LC และ CMWA แสดงไว้ในตารางที่ 5.1 ส่วนภาพที่ 5.3 เป็นผลการ จำลองการทำงานของวงจร

ภาพที่ 5.2



แสดง (ก) วงจร LC ดันแบบ (ข) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ CMWA
ที่เลียนแบบการทำงานของวงจร (ก)

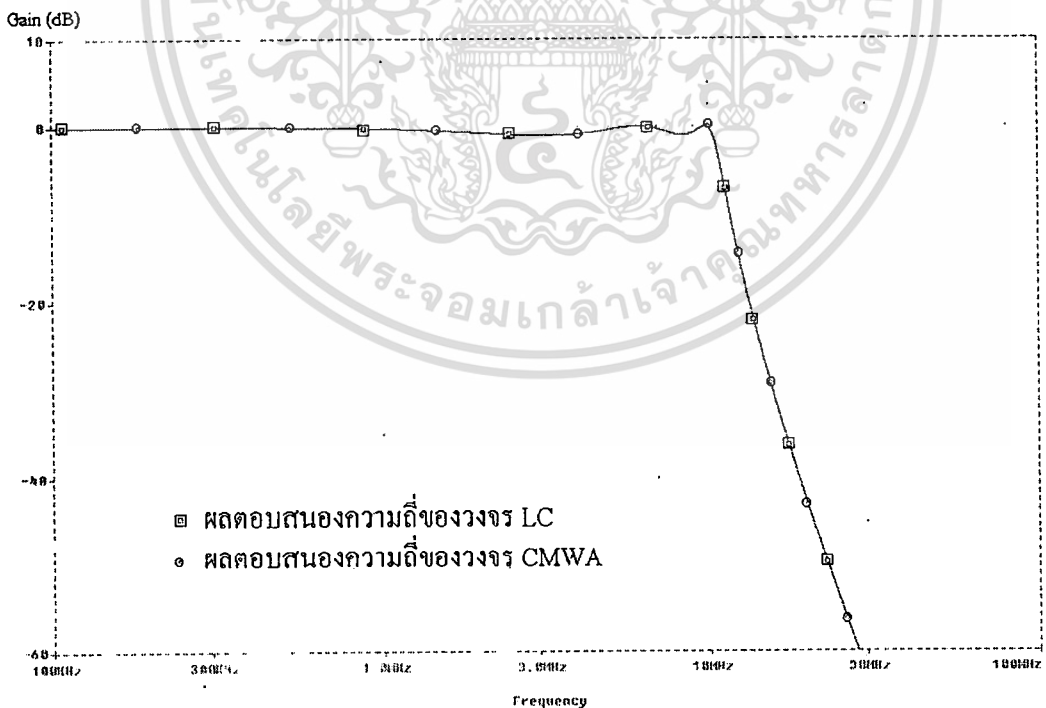
จะเห็นว่าผลตอบสนองที่ได้เหมือนกันทุกประการ นอกจากนี้ ผลการจำลองนี้ยังยืนยันว่า หลักการ และ ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรกรอง LC โดยใช้ CMWA เป็น ไปอย่างถูกต้อง ซึ่งผลการจำลองการทำงานนี้จะได้นำไปใช้ในการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากวงจร ที่เป็น ทรานซิสเตอร์มอส ที่ออกแบบขึ้นอีกด้วย

ตารางที่ 5.1

อุปกรณ์ ต้นแบบ	ค่าบรรทัดฐาน	ค่าอุปกรณ์ที่ความ ถี่ใช้งาน	ค่าคงตัวเวลา ของทิวแพร์	ค่า C_{in} ที่ใช้ใน ทิวแพร์
C_1	2.207	656.55pF	$RC_1 / 2 = 16.414\text{ns}$	5.4713pF
L_2	1.128	838.91nH	$L_2 / (2R) = 8.3891\text{ns}$	2.7964pF
C_3	3.103	923.10pF	$RC_3 / 2 = 23.077\text{ns}$	7.6925pF
L_4	1.128	838.91nH	$L_4 / (2R) = 8.3891\text{ns}$	2.7694pF
C_5	2.207	656.55pF	$RC_5 / 2 = 16.414\text{ns}$	5.4713pF

แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 MHz แบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev)
อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=3k\Omega$

ภาพที่ 5.3



แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจร CMWA เทียบกับวงจร LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรกรองวงจรกรองแถบความถี่ผ่านก็สามารถทำการจำลองได้ในทำนองเดียวกันและให้ผลเหมือนกับวงจรต้นแบบทุกประการ ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจะแสดงในตารางที่ 5.3 ส่วนตารางที่ 5.2 เป็นค่าสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 MHz แบบเบสเซล ในกรณีของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านทั้งแบบเซฟปีเซฟ และ แบบเบสเซล ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองแสดงไว้ในตารางที่ 5.3 และ ตารางที่ 5.4

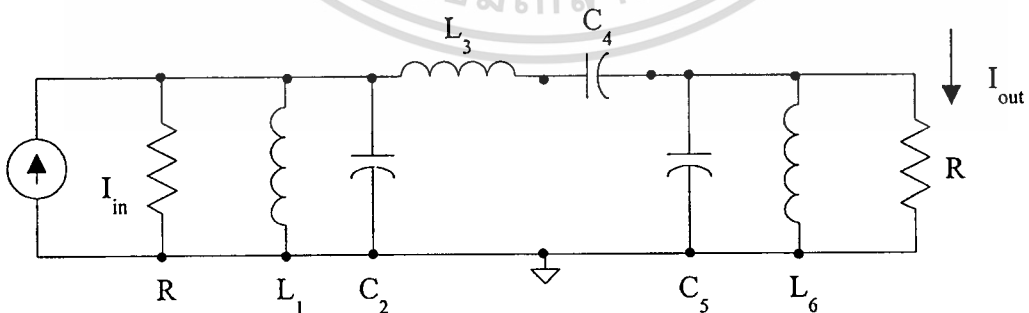
ตารางที่ 5.2

อุปกรณ์ต้นแบบ	ค่าบรรทัดฐาน	ค่าอุปกรณ์ที่ความถี่ใช้งาน	ค่าคงตัวเวลา ของทูแพร์	ค่า C_m ที่ใช้ในทูแพร์
C_1	0.174	51.763pF	$RC_1 / 2 = 1.2941\text{ns}$	1.2941pF
L_2	0.507	377.06nH	$L_2 / (2R) = 3.7706\text{ns}$	3.7706pF
C_3	0.804	239.18pF	$RC_3 / 2 = 5.9795\text{ns}$	5.9795pF
L_4	1.111	826.27nH	$L_4 / (2R) = 8.2627\text{ns}$	8.2627pF
C_5	2.258	271.72pF	$RC_5 / 2 = 16.793\text{ns}$	16.793pF

แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10.7 MHz แบบเบสเซล (Bessel)

อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=1k\Omega$

ภาพที่ 5.4



แสดง วงจร LC ต้นแบบของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

ตารางที่ 5.3

อุปกรณ์ ต้นแบบ	ค่าบรรทัดฐาน	ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ที่ ความถี่ใช้งาน	ค่าคงตัวเวลา ของทู แพร์	ค่า C_{in} ที่ใช้ใน ทูแพร์
L_1	2.216	1.7955 μ H	$2L_1/R = 71.821$ ns	23.94pF
C_2	2.216	3.5269nF	$RC_2 / 2 = 88.172$ ns	29.391pF
L_3	1.088	4.329 μ H	$L_3 / (2R) = 43.29$ ns	14.430pF
C_4	1.088	1.4628nF	$2RC_4 = 146.28$ ns	48.761pF
C_5	2.216	3.5269nF	$RC_5 / 2 = 88.172$ ns	29.391pF
L_6	2.216	1.7955 μ H	$2L_6/R = 71.821$ ns	23.940pF

แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 2 MHz แบนวิดธ์ 2 MHz แบบ เชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 3 มีการกระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=3k\Omega$

ตารางที่ 5.4

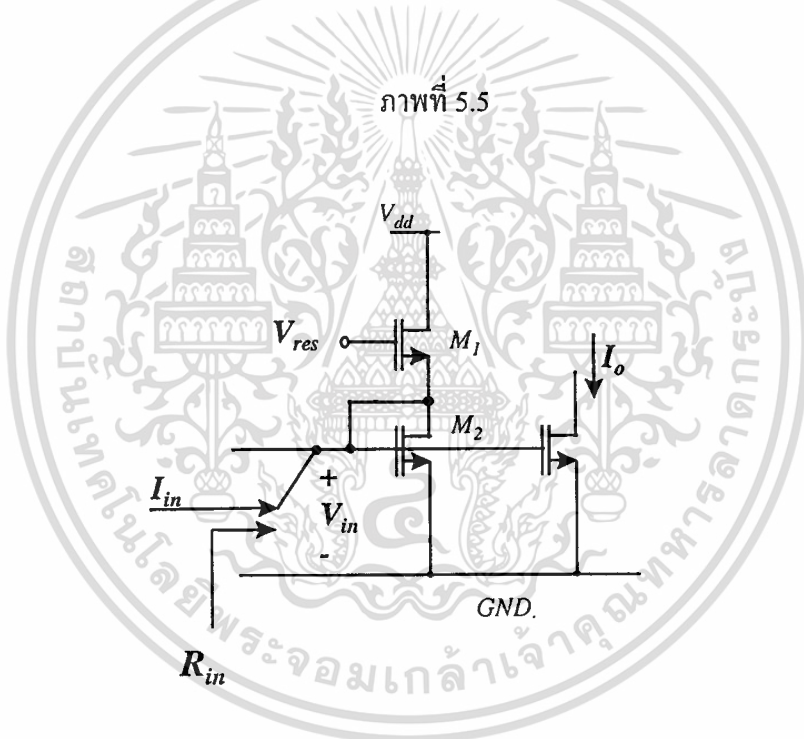
อุปกรณ์ ต้นแบบ	ค่าบรรทัดฐาน	ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ที่ ความถี่ใช้งาน	ค่าคงตัวเวลา ของทู แพร์	ค่า C_{in} ที่ใช้ใน ทูแพร์
L_1	0.337	5.2474 μ H	$2L_1/R = 209.90$ ns	52.474pF
C_2	0.337	536.35pF	$RC_2 / 2 = 13.409$ ns	3.3522pF
L_3	0.971	3.8635 μ H	$L_3 / (2R) = 38.635$ ns	9.6587pF
C_4	0.971	728.48pF	$2RC_4 = 72.848$ ns	18.212pF
C_5	2.203	3.5062nF	$RC_5 / 2 = 87.655$ ns	21.914pF
L_6	2.203	0.80272 μ H	$2L_6/R = 32.109$ ns	8.0272pF

แสดงค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 3 MHz แบนวิดธ์ 2 MHz แบบ เบสเซล (Bessel) อันดับ 3 ที่มีการกระเพื่อม 1 dB ใช้ค่าความต้านทาน $R=50\Omega$ $R_{in}=4k\Omega$

วงจรรวมต้านทานคงที่

สำหรับวงจร DCMWA ที่ออกแบบโดยใช้ ทรานซิสเตอร์มอส การจำลองการทำงานของวงจรถัดจากนี้ไป จะใช้แบบจำลอง (model) จากเทคโนโลยี 0.8 μm BiCMOS process ซึ่งมีค่า $\mu_n C_{ox} = 30.9 \mu\text{A}/\text{V}^2$ และ $V_{th} = 0.79\text{V}$ โดยใช้โปรแกรม HSPICE 2.5

เนื่องจากว่าทรานซิสเตอร์มอสมีคุณสมบัติในการทำงานเป็นฟังก์ชันยกกำลังสอง ทำให้กระแสเดรนของ M_2 ที่ได้จากการสะท้อนกระแสของ M_1 ในภาพที่ 5.5 มีความไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงอาศัยโครงสร้างแบบดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อกำจัดเทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นออกไป



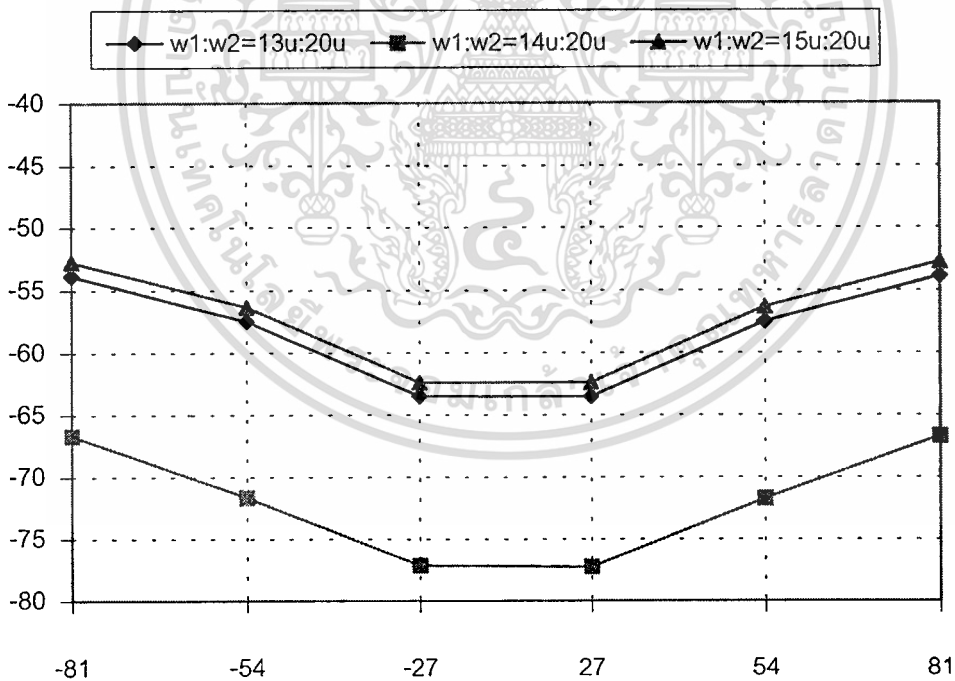
แสดง วงจรรวมต้านทานต่อลงกราวด์แบบทรานซิสเตอร์มอส

วงจรรวมต้านทานต่อลงกราวด์แบบทรานซิสเตอร์มอสจะใช้ M_1 และ M_2 ต่อเป็นวงจรรวมต้านทานปรับค่าได้ต่อลงกราวด์ซึ่งจะมีความต้านทานเป็น $R_{in} = 1 / \beta_1 (V_{res} - (1 + \alpha)V_t)$ โดยที่ความต้านทานจะแปรผกผันกับค่าศักดา V_{res} และ V_t ส่วนค่า α เป็นผลของบอดี้ที่มีต่อกระแสเดรนเนื่องจาก กระบวนการผลิตไม่ยอมให้บอดี้ของ M_1 ต่อกับซอร์สของตัว M_1 เอง ซึ่งไม่ใช่กราวด์ของวงจร จึงจำเป็นต้องเลือกให้ค่า $\beta_2 = \alpha^2 \beta_1$ จึงจะสามารถกำจัดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นออกไปได้ ผลการจำลองในภาพที่ 5.6 เป็นการทดลองหาค่า α ของกระบวนการผลิตจากแบบจำลองของ ทรานซิสเตอร์มอส 0.8 μm BiCMOS process ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ใช้ในโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HSPICE โดยการทดลองจ่ายกระแสรูปซายน์ที่ความถี่ 1 MHz ให้กับวงจรแล้ววัดค่าของศักดาที่ตกคร่อมความต้านทาน โดยใช้ค่า $V_{dd} = 3.0V$, $L_1=L_2=3\mu m$, $V_{res} = 2.6V$ และใช้ค่า $W_1:W_2 = 13:20$, $14:20$ และ $15:20$ พบว่าที่ค่า $W_1:W_2 = 14:20$ ให้ค่า THD ต่ำสุดเพราะที่ $W_1:W_2=14:20$ วงจรจะมีค่า $\beta_2 = \alpha^2 \beta_1$ จึงจะทำให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงสุด นั่นคือค่า α ของกระบวนการผลิตมีค่าเป็น $\sqrt{20/14} = 1.2$ และเมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างศักดาและกระแสอินพุทของวงจร จะได้ดังภาพที่ 5.6 โดยการเปลี่ยนค่า V_{res} เป็น 2.3 2.6 และ 2.9V ตามลำดับ ก็จะได้ความต้านทานเป็น 4.6k 3.0k และ 2.3k ตามลำดับ จะเห็นว่าความต้านทานที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก และสามารถปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานได้โดยการปรับเปลี่ยนค่า V_{res} ซึ่งจะมีประโยชน์ในการปรับจูนค่าความถี่ตัดของวงจรทางไฟฟ้า

ภาพที่ 5.6

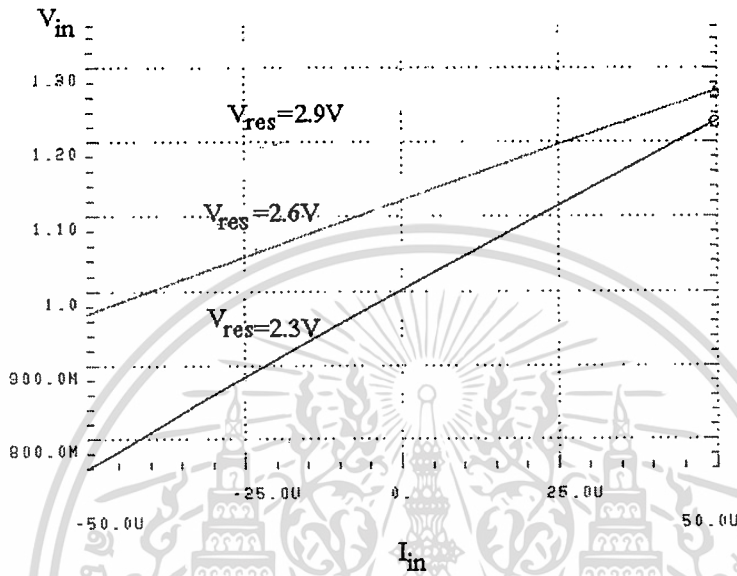


แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า THD ของความต้านทานที่จำลองขึ้นของวงจรความต้านทานคงที่ในภาพที่ 5.5 กับขนาดของกระแสอินพุท I_{in} ที่ค่า $W_1:W_2 = 13:20$ $14:20$ และ $15:20$ โดยวัดจากศักดาที่ตกคร่อมความต้านทานอันเนื่องมาจาก

การจ่ายกระแสรูปซายน์ให้กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.7

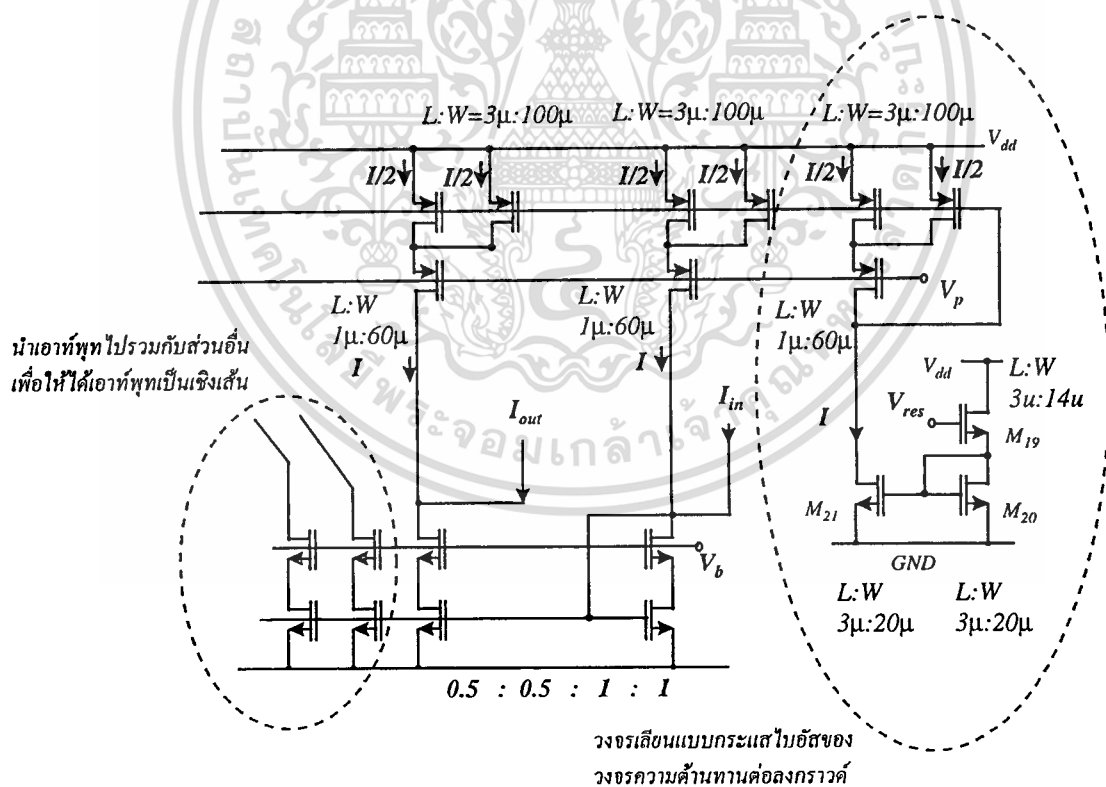


แสดง ความต้านทาน R_{in} (ความชัน) ของวงจรที่ค่า $V_{res} = 2.3V$ $2.6V$ และ $2.9V$ จะเป็น $4.64k\Omega$ $3.01k\Omega$ และ $2.27k\Omega$ ตามลำดับ

วงจรเคอร์เรนที่คูปลิเคเตอร์

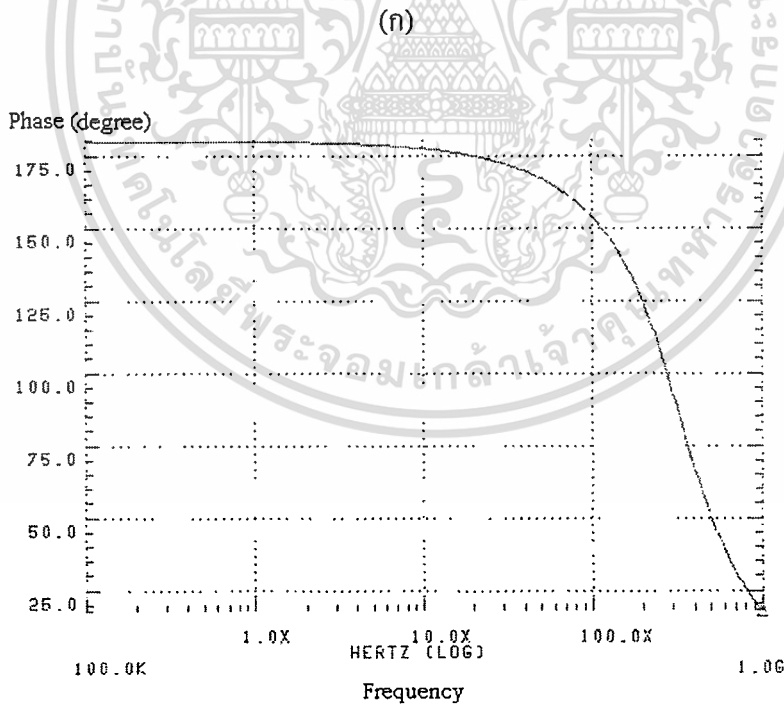
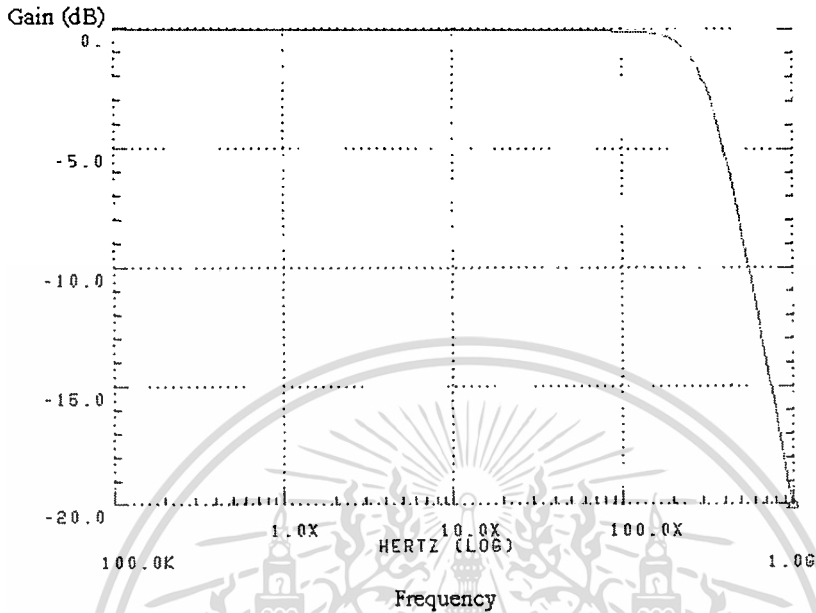
วงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเคอร์เรนที่คูปลิเคเตอร์เป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตกาสโคด (high swing cascoded) ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นตรงที่ให้อาท์พุทอิมพีแดนซ์ที่สูง (ผลการจำลองการทำงานในภาพที่ 5.10 แสดงให้เห็นว่า อาร์ทพุทอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่ต่ำมีค่าอยู่ในหลัก MΩ) มีช่วงผลตอบสนองความถี่ของวงจกว้างกว่า 330 MHz (ภาพที่ 5.9 (ก)) มีช่วงขนาดของอินพุทที่ทำให้วงจรยังคงทำงานอย่างเป็นเชิงเส้น ดีกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคดธรรมดา (ทรานซิสเตอร์มอสยังคงอยู่ในช่วงอิมิตัว) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่ากระแสอินพุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตกาสโคดจะมีค่า อินพุทพิกสูงสุดได้ประมาณ 50% ของกระแสไบอัส [13]

ภาพที่ 5.8



แสดง วงจรเคอร์เรนที่คูปลิเคเตอร์

ภาพที่ 5.9



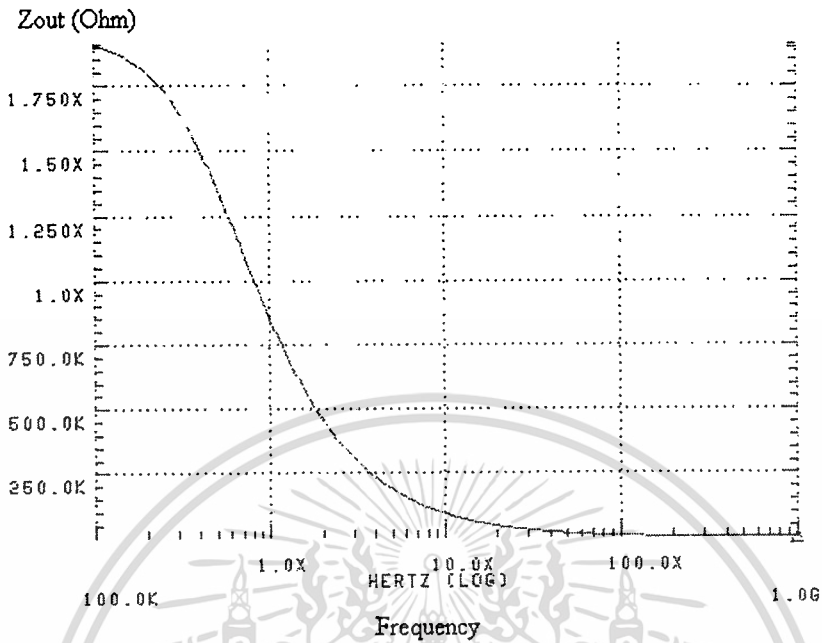
แสดง ผลตอบสนองความถี่ของวงจรสะท้อนกระแส (ก) ผลตอบสนองด้านขนาด

(ข) ผลตอบสนองด้านเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

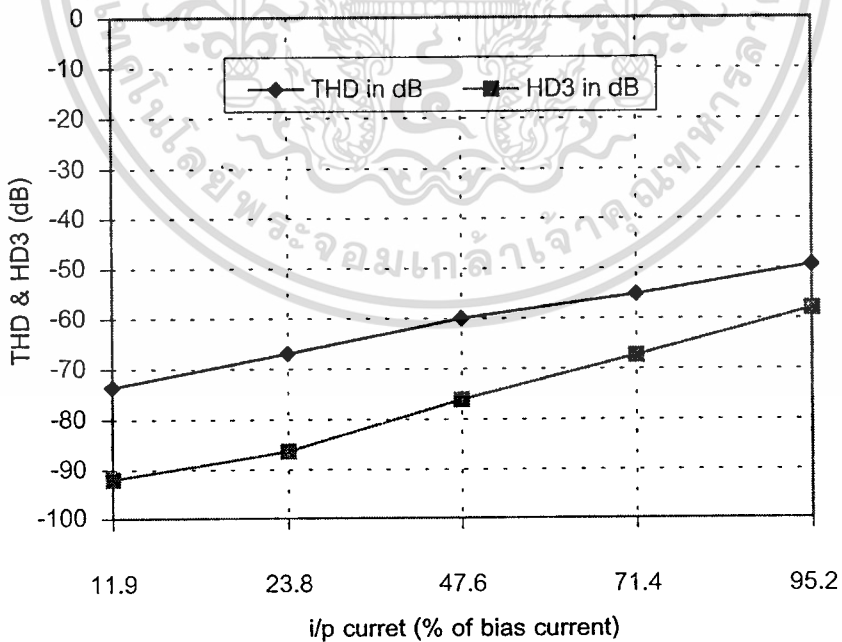
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.10



แสดง เอ๊าท์พุทอิมพีแดนซ์ของวงจรสะท้อนกระแส

ภาพที่ 5.11



แสดง THD และ HD3 ของวงจรสะท้อนกระแส

เนื่องจากวงจรเคอร์เรนท์คูปพลิเคเตอร์ที่ใช้มีเอาต์พุตทั้งที่เป็นเชิงเส้น และ เอาต์พุตที่ต้องมีการนำไปหักล้างกับสัญญาณจากส่วนอื่นของวงจร เพื่อให้ได้เอาต์พุตเป็นเชิงเส้น ดังนั้นเพื่อความสะดวก จึงทำการจำลองการทำงานเฉพาะส่วนของวงจรที่มีการนำเอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นโดยตรงมาศึกษาความเป็นเชิงเส้นของวงจรเคอร์เรนท์คูปพลิเคเตอร์ ส่วนความเป็นเชิงเส้นของเอาต์พุต ที่ต้องมีการนำไปหักล้างกับสัญญาณจากส่วนอื่นของวงจรสามารถพิจารณา รวมจากความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรองที่สร้างจากทูแพร์

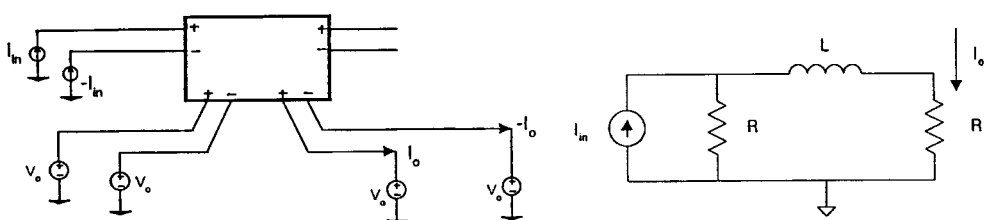
การจำลองการทำงานของวงจรเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสอินพุตกับความเพี้ยนรวมของกระแสเอาต์พุตโดยการจ่ายกระแสรูบชายน์เข้าไปที่อินพุตของวงจรสะท้อนกระแส แล้ววัดค่า THD และ HD3 ที่เอาต์พุตของวงจรจะ ได้ดังภาพที่ 5.11

จะเห็นว่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรจะมีค่าความถี่ตัด 3dB ที่ประมาณ 330 MHz แต่ผลตอบสนองด้านเฟสจะยังคงมีค่าประมาณ 180 องศา ที่ความถี่ต่ำว่า 10 MHz ส่วนค่า THD จะมีค่าประมาณ 0.1% หรือ -60dB ที่กระแสอินพุตที่ประมาณ 48 % ของกระแสไบอัสและจะเห็นได้ อีกว่าค่า HD3 กับค่า THD จะมีค่าไม่ใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เพราะว่าค่า HD2 ของวงจรยังคงมีค่าสูงอยู่ กล่าวคือมีเทอมผลตอบสนองของวงจรที่เป็นอันดับสองอยู่ ผลตอบสนองนี้จะสามารถกำจัดออกไปได้โดยใช้โครงสร้างของวงจรแบบสมดุล ซึ่งก็คือโครงสร้างของทูแพร์ที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้

ผลตอบสนองความถี่ของดิฟเฟอเรนเชียลเคอร์เรนท์โหมดเวฟแอกทีฟทูแพร์

เพื่อที่จะหาว่าทูแพร์ที่ออกแบบไว้สามารถใช้งานได้ถึงความถี่เท่าไร จึงได้ทำการจำลองการทำงานของทูแพร์ในกรณีที่ไม่มีความถี่ประจุภายนอกมาต่อในส่วนของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย แต่จะใช้ความจุแฝงระหว่างเกตและซอร์สของวงจรอินทิเกรตและวงจรสะท้อนกระแสจะเป็นตัวกำหนดความถี่ตัดของวงจร ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่ได้จะเป็นผลของค่าพารามิเตอร์แฝงต่างๆในทูแพร์ และ ผลของอินทิเกรเตอร์

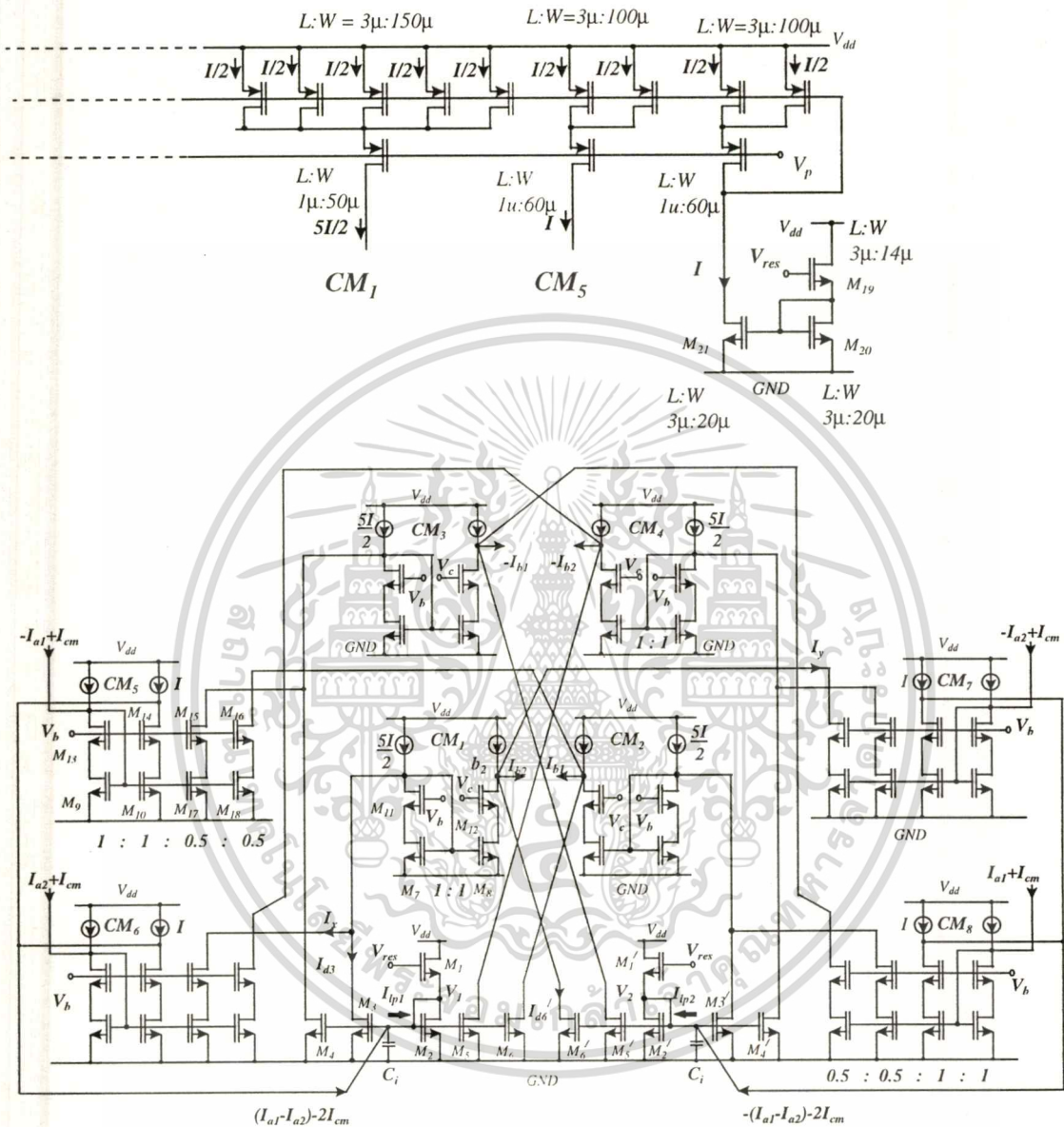
ภาพที่ 5.12



แสดง วงจรทูแพร์ที่มีเฉพาะตัวเก็บประจุแฝง และวงจรสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.13



แสดง วงจรสร้างกระแสไบอัส และวงจรบูทแรมป์แบบดิฟเฟอเรนเชียลแบบทรานซิสเตอร์มอส

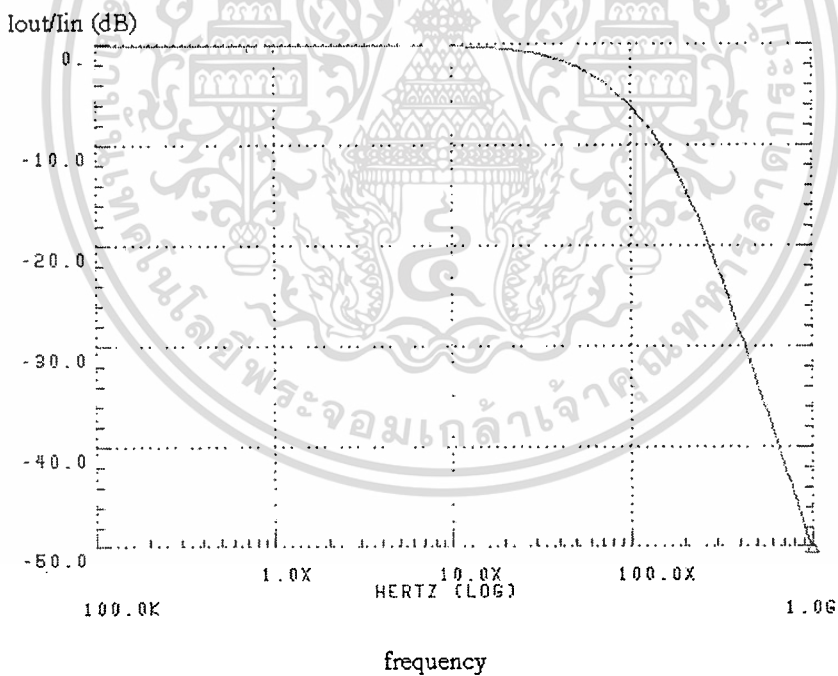
จากการจำลองการทำงานโดยใช้ค่า $V_{dd} = 3V$ $V_b = V_c = 1.5V$ $V_{res} = 2.6V$ ส่วนทรานซิสเตอร์มอส ที่ใช้จะมีขนาด W/L ดังต่อไปนี้ (ภาพที่ 5.13) (W และ L มีหน่วยเป็น μm)

- $(W/L)_1 = (W/L)'_1 = (W/L)_{19} = 14/3$
- $(W/L)_{2-6} = (W/L)'_{2-6} = (W/L)_{20,21} = 20/3$
- $(W/L)_{7-10} = 2x(W/L)_{17-18} = 30/2$
- $(W/L)_{11,14} = 2x(W/L)_{15-16} = 20/1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วิจารณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* ผลการจำลองที่ได้จะพบว่า (ภาพที่ 5.14) วงจรมีกระแสไบอัสให้กับวงจรความต้านทานต่อลงกราวด์แบบทรานซิสเตอร์มอส 40µA ให้ผลตอบสนองเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง มีความถี่ตัดประมาณ 60 MHz ที่ V_{res} 2.7 V มีการลดทอน -6dB/octave และเนื่องจากวงจรส่วนที่ไม่ใช่อินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย จะเป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งมีช่วงผลตอบสนองความถี่ของวงจรที่กว้างมากกว่า 60 MHz มากๆ จึงสรุปได้ว่าผลตอบสนองความถี่ของทูแพร์ซึ่งไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุที่เป็นวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ เกิดขึ้นเนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงที่วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียทำให้ทูแพร์ของ L ต่ออนุกรมมีความถี่ตัดประมาณ 60 MHz นั่นคือความจุแฝงของอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียประมาณเท่ากับ $C_{in(stray)} = 1 / (2\pi R_m f_c) = 1.1$ pF ดังนั้นในการออกแบบใช้งานทูแพร์จะต้องคำนึงถึงค่าของตัวเก็บประจุต่ำสุดที่จะใช้ด้วย และเมื่อค่า C_m ที่ใช้มีค่าต่ำใกล้เคียงกับค่าความจุแฝงก็ควรจะหักลบค่าความจุแฝงออกไปจากค่า C_m ที่ในทูแพร์ด้วย

ภาพที่ 5.14



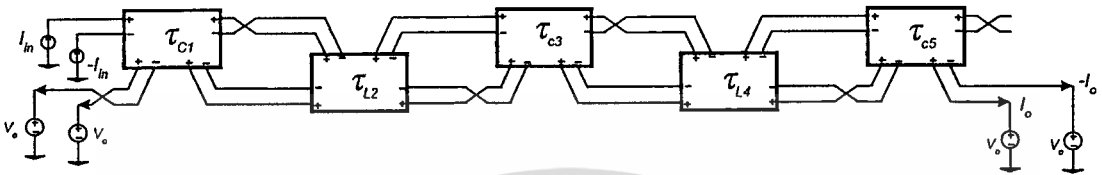
แสดง ผลการทำงานของวงจรทูแพร์ที่มีเฉพาะตัวเก็บประจุแฝง

$$\text{ใช้ } V_{res} = 2.7V \quad V_p = 1.5V \quad V_c = 1.75V$$

อย่างไรก็ตาม ในกระบวนการผลิต ค่าตัวเก็บประจุที่ผลิตได้อาจจะมีค่าความผิดพลาดสูงถึง 40 % และอาจจะทำให้ค่าคงตัวของวงจรผิดพลาดได้ถึง 80 % [7] ดังนั้นวงจรที่ใช้จึงต้องมีการปรับจูนได้ทางไฟฟ้าเพื่อปรับค่าคงตัวเวลา ซึ่งจะเป็นการปรับค่าความถี่ตัดของวงจร

วงจรรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA

ภาพที่ 5.15



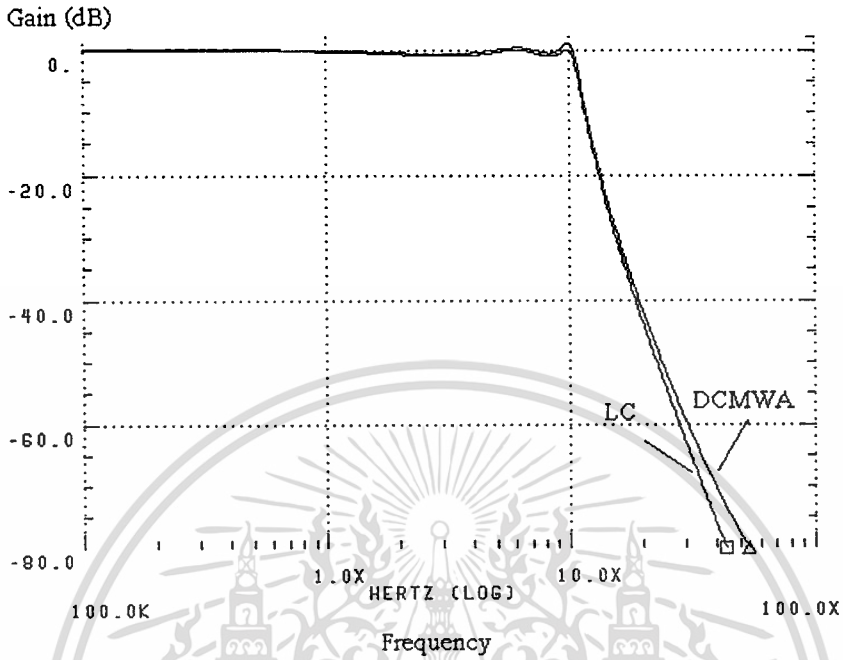
แสดง วงจรรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA แบบเชฟบีเชฟอันดับ 5 ที่มี
การกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB ความถี่ตัด 10.7 MHz

ผลการจำลองการทำงานของวงจรร DCMWA ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำผ่าน LC แบบ เชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 5 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB ซึ่งมีความถี่ตัด 10.7 MHz แสดงในภาพที่ 5.15 ส่วนค่าของอุปกรณ์ที่ใช้แสดงไว้ในตารางที่ 5.1 ผลการจำลองการทำงานโดยเลือก $V_{DD} = 2.7V$, $V_b = 1.5V$ $V_c = 1.75V$ เทียบกับวงจรร LC ดั้งเดิมทั้งที่เป็นผลตอบสนองด้านขนาดและผลตอบสนองด้านเฟสจะได้ดังภาพที่ 5.16 และ 5.17 โดยเลือกวัดเอาท์พุทแบบด้านเดียว (single end) จะเห็นว่าผลตอบสนองที่ได้มีความใกล้เคียงกันมากในช่วงพาสแบนด์ แต่จะมีความผิดพลาดทางเฟสมากขึ้นที่ความถี่สูง และผลตอบสนองด้านขนาดจะมีอัตราขยายในพาสแบนด์ไม่เป็น 0dB สำหรับในกรณีที่ใช้วงจรร DCMWA เลียนแบบการทำงานของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำผ่าน LC แบบ เบสเซล (Bessel) อันดับ 5 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB มีความถี่ตัด 10.7 MHz จะได้ผลการจำลองการทำงานดังในภาพที่ 5.18 และภาพที่ 5.19 โดยใช้ค่าของอุปกรณ์ตามที่แสดงไว้ในตารางที่ 5.2 สำหรับตัวเก็บประจุที่จะใช้ในทูแพร์ควรจะใช้พื้นที่ไม่ใหญ่มากนัก และควรจะมีค่าความจุมากกว่าค่าความจุรวมภายในของทรานซิสเตอร์มอส ของวงจรรความต้านทานคงที่ ดังนั้นจึงต้องเลือกค่า W และ L ของวงจรรใหม่ คือใช้ค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}(W/L)_1 &= (W/L)'_1 = (W/L)_{19} = 14/1.5 \\ (W/L)_{2-6} &= (W/L)'_{2-6} = (W/L)_{20,21} = 20/1.5 \\ (W/L)_{7-10} &= 2 \times (W/L)_{17-18} = 60/2 \\ (W/L)_{11-14} &= 2 \times (W/L)_{15-16} = 40/1\end{aligned}$$

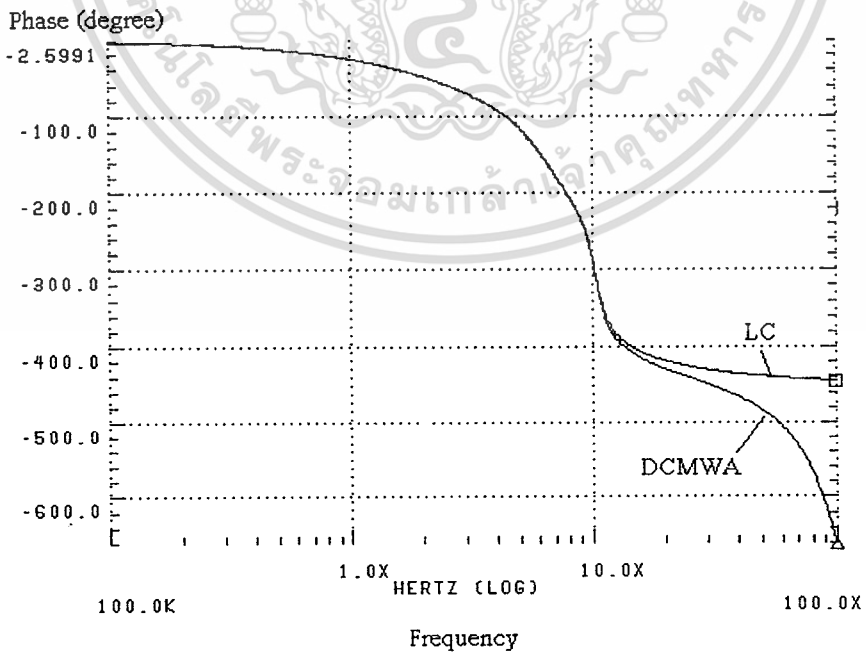
ส่วน PMOS ใช้ค่า $W/L=100/1.5$ แทนค่าที่เคยเป็น $100/3$ ในภาพที่ 5.13 (W และ L มี
หน่วยเป็น μm) ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.16



แสดง การเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเซฟไฟเซฟความถี่ตัด 10.7 MHz ระหว่างวงจร LC กับวงจร DCMWA

ภาพที่ 5.17

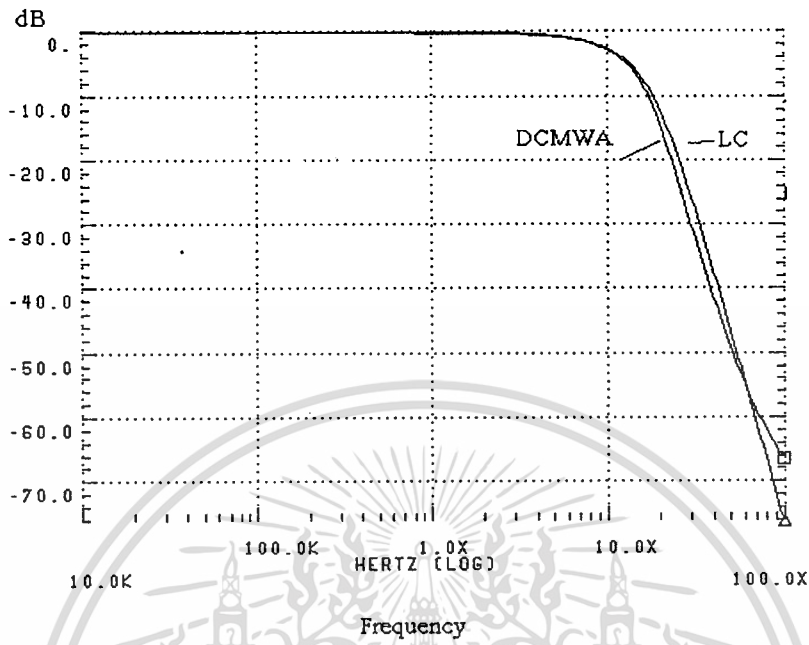


แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองด้านเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ

เซฟไฟเซฟความถี่ตัด 10.7 MHz ระหว่างวงจร LC กับวงจร DCMWA

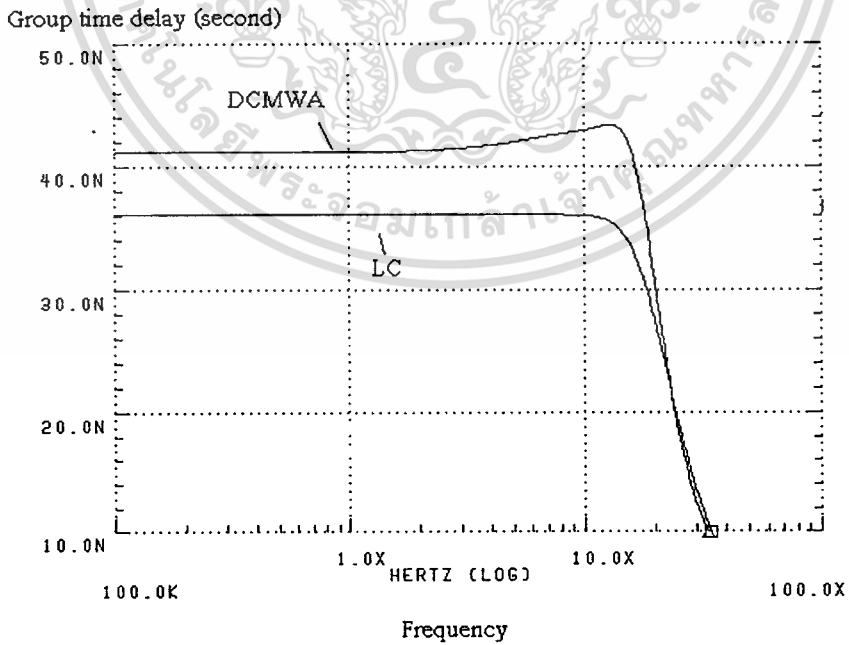
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.18



แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแบบ LC กับ วงจร DCMWA
ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบสเซลที่มีความถี่ตัด 10.7 MHz

ภาพที่ 5.19

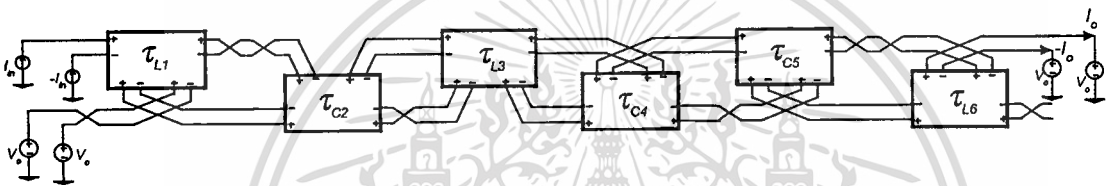


แสดง ความหน่วงเวลากลุ่ม ของวงจรกรองแบบ LC กับ วงจร DCMWA
ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเบสเซลที่มีความถี่ตัด 10.7 MHz

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่สร้างจาก DCMWA

ผลการจำลองการทำงานของวงจร DCMWA ที่ใช้เลียนแบบการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน LC แบบ เชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB ซึ่งมีความถี่กลาง 2 MHz มีแบนด์วิดท์ที่การลดทอน 3 dB เป็น 2 MHz ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้แสดงไว้ในตารางที่ 5.3 การต่อกันของวงจร DCMWA เป็นวงจรกรองแถบความถี่มีลักษณะดังภาพที่ 5.20

ภาพที่ 5.20



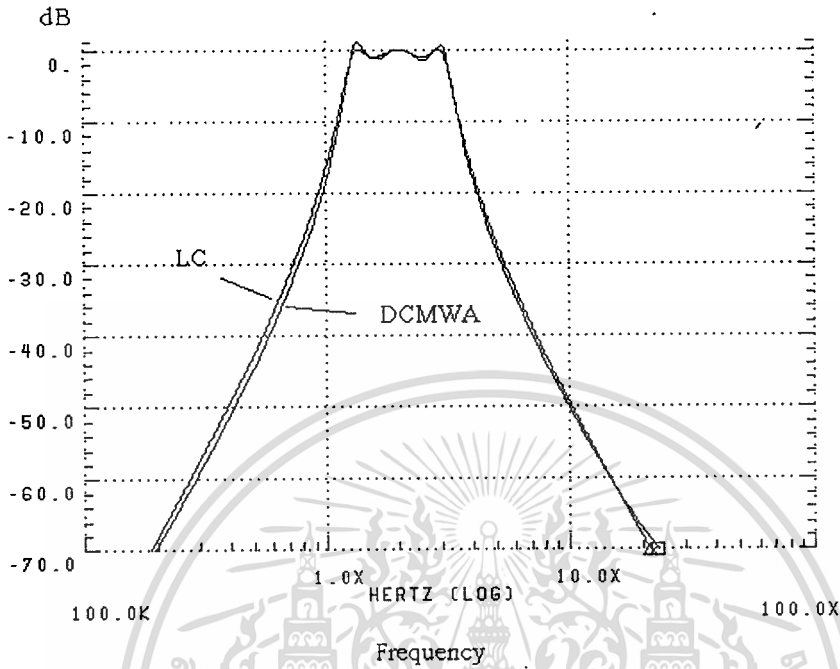
แสดง วงจรกรองผ่านแถบความถี่สร้างจากทิวแพร่แบบ DCMWA

การจำลองการทำงานโดยใช้ทิวแพร่เดียวกันกับที่ใช้จำลองการทำงานของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) แต่ใช้ $V_{res} = 2.65V$, $V_b = 1.5V$, $V_c = 1.47V$ ผลที่ได้เมื่อเทียบกับวงจร LC ต้นแบบแสดงในภาพที่ 5.21 และภาพที่ 5.22 ซึ่งเป็นผลตอบสนองด้านขนาดและผลตอบสนองด้านเฟสโดยเลือกวัดเอาท์พุทแบบด้านเดียว (single end) ผลตอบสนองด้านขนาดที่ได้มีความใกล้เคียงกับผลของวงจร LC ต้นแบบมาก แต่ผลตอบสนองด้านเฟสจะมีค่าแตกต่างจากผลของวงจร LC ต้นแบบ โดยเฉพาะนอกช่วงความถี่พาสแบนด์

ผลการจำลองการทำงานในภาพที่ 5.23 และ 5.24 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน แบบเบสเซล อันดับ 3 ที่มีความถี่กลาง 3 MHz มีแบนด์วิดท์ที่การลดทอน 3 dB เป็น 2 MHz ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้แสดงในตารางที่ 5.4 ใช้ค่า $V_{res} = 2.4V$, $V_b = 1.5V$, $V_c = 1.47V$ ผลตอบสนองด้านขนาดที่ได้มีความใกล้เคียงกับผลของวงจร LC ต้นแบบ โดยเฉพาะในช่วงของพาสแบนด์ซึ่งมีการลดทอน 40 dB แต่จะมีค่าแตกต่างจากผลของวงจร LC ต้นแบบที่ความถี่สูงใกล้กับความถี่ตัดของทิวแพร่อื่นเนื่องมาจากค่าความจุแฝงภายในของทรานซิสเตอร์มอสในทิวแพร่ ส่วนค่าความหน่วงเวลากลุ่มมีค่าใกล้เคียงกันกับวงจรต้นแบบคือมีค่าอยู่ในหลัก 200ns-400ns ในช่วงพาสแบนด์ของวงจร แต่นอกช่วงพาสแบนด์จะมีความหน่วงเวลากลุ่มแตกต่างกัน

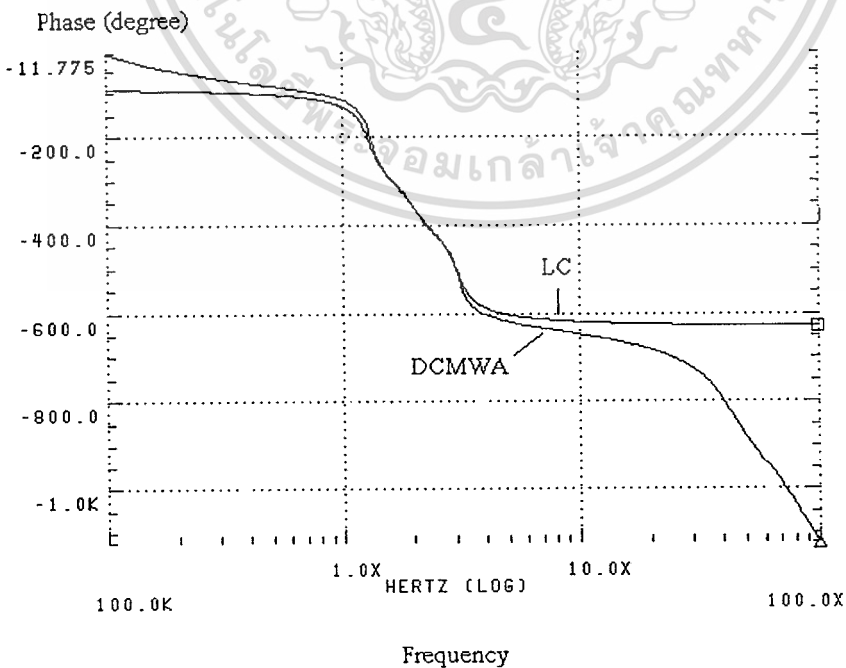
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.21



แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซฟบีเซฟ
อันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC

ภาพที่ 5.22

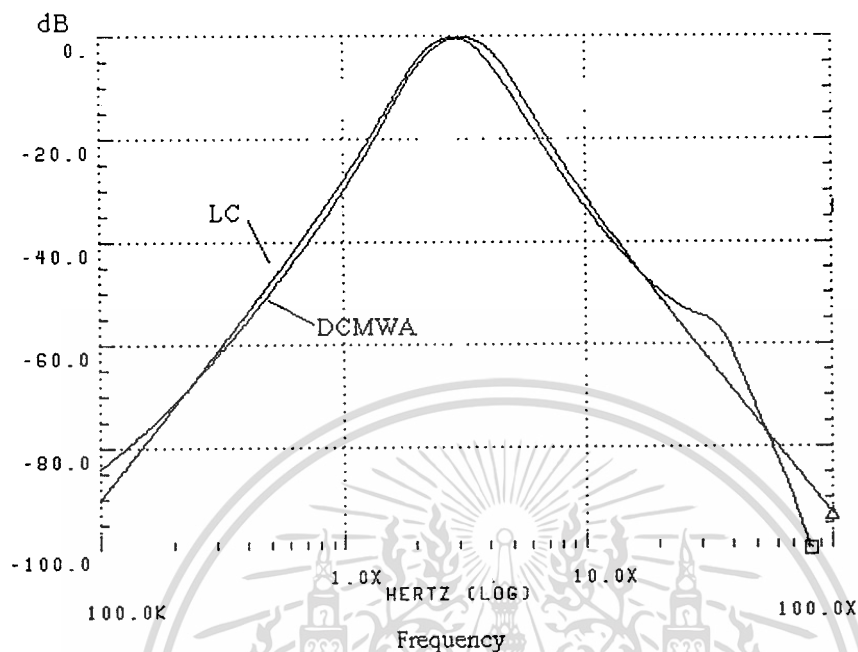


แสดง ผลตอบสนองด้านเฟสของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซฟบีเซฟ

อันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC

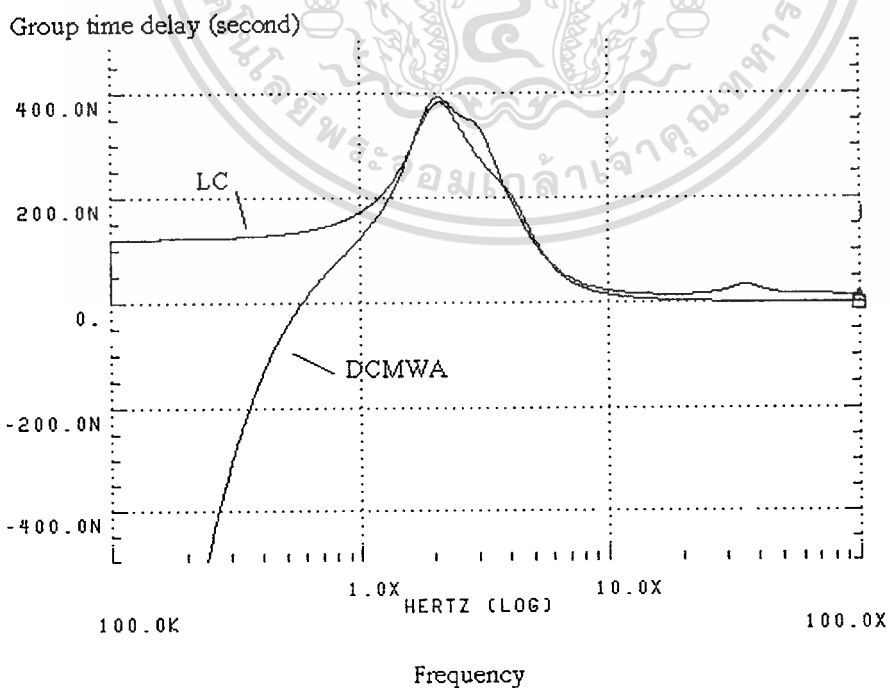
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 5.23



แสดง ผลตอบสนองด้านขนาดของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเบสเชลล์
อันดับ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC

ภาพที่ 5.24



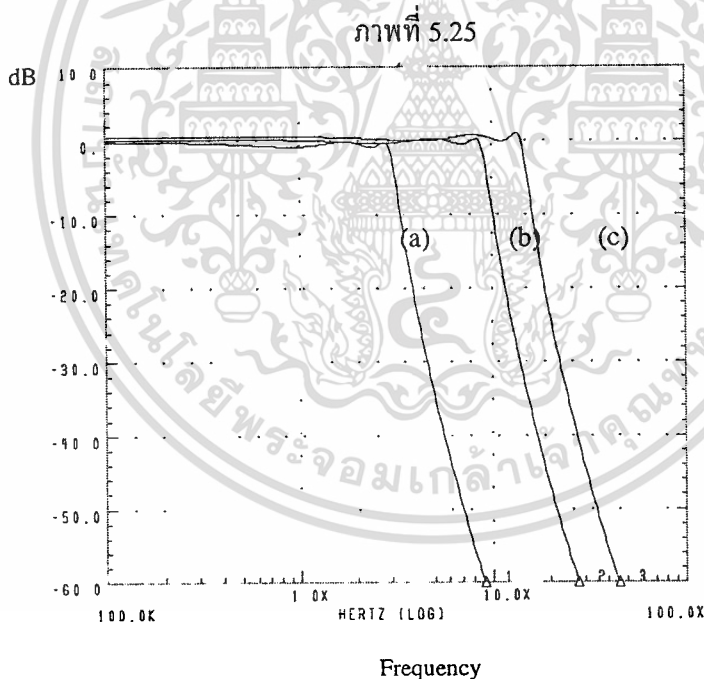
แสดง ความหน่วงเวลากลุ่ม ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเบสเชลล์ อันดับ

เอกสารนี้ 3 มีการกระเพื่อมในพาสแบนด์ 1 dB แบบ DCMWA เทียบกับ วงจร LC ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับจูนวงจรทางไฟฟ้า

1. การปรับจูนความถี่ตัดทางไฟฟ้า

วงจรทูแพร์ที่ออกแบบไว้สามารถปรับจูนค่าคงตัวของวงจรได้โดยการปรับค่าศักดา V_{res} เพื่อเปลี่ยนค่าความต้านทานขาเข้าของวงจร สำหรับกรณีที่มีการต่อทูแพร์หลายๆตัวเข้าด้วยกัน เป็นวงจรกรองก็จะต่อขา V_{res} ของทูแพร์ทุกตัวเข้าด้วยกันเข้าด้วยกันเพื่อที่จะได้ปรับจูนค่าคงตัวของทูแพร์ทุกตัวพร้อมๆกัน ผลการทดลองในภาพที่ 5.25 เป็นการปรับค่า V_{res} ที่ค่า 2.0, 2.5 และ 3.0V ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA แบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อมในพาสแบน 1 dB



แสดง การปรับจูนความถี่ตัดทางไฟฟ้าของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่สร้างจาก DCMWA แบบเชฟบีเชฟ (Chebyshev) อันดับ 5 ที่มีการกระเพื่อมในพาสแบน

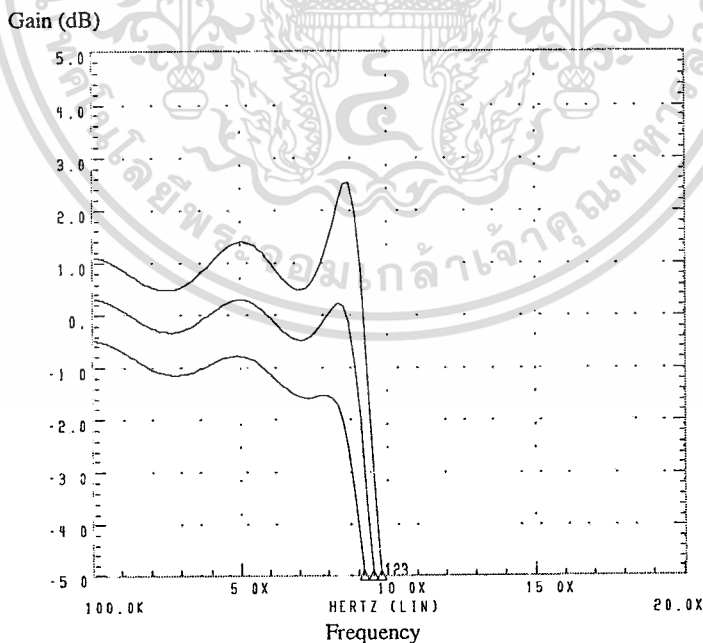
1 dB $V_c=1.51V$: (ก) $V_{res}=2.0V$ (ข) $V_{res}=2.5V$ (ค) $V_{res}=3.0V$.

จะเห็นว่า ความถี่ตัดสามารถปรับจูนได้ทางไฟฟ้าในช่วงกว้างมาก ซึ่งจะสามารถชดเชยค่าผิดพลาดของค่าอุปกรณ์ที่เกิดจาก กระบวนการการผลิตได้เป็นอย่างดี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การปรับจูนค่า Q ของวงจร

การปรับจูนค่า Q ของวงจรกรองที่ออกแบบไว้สามารถทำได้โดยการปรับค่า V_c ของทวแพร์ ทุกตัวพร้อมๆกัน หลักการที่ใช้ในการปรับจูนค่า Q ของวงจรคือการปรับจูนค่าอัตราส่วนของค่า gm ของทรานซิสเตอร์มอสบางตัวที่มีผลต่อค่า Q ของวงจรในที่นี้คือ การปรับจูนค่าศักดาระหว่าง เกรนและ ซอร์ส ของวงจรสะท้อนกระแสให้แตกต่างกันโดยการปรับค่า V_c ให้ต่างกับกับ V_b และ เมื่อศักดาระหว่างขั้วเกรนและซอร์สแตกต่างกันแล้ว ผลของความยาวแชนเนลมอดูเลชัน (channel length modulation) จะทำให้การอัตราส่วนการสะท้อนกระแสเปลี่ยนไป นั่นคือ เป็นการกลับค่า อัตราส่วนของค่า gm ผลการทดลองปรับจูนค่า Q แสดงในภาพที่ 5.26 ซึ่งจะเห็นว่าค่า Q ของวงจร สามารถเพิ่มและลดได้แต่การปรับจูนค่า Q โดยวิธีนี้ จะมีข้อเสียอยู่ คือ การปรับจูน จะทำให้ค่า อัตราขยายที่พาสแบนด์เปลี่ยนไปด้วย

ภาพที่ 5.26



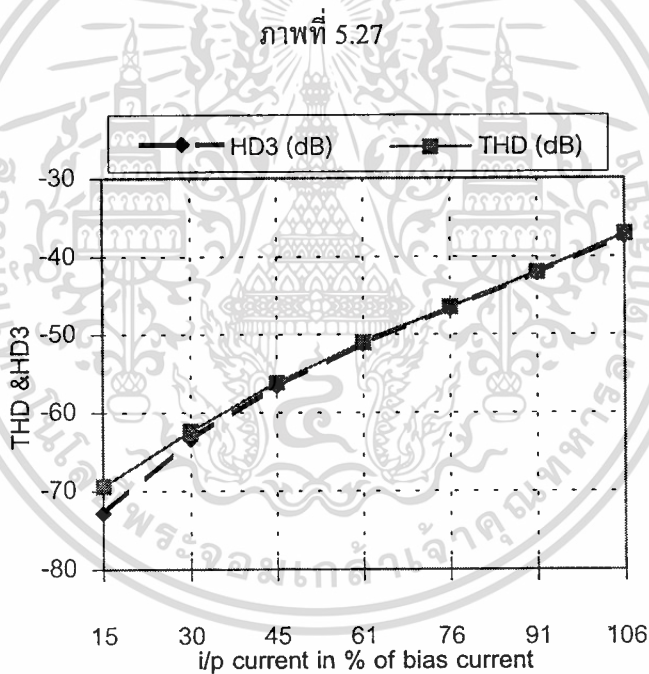
แสดง การปรับจูนค่า Q ของวงจรทางไฟฟ้า โดยการใช้ค่า $V_{rcs} = 2.5 \text{ V}$

(ก) $V_c = 1.45 \text{ V}$ (ข) $V_c = 1.5 \text{ V}$ (ค) $V_c = 1.55 \text{ V}$ (จากรูป เรียงจากล่างขึ้นบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาดเห็นหน้าเบเซประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเป็นเชิงเส้นของวงจรถ่าย

การวัดความเป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายจะวัดจากค่า THD ของวงจรถ่าย ส่วนคุณสมบัติของโครงสร้างแบบคิฟเฟอเรนเชียลจะวัดจากความสามารถในการกำจัดฮาร์โมนิกเลขคู่ของวงจรถ่าย เปรียบเทียบค่า HD2 กับค่า HD3 และค่า THD โดยที่ในการวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้ทำการวัดโดยวัดจากเอาต์พุตแบบข้างเดียว ผลที่ได้แสดงในภาพที่ 5.27 ซึ่งได้จากการใช้กระแสสัญญาณรูปไซน์ขนาดต่างๆกัน ที่ความถี่ 1 MHz เป็นอินพุตของวงจรถ่าย แล้วทำการหาการแปลงฟูริเยร์ของสัญญาณเอาต์พุตแบบด้านเดียวเพื่อหาค่าประกอบฟูริเยร์ของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ และ ค่า THD ที่แต่ละระดับสัญญาณอินพุต แล้วจึงนำข้อมูลที่ได้มาพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณอินพุตและความเพี้ยนของสัญญาณ



แสดงความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถ่ายผ่านความถี่ต่ำที่ 10.7 MHz

$$\text{ใช้ค่า } V_{rcs}=2.5V \quad V_c=V_b=1.55V$$

จากผลการจำลองการทำงานของวงจรถ่ายผ่านความถี่ต่ำที่ได้จะพบว่า วงจรถ่ายมีความเป็นเชิงเส้นสูงมากสังเกตได้จากที่กระแสอินพุต 98% ของกระแสไบอัส ค่า THD ของวงจรถ่ายมีค่าต่ำกว่า -40 dB หรือ ต่ำกว่า 1% นอกจากนี้จะเห็นได้อีกว่าค่า THD กับค่า HD 3 ของวงจรถ่ายมีค่าใกล้เคียงกันมาก นั่นคือสัญญาณที่เป็น ฮาร์โมนิกเลขคู่ถูกกำจัดออกไปได้มากโดยโครงสร้างแบบคิฟเฟอเรนเชียลของวงจรถ่าย แม้ว่าค่าที่ได้จะวัดมาจากเอาต์พุตแบบด้านเดียวก็ตาม

บทที่ 6

บทสรุป

สรุปและวิจารณ์ผล

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้กระแสเลียนแบบคลื่นที่เกิดขึ้นในวงจรกรอง LC ดันแบบ ด้วยการใช้ทรานซิสเตอร์มอสตอปเป็นวงจรทูแพร์เพื่อใช้แทนคลื่นของ L และ C ของวงจรกรอง LC ดันแบบ ในทูแพร์ที่ใช้แทนคลื่นของ L และ C จะมีโครงสร้างเหมือนกันแต่จะแตกต่างกันตรงที่ค่าคงตัวของทูแพร์แต่ละตัว ซึ่งกำหนดจากค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ต่อกับทูแพร์และความต้านทานอินพุทของวงจรรวมด้านทานกึ่งที่ ในทูแพร์หนึ่งตัวจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์มอส 138 ตัว ในจำนวนนี้ใช้สร้างเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เพื่อไบอัสให้กับวงจร 78 ตัว วงจรรวมด้านทานกึ่งที่สองชุดใช้ทรานซิสเตอร์มอสรวม 12 ตัว วงจรเคอร์เรนทูปลิเคเตอร์แปดชุดใช้ทรานซิสเตอร์มอสรวม 48 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว เมื่อนำทูแพร์มาต่อกันเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 5 จะใช้ทรานซิสเตอร์รวมทั้งหมด 690 ตัว และเมื่อต่อเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับ 3 จะใช้ทรานซิสเตอร์รวมทั้งหมด 828 ตัว

วงจร DCMWA ที่ได้นำเสนอเป็นวงจรกรองความถี่สร้างจากทรานซิสเตอร์มอสที่ใช้ได้กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงศักดาต่ำ 3.0V มีโครงสร้างของวงจรเป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียล โครงสร้างของวงจรที่ได้นำเสนอสามารถกำจัดสัญญาณโหมคร่วมได้โดยไม่ต้องต่อวงจรภายนอกเพิ่มเติม การทำงานของวงจรมีคุณสมบัติที่เป็นฟังก์ชันยกกำลังสองของทรานซิสเตอร์แบบมอสที่อยู่ในช่วงอิมิตัว และ โครงสร้างของวงจรที่เป็นแบบดิฟเฟอเรนเชียลทำให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณฮาร์โมนิกเลขคู่ ทำให้วงจรที่ได้มีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก สามารถใช้ได้กับกระแสอินพุทขนาดใกล้เคียงกับกระแสไบอัสโดยที่ยังคงมีความเป็นเชิงเส้นสูงมาก โดยจากผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้ค่าความเพี้ยนรวม หรือ THD ต่ำกว่า 1% ที่กระแสอินพุท 98% ของกระแสไบอัส และสามารถใช้งานได้ดีถึงย่านความถี่สูง 10.7MHz การปรับจูนความถี่ตัดและ ค่า Q ของวงจรสามารถทำได้ทางไฟฟ้า ทำให้สามารถ ปรับจูนวงจรเพื่อชดเชยค่าผิดพลาดและ พารามิเตอร์แฝง ของวงจรที่ผลิตจากกระบวนการผลิต ให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรที่ออกแบบไว้ โครงสร้างของวงจรที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลทำให้วงจรมีคุณสมบัติที่สามารถใช้งานร่วมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรดิจิทัลซึ่งมีสัญญาณรบกวนในไฟเลี้ยงสูง ทำให้วงจรที่นำเสนอมีความเหมาะสมที่จะสร้างเป็นวงจรกรองคุณภาพสูงโดยใช้เทคโนโลยีดิจิทัล VLSI ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงศักดาต่ำ

ข้อเสนอแนะสำหรับแนวทางในการวิจัยและพัฒนาต่อ

สำหรับวงจร DCMWA ที่ได้นำเสนอไปนั้นแม้ว่าจะใช้ทรานซิสเตอร์มอสที่มีค่า f_T สูงกว่า 2-3 GHz แต่ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรเคอร์เรนท์คูปิลิเคเตอร์ยังคงมีค่าเพียง 330 MHz และช่วงความถี่ใช้งานของทูแพร์มีค่าต่ำกว่า 60 MHz ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากค่าของตัวเก็บประจุภายในของทรานซิสเตอร์มอสที่ใช้มีค่าสูง เพราะค่า W และ L ที่ใช้มีค่าสูง แต่การเลือกใช้ค่า L ต่ำไปก็จะมีผลของการมอดูเลตทางความยาวของแขนเนลมาก ทำให้การเลือกใช้ค่า W และ L ที่เหมาะสมของทรานซิสเตอร์มอสจำนวน 138 ตัว ที่จะใช้ในทูแพร์ทำได้ไม่สะดวก โดยเฉพาะถ้าจะใช้กับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำๆ แต่ก็เป็นไปได้ที่จะเลือกใช้ค่า W และ L ที่ให้ผลตอบสนองความถี่ดีขึ้นได้ แม้ว่าวงจรจะมีขนาดใหญ่มากขึ้นก็ตาม

ส่วนของทูแพร์ที่มีความสำคัญมากและควรจะมีการปรับปรุงให้มีคุณสมบัติดีขึ้นได้ก็คือ วงจรสะท้อนกระแสที่ใช้สร้างเป็นวงจรเคอร์เรนท์คูปิลิเคเตอร์ ซึ่งในที่นี้ใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบไฮสวิตชิ่งโคดเพื่อให้มีค่าเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูงกว่าวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย แต่มีข้อจำกัดในเรื่องของศักดาอินพุทต่ำสุด ปัญหานี้คาดว่าจะแก้ไขได้โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสที่มีคุณสมบัติดีกว่า คือวงจรสะท้อนกระแสแบบเร็กกูเลตคาสโคด (RGC) แต่วงจรที่ได้ก็จะใช้จำนวนทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นมาก

สำหรับการปรับจูนวงจรทางไฟฟ้า สามารถที่จะพัฒนาต่อไปได้อีกโดยใช้หลักการของการปรับจูนอัตโนมัติ (automatic tuning) ซึ่งจะสามารถปรับจูนค่า Q และความถี่ตัดได้พร้อมกัน

นอกจากนี้แล้วยังมีอีกหลายหัวข้อที่สามารถที่จะพัฒนาต่อไปได้อีก เป็นต้นว่า การวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวน การวิเคราะห์ค่าพิสัยพลวัต (dynamic range) การวิเคราะห์ผลของการมอดูเลตทางความยาวของแขนเนล การวิเคราะห์ผลของบอดี้ในวงจรสะท้อนกระแส การจำลองการออกแบบเป็นวงจรรวมในระดับเลย์เอาท์ (layout) และทดลองสร้างเป็นวงจรรวมขึ้นมาจริงๆ ซึ่งควรจะได้มีการพัฒนาต่อไป

บรรณานุกรม

- [1] H. Wupper, K. Meerkotter, "New Active Filter Synthesis Based on Scattering Parameters," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. Cas-22, pp 594-602, 1975
- [2] H. G. Dimopoulos, A. G. Constantinides, "Linear Transformation Active Filters," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. Cas-25, pp. 845-852, 1978
- [3] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice-Hall, 1984
- [4] K. Bult and H. Wallinga, "A class of CMOS circuits based on the square-law characteristics of a MOS transistor in saturation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-22 pp.357-377, 1987
- [5] H. Wallinga and K. Bult, "Design and analysis of CMOS analog signal processing circuits by means of a graphical MOST model," *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-24 pp.357-365, 1989.
- [6] C. Toumazou, F.J. Lidgley and D.G. Haigh (Eds.), *Analogue IC Design: The current-mode approach*, Peter Peregrinus: London, 1990
- [7] R. Schaumann, M. S. Ghauri, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, Prentice Hall, 1990.
- [8] J. Tingleff, C. Toumazou, "CMOS integrated Current Mode Wave Active filters," *Proc. Mid-West Symp. Circuits and Systems*, IEEE, 1992
- [9] J. Tingleff, C. Toumazou, "Current mode continuous time wave active filters," *Electron. Lett.*, 28, (5), pp.463-465, 1992
- [10] J. Silva-Martinez, M. Steyaert, W. Sansen, *High-performance CMOS continuous-time filters*, Kluwer Academic publishers, USA, 1993
- [11] S.S. Lee, R. Zele, D.J. Allstot and G. Liang, "CMOS continuous-time current-mode filter for high frequency applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-27 pp.323-329, 1993
- [12] J. Tingleff, C. Toumazou, "Low sensitivity simulation of LC lattice sections using the current mode wave active topology," *Electron. Lett.*, 29(4), pp. 396-398, 1993
- [13] Mohammed Ismail, Terri Fiez, *Analog VLSI signal and information processing*, McGraw-Hill, Singapore, 1994, Ch. 6
- [14] J. Tingleff, C. Toumazou, "Integrated Current mode wave active filters based on lossy integrators," *IEEE Trans. Circuits and systems*, CAS-42(5) pp.237-244, 1995
- [15] C. Tongchoi and A. Worapishet, "Linear current-mode lossy integrator for integrated current-mode wave-active filters," *Electron. Lett.* vol. 31(14) pp.1113-1114, 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ตัวอย่าง โปรแกรม Hspice ที่ใช้จำลองการทำงานของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ

CMOS two-pair circuit

```
.global mm1 vdd vb1 vb2 vm2 vgp
.options post probe unwrap
.lib 'c:\meta\modelp~1\batmos.lib' typical

.param a1=1u a2=0u freq=1meg
+ vdd=3.0 vbn=1.5 vbp=1.5 vres=2.7 vadj=1.75 vo=1
+ ln1=3u ln2=3u lm=3u
+ w1=14u w2=20u wm=100u

*****for ac sweep unmark * those following lines
*.print ac i1(xc1.xc11.m61) i1(xc3.xc11.m61) i1(xc5.xc11.m61)
*+i1(xl2.xc11.m61) i1(xl4.xc11.m61)

*.print ac IO=par('idb(v_b2)') Ipp=par('ip(v_b2)')
*+Imd=par('im(v_b2)-im(v_-b2)') Iid=par('ii(v_b2)-ii(v_-b2)')
*+IOd=par('20*log10(i(v_b2)-i(v_-b2))')
*.print ac idb(v_b1) idb(v_-b1) idb(v_b2) idb(v_-b2) i1(xc1.xl1.m61)$shoud be xc11 not xl1
*+ip(v_b1) ip(v_-b1) ip(v_b2) ip(v_-b2)
*.print ac ip(v_b1) ip(v_-b1) ip(v_b2) ip(v_-b2)

.print ac IO=par('idb(v_b2)') Ipp=par('ip(v_b2)')
*+Igd=par('iT(v_-b2)')
.ac dec 100 10k 100meg
+sweep data=var
*.data var vres 2.68 2.69 2.70 2.71
.data var vadj 1.4 1.55 1.65

.cnddata
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.op

.probe

*****for dc sweep unmark * those follow lines

*.measure tran

*.tran 0.05u 30u 10u 0.05u

*.print Ipt=par('i(v_b2)') Int=par('i(v_-b2)') Idt=par('i(v_b2)-i(v_-b2)')

*.disto RL 2 0.99

*.fft 'i(v_b2)-i(v_-b2)'

*.four l meg

*+i(v_b2)

*+i(xc1.VsnCM)

*+i(v_-b2)

*+' v(b2pc5) - v(b2nc5)'

*connections in out

.macro ccmr1 2 6

m1 2 vb1 4 0 mnch l=2u w=30u

m2 4 2 0 0 mnch l=1u w=20u

m3 6 vb2 5 0 mnch l=2u w=30u

m4 5 2 0 0 mnch l=1u w=20u

m5 2 vm2 9 vdd mpch l=1u w=150u

m61 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m62 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m63 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m64 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m65 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m7 6 vm2 10 vdd mpch l=1u w=150u

m81 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m82 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

m83 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
m84 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
m85 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
.eom ccmr1
```

```
*connections in ox1 ox.5 ox.5
```

```
.macro ccmr2 2 6 12 14
```

```
m1 2 vb1 4 0 mnch l=2u w=30u
```

```
m2 4 2 0 0 mnch l=1u w='20u+1u'
```

```
m31 6 vb1 5 0 mnch l=2u w=30u
```

```
m32 12 vb1 13 0 mnch l=2u w=15u
```

```
m33 14 vb1 15 0 mnch l=2u w=15u
```

```
m41 5 2 0 0 mnch l=1u w=10u
```

```
m42 5 2 0 0 mnch l=1u w=10u
```

```
m43 13 2 0 0 mnch l=1u w=10u
```

```
m44 15 2 0 0 mnch l=1u w=10u
```

```
m5 2 vm2 9 vdd mpch l=1u w=60u
```

```
m61 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
m62 9 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
m7 6 vm2 10 vdd mpch l=1u w=60u
```

```
m81 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
m82 10 vgp vdd vdd mpch l=3u w=100u
```

```
.eom ccmr2
```

```
* two-pair subcircuit
```

```
* connections a1 -a1 a2 -a2 b1 -b1 b2 -b2
```

```
.macro tp 3 2 1 4 dl6 dr5 dr6 dl5
```

```
+ cintg=0p
```

```
* Schematic netlist
```

```
mL1 vdd mm1 gl2 0 mnch l='ln1' w='w1' $
```

```
mL2 gl2 gl2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' $
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mL3 d13 gl2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$ LP circuit
 mL4 d14 gl2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$ 'Left'
 mL5 d15 gl2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$
 mL6 d16 gl2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$

mR1 vdd mm1 gr2 0 mnch l='ln1' w='w1' \$
 mR2 gr2 gr2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$
 mR3 dr3 gr2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$ LP circuit
 mR4 dr4 gr2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$ 'right'
 mR5 dr5 gr2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$
 mR6 dr6 gr2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$

mBMM1 vdp vgp vdd vdd mpch l='lm' w='wm' \$ wm=200u
 mBMM2 vdp vgp vdd vdd mpch l='lm' w='wm' \$ lm=3u
 mBMM3 vgp vm2 vdp vdd mpch l=1u w=60u \$
 mBM1 vdd mm1 gmm2 0 mnch l='ln1' w='w1' \$
 mBM2 gmm2 gmm2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$
 mBM3 vgp gmm2 0 0 mnch l='ln1' w='w2' \$ Biasing circuit

xcl1 1 gl2 dl5 dl3 ccmr2 \$ a2
 xcl2 2 gl2 dl6 dl4 ccmr2 \$ -a1
 xcr1 3 gr2sen dr3 dr5 ccmr2 \$ a1
 xcr2 4 gr2 dr4 dr6 ccmr2 \$ -a2

VsnCM gr2 gr2sen 0

xcu1 dl4 dr5 ccmr1
 xcui2 dl3 dr6 ccmr1
 xcur1 dr4 dl5 ccmr1
 xcur2 dr3 dl6 ccmr1

ci1 gl2 0 'cintg'
 ci2 gr2 0 'cintg'

.com tp

**** 5th order LPF circuit ****

***** Test add ICM for a1 prot *****

*iCM_a1 0 a1pC1 ac 'a2' sin 0 'a1' 'freq'

*iCM_-a1 0 a1nC1 ac 'a2' sin 0 'a1' 'freq'

i_a1 0 a1pC1 ac 1 sin 0 'a1' 'freq'

i_-a1 a1nC1 0 ac 1 sin 0 'a1' 'freq'

**** Terminate b1 & b2 ****

* no * before modifi Vb1nc1 to a2nc5 (feed back)

v_b1 b1nC1 0 dc 'vo' \$ Terminate reflection wave at C1, i/p port1.

v_-b1 b1pC1 0 dc 'vo' \$ Terminate reflection wave at C1, i/p port1.

v_b2 b2pC5 0 dc 'vo' \$ o/p node +b2 at C5

v_-b2 b2nC5 0 dc 'vo' \$ o/p node -b2 at C5

* control voltages

vvres mm1 0 dc 'vres'

vvdd vdd 0 dc 'vdd'

vvbn vb1 0 dc 'vbn'

vvadj vb2 0 dc 'vadj'

vvbp vm2 0 dc 'vbp'

* Current-mode wave active lowpass filter

xC1 a1pC1 a1nC1 a2nC1 a2pC1 \$ before modifi Vb1pc1 to a2pc5

+ b1nC1 b1pC1 b2pC1 b2nC1 \$ before modifi Vb1nc1 to a2nc5

+ tp

+ cintg=

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+ 4.431p \$ This is lit's value, taken the cgs =1.04p out

xL2 b2pC1 b2nC1 a2pL2 a2nL2

+ a2pC1 a2nC1 b2pL2 b2nL2

+ tp

+ cintg=

+ 1.7564p

xC3 b2pL2 b2nL2 a2nC3 a2pC3

+ a2nL2 a2pL2 b2pC3 b2nC3

+ tp

+ cintg=

+ 6.6525p

xL4 b2pC3 b2nC3 a2pL4 a2nL4

+ a2pC3 a2nC3 b2pL4 b2nL4

+ tp

+ cintg=

+ 1.7564p

xC5 b2pL4 b2nL4 a2nC5 a2pC5

+ a2nL4 a2pL4 b2pC5 b2nC5

+ tp

+ cintg=

+ 4.431p

*.alter

*.param a1=25.0u a2=0u freq=1meg

*.alter

*.param a1=30u

.end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] เซาวลิต ธรรมวิริยะกุล, กอบชัย เคชหาญ, อภิศักดิ์ วรพิเชฐ, “วงจรรองสัญญาณแบบซิมอส ดิฟเฟอเรนเชียลโดยใช้หลักการของคลื่นโหมดกระแส,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้าครั้งที่ 18, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, พฤศจิกายน 2538.



ประวัติผู้เขียน

นายเชาวลิต ธรรมวิริยะกุล เกิดเมื่อวันที่ 29 พฤศจิกายน พ.ศ. 2512 อ.เมือง จ.สงขลา สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาจากโรงเรียน จุลสมัย จ.สงขลา เมื่อปี พ.ศ. 2525 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียน มหาวิทยาลัย จ.สงขลา เมื่อปี พ.ศ. 2531 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2536 เริ่มศึกษาระดับปริญญาโทที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2536 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

