

วงจรมูลเลอร์ลอยตัวแบบหลายขั้วที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์  
และการประยุกต์ใช้งาน

ELECTRONICALLY TUNABLE MULTIPLE-TERMINAL  
FLOATING NULLOR AND ITS APPLICATIONS

จิรวัดน์ หิรัญเพิ่ม  
JIRAWAT HIRUNPORN

วิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์หนึ่งของการศึกษาคณะศึกษาศาสตร์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรมูลเลอร์ลอยตัวแบบหลายขั้วที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์  
และการประยุกต์ใช้งาน

ELECTRONICALLY TUNABLE MULTIPLE-TERMINAL  
FLOATING NULLOR AND ITS APPLICATIONS

จิรวัดน์ หิรัญเพิ่ม  
JIRAWAT HIRUNPORM

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 74455  
วัน,เดือน,ปี..... - 1 ต.ค. 2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม  
บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2550

**ELECTRONICALLY TUNABLE MULTIPLE-TERMINAL  
FLOATING NULLOR AND ITS APPLICATIONS**

**JIRAWAT HIRUNPORM**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL SYSTEM ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรมูลเลอร์ล้อยตัวแบบหลายขั้วที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นายจิรวัดน์ หิรัญเพิ่ม
รหัสนักศึกษา	48060506
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรมูลเลอร์ล้อยตัวแบบหลายขั้วที่สามารถปรับค่าได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก วงจรที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย วงจรขยายค่าความนำ วงจรทรานส์ลิเนียร์ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน และ วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับอัตราขยายกระแสได้ สมรรถนะของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE นอกจากนี้ยังได้นำเสนอแนวทางการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรมัลติฟังก์ชัน โดยใช้วงจรที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

<b>Thesis Title</b>	Electronically Tunable Multiple-Terminal Floating Nullor and Its Applications
<b>Student</b>	Mr. Jirawat Hirunporm
<b>Student ID.</b>	48060506
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2550
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsirat

### **ABSTRACT**

The realization of a four-terminal floating nullor (FTFN) with multi-output terminals is described. The proposed circuit mainly employs a transconductance amplifier, an improved translinear cell, two complementary current mirrors with variable current gain and seven improved Wilson current mirrors, which provides an electronic tuning of the current gain. The validity of the performance of the scheme is verified through PSPICE simulation results. Example applications employing the proposed tunable FTFN as an active element show that the circuit properties can be varied by electronic means are also included.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ จาก รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาตลอดจนการอบรมสั่งสอนให้แนวความคิดต่างๆ ในการดำเนินชีวิต รวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียน จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รองศาสตราจารย์ ชีรศิลป์ ทุมวิภาค และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวนิชย์ ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุนและให้คำปรึกษาแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงานวิจัยร่วมกัน

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรวัจจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้งบส่งเสริมกลุ่มวิจัย-เมธีวิจัย อาวุโส สกว. โครงการวิจัยวงจรรวมและเทคนิคการออกแบบวงจรสำหรับการประมวลผลสัญญาณ เลขที่ RTA 4680003 ที่ได้ให้การสนับสนุนทุนในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้การสนับสนุนวัสดุอุปกรณ์ในการทำวิจัยตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณสโมสรราชกรีฑาที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัย

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและนำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจนทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณ คุณลุงประถม ปทีปวิช คุณกมลวรรณ ชะเอมพงศ์ ที่ให้โอกาสแก่ผู้วิจัยได้เล่าเรียนจนถึงวันนี้ ตลอดจนสนับสนุนและให้กำลังใจเสมอมา

ขอกราบขอบพระคุณพ่อประคอง และคุณแม่ ศรีประไพ หิรัญเพิ่ม ตลอดจนญาติพี่น้องที่คอยดูแลให้กำลังใจในการศึกษามาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนๆ และพี่ๆ ในห้อง 402/1 ที่ได้ให้คำปรึกษาช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหามากมายที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

จิรวัดน์ หิรัญเพิ่ม

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีโครงข่ายแอกทีฟอเนกประสงค์.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 นิยามและคุณสมบัติของนูลเลอร์.....	5
2.3 การอธิบายโครงข่ายเชิงเส้นโดยใช้นูลเลอร์.....	8
2.3.1 วงจรสมมูลอุปกรณ์โครงข่ายเชิงเส้น.....	9
2.3.2 วงจรสมมูลนูลเลอร์และการลดรูปวงจร.....	11
2.4 การวิเคราะห์โครงข่ายนูลเลอร์ RC.....	14
2.4.1 การวิเคราะห์เชิงโหนด.....	14
2.4.1.1 การวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายพาสซีฟ RLC.....	14
2.4.1.2 การวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายนูลเลอร์.....	16
2.4.2 วิธีการวิเคราะห์เชิงรูป.....	22
2.4.3 ผลของวงจรที่มีจำนวนนูลเลอร์ไม่เท่ากับนอร์เตอร์.....	25
2.5 สรุป.....	27
บทที่ 3 วงจร MTFN แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์.....	28
3.1 กล่าวนำ.....	28
3.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร MTFN.....	28

## สารบัญ (ต่อ)

3.3	กลุ่มวงจรร้อย	30
3.3.1	วงจรถานลิเนียร์	30
3.3.2	วงจรสะท้อนกระแส	35
3.3.3	วงจรรขยายค่าความนำ	36
3.3.4	วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าอัตราขยายกระแสได้	40
3.4	วงจร MTFN ที่นำเสนอ	41
3.4.1	วงจร MTFN	41
3.4.2	ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE	43
3.4.3	ผลการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองจริง	45
3.5	สรุป	49
บทที่ 4	วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN	50
4.1	กล่าวนำ	50
4.2	วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN ที่นำเสนอ	51
4.3	ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นตามอุดมคติของวงจร MTFN	53
4.4	ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE	55
4.5	สรุป	57
บทที่ 5	วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN	58
5.1	กล่าวนำ	58
5.2	วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN ที่นำเสนอ	58
5.3	ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นตามอุดมคติ	62
5.4	ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE	63
5.5	สรุป	66

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	67
6.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	67
6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อและพัฒนาต่อ .....	67
เอกสารอ้างอิง.....	69
ภาคผนวก.....	75
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	76
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์คุณสมบัติของทรานสิเออร์รูปที่ประกอบด้วยไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว.....	81
ภาคผนวก ค การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต .....	85
ภาคผนวก ง การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน แบบสองอินพุต สามเอาต์พุต.....	92
ภาคผนวก จ โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ภายในวิทยานิพนธ์ .....	97
ภาคผนวก ฉ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	98
ประวัติผู้เขียน .....	114

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างนูลเตอร์และนอเรเตอร์.....	6

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แบบจำลองนูลเตอร์.....	6
2.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของนูลเตอร์และนอเรเตอร์.....	7
2.3 การต่อนูลเตอร์ร่วมกับโครงข่ายภายนอก.....	8
2.4 แบบจำลองนูลเตอร์ RC ของแหล่งจ่ายแรงดันอิสระและตัวเหนี่ยวนำ.....	9
2.5 แบบจำลองนูลเตอร์ RC ของแหล่งจ่ายไม่อิสระ .....	9
2.5 (ต่อ).....	10
2.6 แบบจำลองนูลเตอร์ RC ของวงจรออปแอมป์และวงจรสายพานกระแสในอุดมคติ.....	10
2.7 การแทนโครงข่ายเชิงเส้นด้วยแบบจำลองนูลเตอร์ RC .....	11
2.8 วงจรสมมูลนูลเตอร์.....	12
2.9 การวิเคราะห์โครงข่ายพาสซีฟ .....	15
2.10 โครงข่ายนูลเตอร์ .....	18
2.11 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายนูลเตอร์ RC.....	22
2.12 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงรูปของโครงข่ายนูลเตอร์ RC.....	24
2.13 โครงข่ายที่มีจำนวนนูลเตอร์กับนอเรเตอร์ไม่เท่ากัน .....	26
3.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร FTFN.....	29
3.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร MTFN ที่นำเสนอ.....	29
3.3 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานสิเนียร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ .....	32
3.4 ทรานสิเนียร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว .....	34
3.5(ก)วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง .....	35
3.5(ข)วงจรสมมูล.....	35
3.6 วงจรขยายค่าความนำ .....	37
3.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ .....	40
3.8 วงจร MTFN ที่นำเสนอ.....	42
3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจร MTFN ที่นำเสนอ .....	43
3.10 ผลการตอบสนองทางความถี่ของ $\frac{v_x}{v_y}$ .....	44
3.11 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจร MTFN.....	44
3.12 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแส $I_{Z+}$ และ $I_{Z-}$ เมื่อแปรค่า $I_1$ .....	44
3.13 วงจร MTFN ที่ทำการสร้างขึ้นจริง.....	45

## สารบัญรูป (ต่อ)

3.14	ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสระหว่าง $I_W$ กับ $I_{Z+}$ เมื่อแปรค่า $k \left( = \frac{I_1}{I_2} \right)$ .....	46
3.15	ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสระหว่าง $I_W$ กับ $I_{Z-}$ เมื่อแปรค่า $k \left( = \frac{I_1}{I_2} \right)$ .....	46
3.16	ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ( $v_Y$ ) ไปที่ขั้ว X ( $v_X$ ).....	47
3.17	วงจรทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแส $i_W$ กับ $i_{Z\pm}$ ของวงจร MTFN ในรูปที่ 3.13.....	47
3.18	รูปคลื่นแรงดัน $v_{in} (= i_W R)$ กับ $v_{Z+} (= i_{Z+} R)$ เมื่อ $R = 1 \text{ k}\Omega$ .....	48
3.19	รูปคลื่นแรงดัน $v_{in} (= i_W R)$ กับ $v_{Z-} (= i_{Z-} R)$ เมื่อ $R = 1 \text{ k}\Omega$ .....	48
4.1	วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้ วงจร MTFN.....	51
4.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ.....	55
4.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของ BP เมื่อปรับค่า $k_n$ .....	56
4.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของ BP เมื่อปรับค่า $k_1$ .....	57
5.1	วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต .....	59
5.2	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร .....	64
5.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อแปรค่า $k_n$ .....	64
5.4	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อแปรค่า $k_4$ .....	65
5.5	ผลตอบสนองทางความถี่ของมูมเฟสและอัตราขยายของวงจร AP เมื่อ $k_i = 1$ .....	65
ก.1	วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ .....	76
ก.2	วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม.....	76
ก.3	วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม .....	80
ข.1	ทรานสิเอนียร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว .....	81
ค.1	วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต .....	85
ง.1	วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต.....	92

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

การออกแบบสร้างอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ได้มีการนำเสนอมานานพอสมควรแล้วที่ผ่านมามีการออกแบบสร้างอุปกรณ์แอกทีฟขึ้นมาหลายชนิดด้วยกัน ซึ่งจุดมุ่งหมายก็คือสามารถนำไปสร้างเป็นฟังก์ชันที่ต้องการได้ทุกชนิด โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด ต่อมาได้มีการเปลี่ยนแปลงครั้งสำคัญก็คือการพัฒนาเทคโนโลยีวงจรรวม (integrated circuit, IC) ทำให้นักออกแบบทั้งหลายสามารถสร้างอุปกรณ์แอกทีฟที่ซับซ้อนขึ้น มีสมรรถนะสูงขึ้น แต่กลับมีขนาดเล็กลงซึ่งไม่สามารถสร้างขึ้นได้เลยในเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น (discrete element) แนวคิดเกี่ยวกับอุปกรณ์แอกทีฟเอนกประสงค์ได้ถูกนำเสนอมานานพอสมควรแล้วแต่คิดที่เทคโนโลยีขณะนั้นมีขีดความสามารถไม่เพียงพอ ประกอบกับวงจรรอปแอมป์ (operational amplifier, op-amp) ซึ่งให้สมรรถนะได้ดีเป็นที่น่าพอใจอยู่แล้ว ทำให้การพัฒนาส่วนใหญ่กระทำอยู่บนพื้นฐานของวงจรรอปแอมป์ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองสัญญาณ (filter) วงจรขยายสัญญาณ (amplifier) วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ต่อมาเมื่อความต้องการวงจรที่มีสมรรถนะสูงมากขึ้นจนกระทั่งวงจรรอปแอมป์ที่ทำงานในโหมดแรงดันทั่วไปไม่สามารถตอบสนองให้ได้ จึงมีการพัฒนาเทคนิคใหม่ที่ใช้การทำงานในโหมดกระแส (current-mode) ซึ่งเป็นที่สนใจอยู่ในขณะนี้เพราะว่าวงจรทางไฟฟ้าที่มีการทำงานในโหมดกระแสมีข้อดีในด้านความถูกต้องแม่นยำ และมีผลตอบสนองทางความถี่ที่สูงกว่าโหมดแรงดัน (voltage-mode) ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอกทีฟโหมดกระแสขึ้นมามากมาย เช่น วงจรสายพานกระแส (current conveyor, CC) [1]-[2] วงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating amplifier, OFA) [3] วงจรสายพานสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (operational floating conveyor, OFC) [4] และวงจรมูลเลอร์ลอยตัวสี่ขั้ว (four terminal floating nullor, FTFN) [5] เป็นต้น

วงจรมูลเลอร์ลอยตัวสี่ขั้วหรือวงจร FTFN เป็นอุปกรณ์แอกทีฟตัวหนึ่งซึ่งน่าสนใจ ดังจะเห็นได้จากการนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ มากมาย [6]-[14] ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอแนวคิดและเทคนิควิธีการปรับปรุงวงจร FTFN ให้มีความยืดหยุ่นในการใช้งานมากยิ่งขึ้น โดยการออกแบบวงจรให้มีพอร์ต์หลายเอาต์พุตและสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วงจร FTFN นั้นเป็นอุปกรณ์แอคทีฟชนิดหนึ่งซึ่งมีความยืดหยุ่น และความคล่องตัวในการนำไปประยุกต์การใช้งานได้อย่างกว้างขวาง เทคนิคการออกแบบอุปกรณ์แอคทีฟดังกล่าวได้มีการนำเสนอขึ้นมากมายหลายรูปแบบ แต่ส่วนใหญ่ประยุกต์สร้างขึ้นจากวงจรออปแอมป์เป็นหลัก [5]-[14] ซึ่งมีข้อเสีย คือมีขีดจำกัดทางด้านผลตอบสนองทางความถี่ที่ไม่สูงมากนัก ต่อมาได้มีการนำเสนอวงจร FTFN ที่สร้างขึ้นจากโครงสร้างแบบทรานซิเอน์ซึ่งมีโครงสร้างที่เรียบง่าย [15]-[16] มีผลตอบสนองทางความถี่สูง และลดข้อจำกัดในแบบของออปแอมป์ลงไป แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจร FTFN ที่นำเสนอใน [15]-[16] นั้นไม่สามารถควบคุมหรือแปรค่าสมรรถนะในการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ไม่สะดวกและไม่คล่องตัวในการนำไปประยุกต์ใช้ออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชันต่างๆ ดังนั้นหากสามารถออกแบบวงจร FTFN ที่มีหลายพอร์ต์และมีคุณสมบัติแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้แล้ว จะทำให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการใช้งานมากขึ้นกว่าเดิม ดังนั้นด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้นจึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้

- 1) เพื่อศึกษาวิจัยและพัฒนาการออกแบบวงจร FTFN ให้มีหลายเอาต์พุตและสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้
- 2) ออกแบบวงจรที่มีโครงสร้างเรียบง่าย
- 3) สามารถนำวงจรที่นำเสนอไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชันแบบต่างๆ ได้
- 4) มีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป

## 1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

จากการติดตามงานวิจัยที่เกี่ยวกับวงจร FTFN ที่ผ่านมาในอดีต [5]-[44] พบว่ายังไม่มีกรนำเสนอวงจร FTFN หลายเอาต์พุตที่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ผ่านมาการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรที่ได้จากการออกแบบนั้นยังคงเป็นการแปรค่าของอุปกรณ์พาสซีฟภายนอกเป็นหลัก ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจร FTFN แบบหลายเอาต์พุต หรือวงจร MTFN (Multi-output Terminal Floating Nullor) ที่สามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

## 1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทและภาคผนวกอีก 6 ภาค โดยแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำเพื่อกล่าวถึงวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและแนวคิดพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟเฟืองประสม ซึ่งจะประกอบด้วยการอธิบายถึงคุณสมบัติของมุลเลอร์ (nullor) วงจรสมมูลมุลเลอร์ การสร้างแบบจำลองและการวิเคราะห์ โครงข่ายเชิงเส้นแบบแอกทีฟ RLC (active-RLC linear network) ด้วยหลักการมุลเลอร์ ซึ่งมีด้วยกัน 2 วิธีคือการวิเคราะห์เชิงโหนด (nodal analysis) และการวิเคราะห์เชิงลูป (loop analysis)

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรตามแรงดัน (voltage follower) วงจรทรานซิลินีเยอร์ (translinear circuit) วงจรสะท้อนกระแส (current mirror) วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าได้ (adjustable current mirror) และวงจรที่นำเสนอคือ วงจร MTFN ที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ และได้ทำการยืนยันด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริง โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

บทที่ 4 กล่าวถึงการนำวงจร MTFN ที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต สำหรับสมรรถนะในการทำงานของวงจรมันได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานเพื่อแสดงให้เห็นถึงความถูกต้อง

บทที่ 5 ได้นำวงจร MTFN ไปประยุกต์ใช้ในการสร้างเป็นวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต และได้ใช้โปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันความถูกต้องในการทำงานของวงจร

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการวิจัยต่อ

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ วงจรสมมูลและแบบจำลองการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ข เป็นการวิเคราะห์ทรานซิลินีเยอร์ลูป ที่ประกอบไปด้วยไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว

- ภาคผนวก ค เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN
- ภาคผนวก ง เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN
- ภาคผนวก จ โมเดลสำหรับโปรแกรม PSPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์
- ภาคผนวก ฉ บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

## บทที่ 2

# ทฤษฎีโครงข่ายแอกทีฟเฟืองประสงค์

### 2.1 กล่าวนำ

ในราวปี ค.ศ. 1954 B. D. H. Tellegen ได้นำเสนอแนวคิดเกี่ยวกับวงจรขยายสัญญาณในอุดมคติ (ideal amplifier) ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟเฟืองประสงค์ที่สามารถใช้ออกแบบสร้างระบบอิเล็กทรอนิกส์ทั้งแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้ทุกรูปแบบ อีกทั้งยังช่วยให้การสร้างฟังก์ชันถ่ายโอน โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอกจำนวนน้อยที่สุดอีกด้วย สำหรับหลักการพื้นฐานของอุปกรณ์ตัวนี้ จะเป็นอุปกรณ์แบบสองพอร์ต ที่ประกอบด้วยตัวแปรสำคัญ 4 ตัวคือแรงดัน  $V_i$  และกระแส  $I_i$  ทางพอร์ตอินพุตและแรงดัน  $V_o$  และกระแส  $I_o$  ทางพอร์ตเอาต์พุต ดังนั้นเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสทั้งสี่จะได้คุณสมบัติที่สำคัญของอุปกรณ์ตัวนี้คือ มีภาคอินพุตและภาคเอาต์พุตที่แยกจากกัน นั่นคือค่าเอาต์พุตสามารถมีค่าเท่าไรก็ได้โดยที่ไม่ขึ้นกับภาคอินพุต แต่อย่างไรก็ตามจากแนวคิดดังกล่าวพบว่าไม่สามารถนำหลักการนี้มาใช้งานได้มากนัก

จนกระทั่งปี ค.ศ. 1964 H.J. Carlin จึงได้นำเสนอหลักการนูลเลอร์ขึ้นอีกครั้ง [45] โดยที่สามารถสร้างขึ้นและนำมาใช้งานได้จริง ต่อมา Tellegen ก็ได้นำเสนอแนวคิดที่ช่วยยืนยันหลักการของ Carlin อีกครั้ง [46] นับจากนั้นการสังเคราะห์และออกแบบโครงข่ายแอกทีฟเฟืองได้แนวคิดนูลเลอร์ก็ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว [47]-[48]

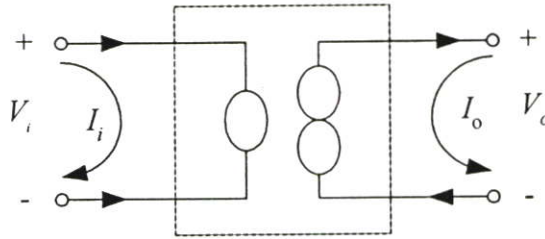
### 2.2 นิยามและคุณสมบัติของนูลเลอร์

นูลเลอร์เป็นอุปกรณ์แบบสองพอร์ตที่สำคัญมากตัวหนึ่ง การเข้าใจคุณสมบัติของนูลเลอร์ จะช่วยให้สามารถวิเคราะห์และสังเคราะห์โครงข่ายแบบแอกทีฟ RC (RC-active network) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นิยามของนูลเลอร์สามารถกล่าวได้ดังนี้ [47]

นูลเลอร์คือ อุปกรณ์โครงข่ายแบบสองพอร์ต ที่มีสมการอธิบายคุณสมบัติชั่วคราวเป็นเมตริกซ์ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ (null transmission matrix) ดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} V_i(s) \\ I_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o(s) \\ -I_o(s) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

เริ่มแรกอาจรู้สึกว่าคุณสมบัติเมตริกที่การส่งผ่านเป็นศูนย์นั้นค่อนข้างเลื่อยลยและไร้ความหมาย แต่หากลองพิจารณาแถวแรกของสมการ (2.1) นั่นคือ  $V_i = 0.V_o + 0.(-I_o)$  และในแถวที่สอง  $I_i = 0.V_o + 0.(I_o)$  อาจแปลความหมายทางกายภาพได้ว่า แรงดันอินพุต  $V_i(s)$  และกระแสอินพุต  $I_i(s)$  มีค่าเป็นศูนย์เสมอ โดยไม่ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดของตัวแปรทางเอาต์พุต  $V_o(s)$  และ  $I_o(s)$  เลย นั่นทำให้เราสามารถคิดต่อได้ว่า แรงดันเอาต์พุต  $V_o(s)$  และกระแสเอาต์พุต  $I_o(s)$  จะมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้ (arbitrary) นั่นเอง และสำหรับแบบจำลองของมูลเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



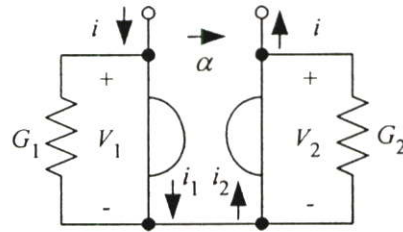
รูปที่ 2.1 แบบจำลองมูลเตอร์

โครงสร้างหลักของมูลเตอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์หนึ่งพอร์ตสองตัว นั่นคือมีภาคอินพุตเป็นมูลเตอร์ (nullator) และภาคเอาต์พุตเป็นนอเรเตอร์ (norator) โดยมูลเตอร์จะเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่มีค่ากระแสและแรงดันตกคร่อมระหว่างขั้วเป็นศูนย์ทั้งคู่ ส่วนนอเรเตอร์จะเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่ให้กระแสและแรงดันระหว่างขั้วสามารถมีค่าใดๆก็ได้เป็นอิสระ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งคู่ได้ถูกนำมาเสนอขึ้นก่อนแล้วในปี ค.ศ.1961 [49] ว่าเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อุดมคติ ที่ถูกรวมเข้าในกลุ่มอุปกรณ์พาสซีฟเพื่อเพิ่มความสามารถในการสร้างโครงข่ายแอคทีฟเชิงเส้นแบบไม่สามารถย้อนกลับ (linear active non-reciprocal network) ได้ทุกรูปแบบ แต่ถึงกระนั้นก็ยังไม่มีผู้เข้าใจคุณสมบัติของมันมากนัก มูลเตอร์จึงมักถูกอธิบายว่าเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่แสดงพฤติกรรมทั้งเปิดและปิดวงจรในขณะเดียวกัน และด้วยคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามนี้ ทำให้รู้สึกเหมือนว่าอุปกรณ์ตัวนี้แลดูเป็นนามธรรมเกินกว่าที่จะนำมาใช้จริงได้ แต่คำอธิบายดังกล่าวข้างต้นก็ยังไม่ถูกต้องนัก เพราะในความเป็นจริงแล้วตัวมูลเตอร์เองก็มิได้แสดงคุณสมบัติตรงทั้งการเปิดและปิดวงจร เพื่อให้เห็นชัดเจนจึงอาจสรุปคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างมูลเตอร์และนอเรเตอร์

	ปิดวงจร	เปิดวงจร	มูลเตอร์	นอเรเตอร์
แรงดัน	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้
กระแส	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้

จากตารางที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามอย่างสิ้นเชิงของนูลเลเตอร์ได้ปรากฏให้เห็นอยู่ในนอเรเตอร์ ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดูเหมือนจะกำหนดอะไรไม่ได้ แต่การมีอยู่ของนอเรเตอร์นั้นได้แสดงให้เห็นถึงความเป็นอิสระ (degree of freedom) ซึ่งไม่ปรากฏในอุปกรณ์หนึ่งพอร์ดใดๆเลย นอกจากนี้ ถ้าหากภายในโครงข่ายที่มีจำนวนนูลเลเตอร์มากกว่านอเรเตอร์ จะเกิดความไม่ลงรอยกัน (inconsistencies) ขึ้น ในสมการความสมดุลของโครงข่าย (network equilibrium equation) และหากวงจรมีจำนวนนอเรเตอร์มากกว่านูลเลเตอร์แล้ว นอเรเตอร์ที่เกินมานั้นจะกลายเป็นส่วนเกิน และไม่มีกระแสไหล ซึ่งจะขอกกล่าวละเอียดอีกครั้งในหัวข้อที่ 2.4.3 เราจึงไม่สามารถพิจารณานูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์แยกเป็นอิสระจากกันได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรสมมูลทางไฟฟ้า (equivalent circuit) ของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์สามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์

ต่อมา Carlin และ Youla [49] ได้นำเสนอวงจรในรูปที่ 2.2 นี้ขึ้น อันประกอบด้วยไจเรเตอร์ (gyrator) [50] ที่มีความต้านทานไจเรเตอร์ (gyrator resistance) คือ  $\alpha$  กับความนำ  $G_1$  และ  $G_2$  ดังนั้นหากกำหนดให้  $\alpha = 1$  วงจรนี้จะแสดงคุณสมบัติเป็นนูลเลเตอร์เมื่อ

$$G_1 = -1 \text{ และ } G_2 = 1 \quad (2.2)$$

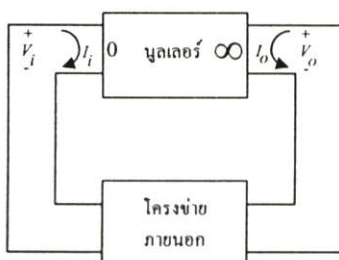
และจะแสดงคุณสมบัติเป็นนอเรเตอร์ก็ต่อเมื่อ

$$G_1 = 1 \text{ และ } G_2 = -1 \quad (2.3)$$

Carlin กล่าวไว้ว่า เราไม่สามารถสร้างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์จากอุปกรณ์หนึ่งพอร์ดอื่นๆ ทั่วไปที่มีสมการคุณลักษณะระหว่าง  $v$  และ  $i$  เพียงสมการเดียวได้ เพราะหากเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.2 ไปเพียงเล็กน้อย วงจรนี้จะไม่สามารถแสดงคุณสมบัติความเป็นนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้เลย แม้เป็นเพียงการประมาณก็ยังไม่ได้ Carlin อธิบายพฤติกรรมนี้ว่าวงจรนี้มี “ความไวเป็นอนันต์” (infinite sensitivity) นั้นแสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัติแล้ว วงจรดังรูปที่ 2.2

ไม่สามารถใช้สร้างเป็นนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้ เพราะเราไม่มีทางที่จะสร้างอุปกรณ์ที่มีค่าแม่นยำโดยปราศจากความผิดพลาดได้เลย จึงอาจสรุปได้ว่าแนวคิดในการสร้างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์เป็นอุปกรณ์แยกอิสระจากกันจึงไม่มีประโยชน์หรือสามารถใช้งานจริงได้ หรือกล่าวได้ว่าเมื่อเราใส่นูลเลเตอร์เข้ามาในโครงข่ายพาสซีฟ นั่นคือการใส่ข้อบังคับที่เป็นไปไม่ได้ (แรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่าน ณ จุดนั้นเท่ากับศูนย์) ให้กับระบบ ซึ่งความไม่ลงรอยที่เกิดขึ้นสามารถแก้ด้วยการเพิ่มนอเรเตอร์เข้าสู่ระบบ เพราะนอเรเตอร์จะให้ระดับความเป็นอิสระที่จำเป็นตามข้อบังคับที่ถูกกำหนดขึ้นโดยนูลเลเตอร์ได้

ดังนั้น เพื่อคงไว้ซึ่งผลลัพธ์ที่ใช้งานได้จริง จึงจำเป็นที่โครงข่ายจะต้องมีจำนวนของนูลเลเตอร์เท่ากับจำนวนของนอเรเตอร์ โดยสำหรับโครงข่ายที่สามารถแยกจากกันได้ ก็ต้องมีจำนวนนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์เท่ากันในแต่ละส่วนที่แยกได้นั้นด้วย ซึ่งคู่ของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ก็คือนูลเลเตอร์นั่นเอง แต่หลักการนูลเลเตอร์จะใช้ได้ก็ต้องมีโครงข่ายภายนอกต่อร่วมอยู่ด้วยดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การต่อนูลเลเตอร์ร่วมกับโครงข่ายภายนอก

โครงข่ายภายนอกนี้จะทำหน้าที่สร้างส่วนป้อนกลับจากพอร์ตเอาต์พุตมายังพอร์ตอินพุต โดยที่ตัวนูลเลเตอร์เองจะต้องมีค่าอัตราขยายที่สูงและมีเสถียรภาพด้วย [51] ตัวแปรทางเอาต์พุต  $V_o$  และ  $I_o$  นั้นสามารถคำนวณได้จากโครงข่ายภายนอกที่ต่ออยู่ในลักษณะเพื่อทำให้ข้อกำหนด  $V_i = I_i = 0$  เป็นจริง ซึ่งโครงข่ายภายนอกนี้อาจจะเป็นอุปกรณ์พาสซีฟหรือแหล่งจ่ายพลังงานก็ได้

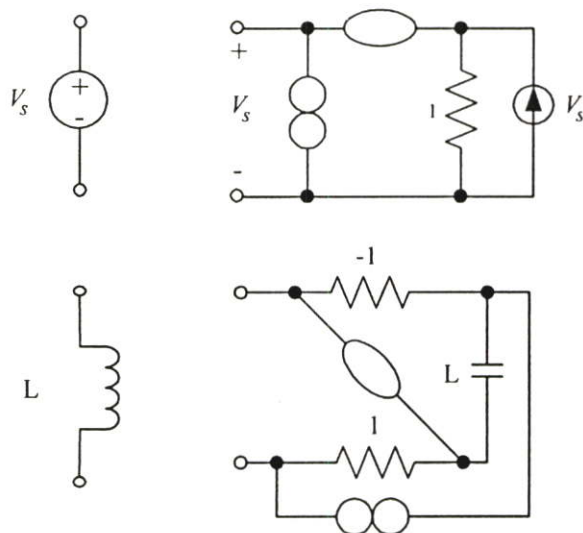
## 2.3 การอธิบายโครงข่ายเชิงเส้นโดยใช้นูลเลเตอร์

การวิเคราะห์โครงข่ายเชิงเส้นทั่วไป โดยเฉพาะการวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์นั้นสามารถกระทำได้โดยการสร้างวงจรสมมูลนูลเลเตอร์ขึ้นก่อน ซึ่งประกอบขึ้นจากตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเลเตอร์ และถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น การวิเคราะห์คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรสมมูลจึงอยู่ที่การสร้างสมการกระแสจากแต่ละโหนด และเมื่อทำการแก้สมการแล้วก็จะได้แรงดัน

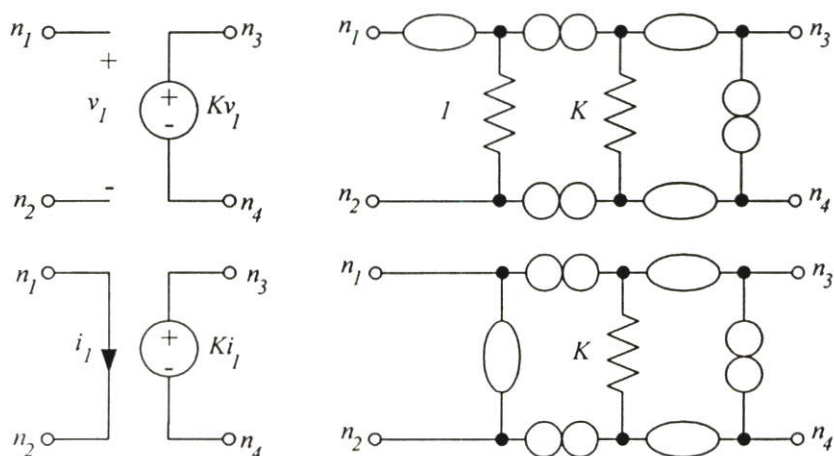
ที่โหนด ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหาค่าแรงดันและกระแสในแต่ละส่วนของโครงข่ายเชิงเส้นได้ต่อไป

### 2.3.1 วงจรสมมูลอุปกรณ์โครงข่ายเชิงเส้น

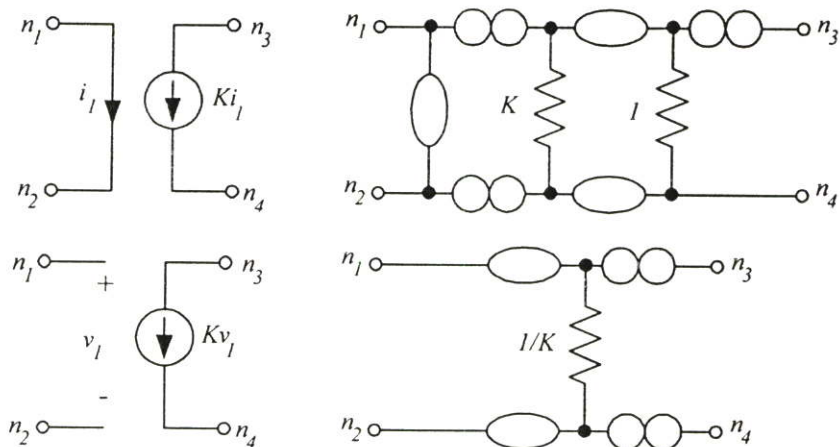
จากที่กล่าวไว้แล้วว่า โครงข่ายเชิงเส้นทุกประเภทสามารถแทนได้ด้วยวงจรสมมูลที่ใช้เพียง ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเลอร์ และแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น [47], [52] สำหรับวิธีในการสร้างวงจรสมมูล สามารถกระทำได้โดยการแทนอุปกรณ์ภายในโครงข่ายเชิงเส้นที่ต้องการด้วยแบบจำลองนูลเลอร์ RC (RC-Nullor) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 2.5 และ 2.6



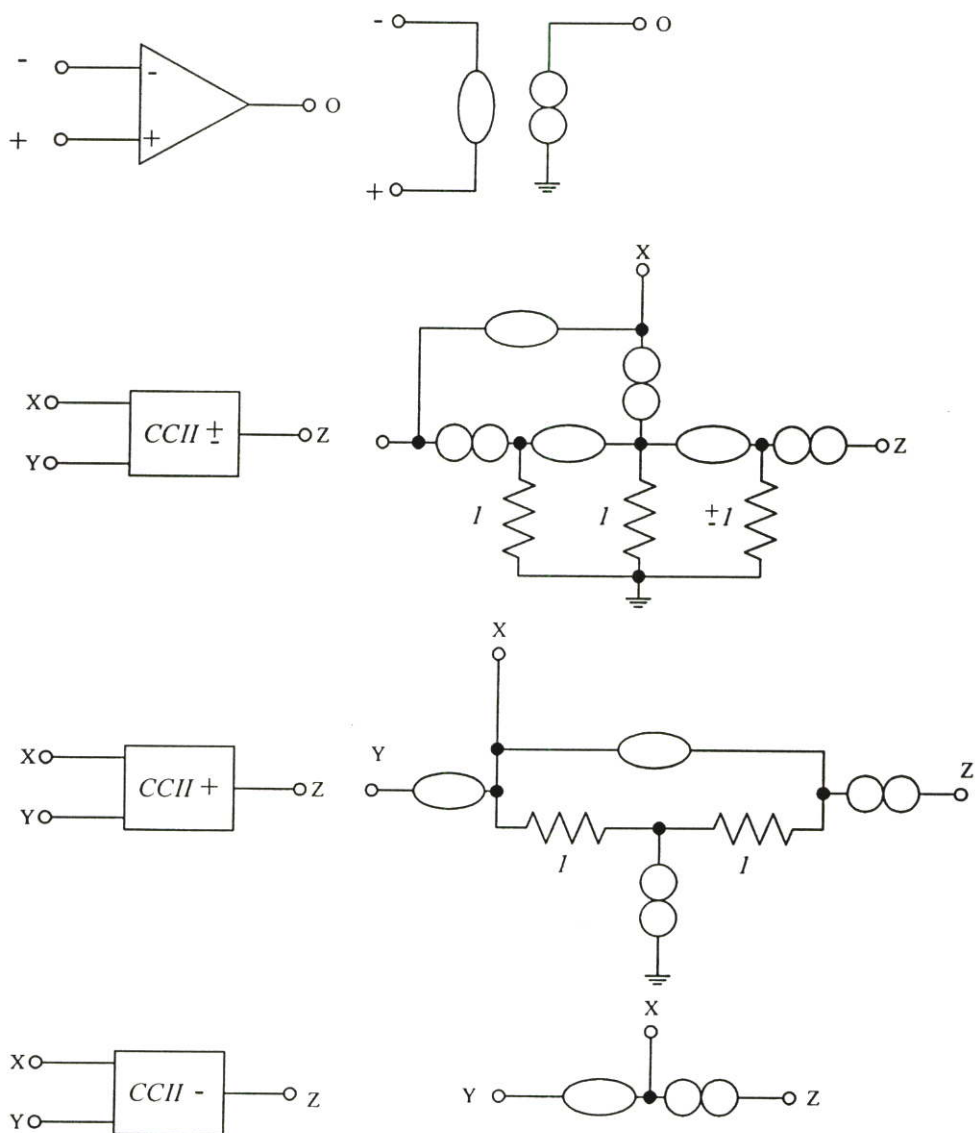
รูปที่ 2.4 แบบจำลองนูลเลอร์ RC ของแหล่งจ่ายแรงดันอิสระและตัวเหนี่ยวนำ



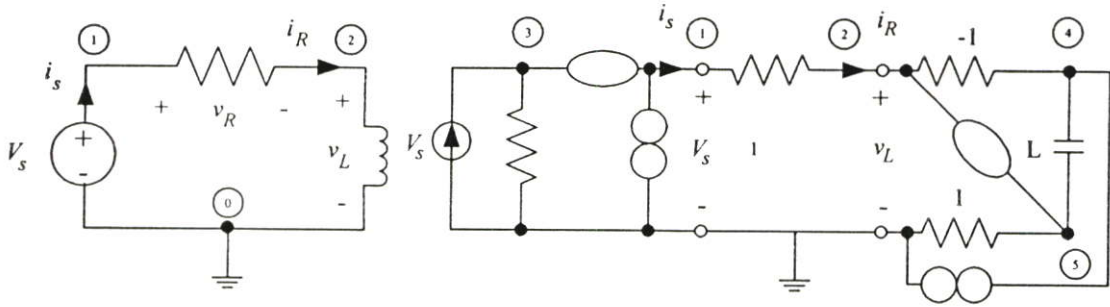
รูปที่ 2.5 แบบจำลองนูลเลอร์ RC ของแหล่งจ่ายไม่อิสระ



รูปที่ 2.5 แบบจำลองนูลเลอร์ RC ของแหล่งจ่ายไม่อิสระ (ต่อ)



รูปที่ 2.6 แบบจำลองนูลเลอร์ RC ของวงจรรูปแอมป์และวงจรสายพานกระแสในอุดมคติ



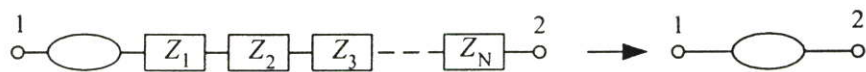
รูปที่ 2.7 การแทนโครงข่ายเชิงเส้นด้วยแบบจำลองนูลเตอร์ RC

โดยแบบจำลองนูลเตอร์ของอุปกรณ์ต่างๆข้างต้น จะใช้ได้ถูกต้องกับการวิเคราะห์โครงข่ายที่มีการป้อนกลับเท่านั้น ส่วนรูปที่ 2.7 แสดงการแปลงวงจรต้นแบบที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน ด้วยแบบจำลองนูลเตอร์ RC โดยการแทนตัวเหนี่ยวนำและแหล่งจ่ายแรงดันด้วยแบบจำลองในรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าวงจรสมมูลที่สร้างขึ้นนี้มีเพียงตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ นูลเตอร์และแหล่งจ่ายกระแสเท่านั้น ซึ่งวิธีการนี้จะช่วยให้การวิเคราะห์วงจรสามารถกระทำได้ง่ายขึ้น จากนั้นจึงทำการกำหนดหมายเลขให้กับทุกโหนด และเพื่อความสะดวกในการคำนวณควรจะกำหนดหมายเลขในแต่ละโหนดให้เรียงกันอย่างมีระเบียบด้วยโดยเริ่มต้นจากการกำหนดจุดอ้างอิงให้เป็นโหนด 0 ซึ่งต้องเป็นจุดเดียวกันทั้งในวงจรจริงและในวงจรสมมูลด้วย โดยทั่วไปวงจรสมมูลจะมีจุดให้พิจารณามากกว่าเนื่องจากการแทนอุปกรณ์ด้วยแบบจำลองนั่นเอง เราจึงต้องกำหนดหมายเลขประจำโหนดเพิ่มจนครบทุกโหนดตามความเหมาะสม

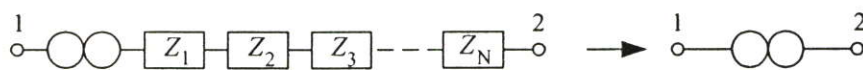
ตัวอย่างการกำหนดหมายเลขประจำโหนดได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 เช่นกัน เห็นได้ว่าโหนดของวงจรต้นแบบทางซ้ายมือที่สัมพันธ์กับวงจรสมมูลคือโหนดหมายเลข 1 และ 2 สังกัดง่าย ๆ ได้จากตัวต้านทานถูกเชื่อมอยู่ระหว่างโหนด 1 และ 2 เหมือนกันทั้งสองวงจร ส่วนโหนดหมายเลข 3, 4 และ 5 ในวงจรสมมูล คือโหนดภายในแบบจำลองของแหล่งจ่ายแรงดันและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะไม่ปรากฏให้เห็นในวงจรจริง นอกจากนี้ในส่วนประกอบอื่นๆ ของวงจรที่สัมพันธ์กันระหว่างวงจรจริงกับวงจรสมมูลก็จะมีค่าแรงดันและกระแสเท่ากันด้วย ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.7 ค่าต่างๆที่สัมพันธ์กันได้เขียนเป็นสัญลักษณ์เอาไว้ นั่นคือค่า  $i_s$ ,  $v_L$ ,  $i_L$ ,  $i_R$ , และ  $v_R$  ของวงจรจริงสามารถหาได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลนั่นเอง

### 2.3.2 วงจรสมมูลนูลเตอร์และการลดรูปวงจร

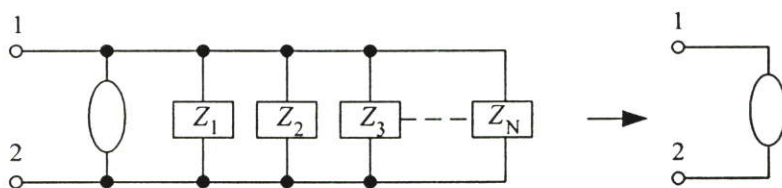
จากคุณสมบัติพิเศษของนูลเตอร์และนอเรเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 2.1 เมื่อนำมาใช้ในการวิเคราะห์โครงข่ายเชิงเส้นจึงสามารถลดรูปวงจรได้ดังรูปที่ 2.8



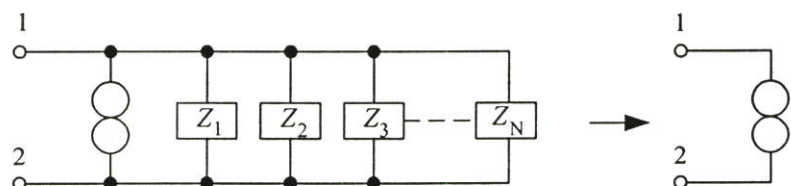
วงจรสมมูล 1



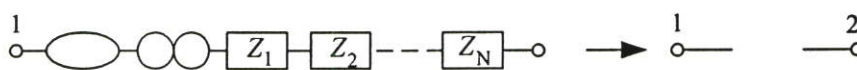
วงจรสมมูล 2



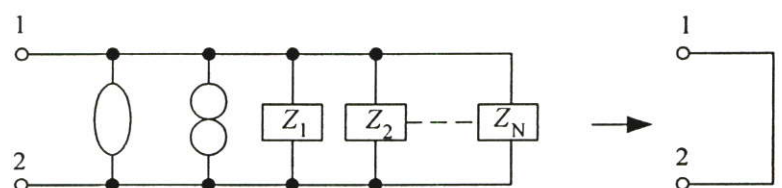
วงจรสมมูล 3



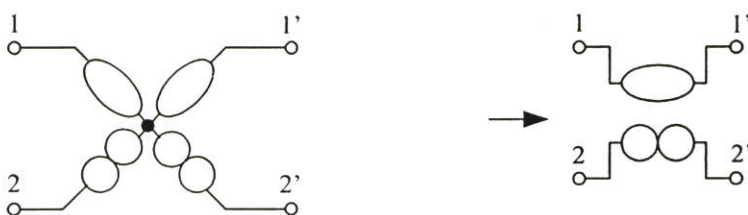
วงจรสมมูล 4



วงจรสมมูล 5



วงจรสมมูล 6



วงจรสมมูล 7

รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลมูลเตอร์

จากรูปที่ 2.8 สรุปความได้ดังนี้

วงจรสสมมูลที่ 1 : การต่ออนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนมีนูลเลเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่าในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์ (zero initial condition)  $V = 0 + IZ_1 + IZ_2 + \dots + IZ_N$  ซึ่งก็ต้องมีค่าเป็นศูนย์เพราะกระแส  $I$  มีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง)

วงจรสสมมูลที่ 2 : การต่ออนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนอเรเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนมีนูลเลเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่าในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $V = V_{N1} + IZ_1 + IZ_2 + \dots + IZ_N$  เมื่อ  $V_{N1}$  คือแรงดันตกคร่อมนอเรเตอร์ 1 ซึ่งจะมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้)

วงจรสสมมูลที่ 3 : การต่อขนานของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนมีนูลเลเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่าในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $I = 0 + V/Z_1 + V/Z_2 + \dots + V/Z_N$  ซึ่งก็ต้องมีค่าเป็นศูนย์เพราะแรงดัน  $V$  เป็นศูนย์นั่นเอง)

วงจรสสมมูลที่ 4 : การต่อขนานของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนอเรเตอร์แม่เพียงตัวเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนมีนอเรเตอร์ 1 ตัว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่าในสภาวะตั้งต้นเป็นศูนย์  $I_{N1} = 0 + V/Z_1 + V/Z_2 + \dots + V/Z_N$  เมื่อ  $I_{N1}$  คือกระแสที่ไหลผ่านนอเรเตอร์ ซึ่งจะมีค่าเป็นเท่าไรก็ได้)

วงจรสสมมูลที่ 5 : การอนุกรมของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ต่อกันแม่เพียงชุดเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนเปิดวงจร

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า แรงดันตกคร่อมจะมีค่าเท่าไรก็ได้เพราะมีนอเรเตอร์อยู่ ส่วนกระแสเป็นศูนย์แน่นอนจากผลของนูลเลเตอร์)

วงจรสสมมูลที่ 6 : การขนานของอุปกรณ์  $\pm R, \pm L, \pm C$  ใดๆ หากมีนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ต่อกันแม่เพียงชุดเดียว ก็จะทำให้ผลเหมือนปิดวงจร

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า กระแสจะมีค่าเท่าไรก็ได้เพราะมีนอเรเตอร์อยู่ ส่วนแรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์แน่นอนจากผลของนูลเลเตอร์)

วงจรสสมมูลที่ 7 : การต่อแบบดาว (star) ของนูลเลเตอร์ 3 ขั้วสองตัว จะให้ผลเหมือนนูลเลเตอร์ 4 ขั้วเพียงตัวเดียว

(พิสูจน์จากความจริงที่ว่า เมื่อพิจารณาทุกพอร์ตรอบวงจร เห็นได้ว่าที่พอร์ต 1-2, 1-2', 1'-2 และ 1'-2' ปรากฏเป็นนูลเลเตอร์อนุกรมกับนอเรเตอร์ จึงมีคุณสมบัติเป็นเปิดวงจร ส่วนพอร์ต 1-1' เป็นนูลเลเตอร์ 2 ตัวอนุกรมกันให้ผลเท่ากับนูลเลเตอร์ตัวเดียว และที่พอร์ต 2-2' เป็นนอเรเตอร์ 2 ตัวอนุกรมกันให้ผลเท่ากับนอเรเตอร์ตัวเดียว)

## 2.4 การวิเคราะห์โครงข่ายอนุลเลอร์ RC

ดังที่แสดงไว้ข้างต้นว่า วงจรอนุลเลอร์มีประโยชน์อย่างมากในการใช้แทนอุปกรณ์ในวงจรโครงข่ายได้หลากหลาย ซึ่งรวมไปถึงแหล่งจ่ายแบบไม่อิสระ (dependent source) อีกด้วย ในส่วนนี้จึงขอกล่าวถึงเทคนิคง่ายๆ 2 วิธีที่ใช้ในการคำนวณสมการโครงข่ายของวงจรอนุลเลอร์ RC วิธีการทั้ง 2 นี้ได้ดัดแปลงมาจากหลักการวิเคราะห์ห้วงจรไฟฟ้าพื้นฐานดังเป็นที่รู้จักกันดีในนาม “การวิเคราะห์เชิงโหนด (node analysis)” และ “การวิเคราะห์เชิงลูป (mesh analysis)” ซึ่งใช้สำหรับคำนวณหาแรงดันที่โหนดและกระแสภายในลูปตามลำดับ

### 2.4.1 การวิเคราะห์เชิงโหนด

หลักการวิเคราะห์เชิงโหนดนี้ได้ถูกเสนอขึ้นโดย A.C. Davies [53] ซึ่งเป็นการใช้ระเบียบวิธีการอย่างเป็นระบบ (systematic method) เพื่อหาค่าแรงดันที่โหนด  $N$  ค่าคือ  $V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N$  จากวงจรที่มีขนาด  $(N + 1)$  โหนด ที่ประกอบขึ้นจากการเชื่อมต่อของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ แหล่งจ่ายพลังงานอิสระ และอนุลเลอร์ โดยหลักการนี้ได้ดัดแปลงมาจากวิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์โครงข่ายพาสซีฟทั่วไป ซึ่งจะขอสรุปวิธีการคิดพื้นฐานไว้ ณ ที่นี้ด้วย [48], [53]

#### 2.4.1.1 การวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายพาสซีฟ RLC

ขั้นตอนการวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายพาสซีฟที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ RLC และแหล่งจ่ายอิสระขนาด  $(N + 1)$  โหนด มีดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 : เลือกจุดอ้างอิงในวงจรแล้วกำหนดให้เป็นโหนด 0 ซึ่งกระบวนการหาแรงดันของโหนดที่เหลือจะอ้างอิงกับจุดนี้ทั้งหมด

ขั้นตอนที่ 2 : สำหรับโหนดอื่นๆที่เหลือ ให้กำหนดหมายเลขตั้งแต่ 1 ถึง  $N$  ซึ่งเมื่อแก้สมการแล้วจะได้ค่าแรงดันโหนด  $V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N$  ที่สัมพันธ์กับโหนด 0

ขั้นตอนที่ 3 : สร้างสมการเชิงโหนดเป็นคอลัมน์เวกเตอร์  $I = \{I_1, I_2, \dots, I_j, \dots, I_N\}'$  เมื่อส่วนประกอบ  $I_i$  ใดๆ คือผลรวมของกระแสจากแหล่งจ่ายอิสระที่ไหลเข้าสู่โหนดที่  $i$

ขั้นตอนที่ 4 : สร้างแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนด  $Y_{N \times N} \equiv \{y_{ij}\}$  ที่มีมิติขนาด  $(N \times N)$  ซึ่งหาได้จาก

กำหนดให้  $y_{ij}$  คือ ผลรวมของแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดที่เชื่อมต่อกับโหนด  $i$

และ  $-y_{ij}$  คือผลรวมของแอดมิตแตนซ์ที่เชื่อมต่อระหว่างโหนด  $i$  กับ  $j$

และ  $Y_{N \times N}$  เป็นเมตริกซ์แบบสมมาตรที่มีเครื่องหมายลบหน้าองค์ประกอบทุกตัวยกเว้นในแนวเส้นทะแยงมุมจากบนซ้ายลงล่างขวาซึ่งจะเป็นบวกทั้งหมด ดังนั้นจะได้

$$y_{ij} = -\left[ g_{ij} + sC_{ij} + \frac{1}{sL_{ij}} \right] = y_{ij}, \quad \text{เมื่อ } i \neq j \quad (2.4)$$

และ

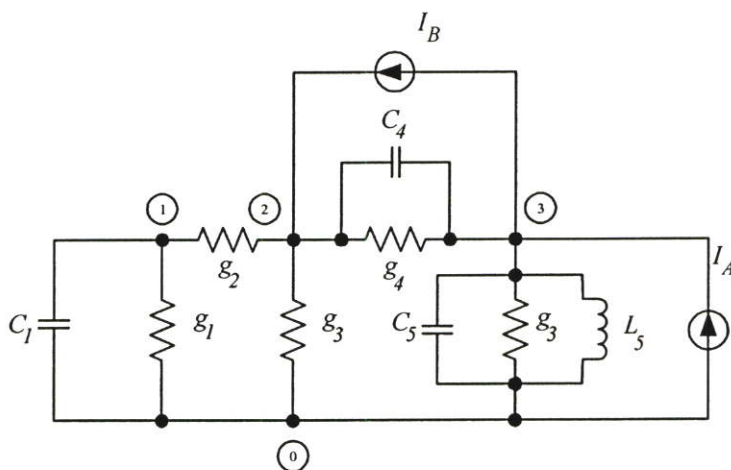
$$y_{ii} = \left[ g_{ii} + sC_{ii} + \frac{1}{sL_{ii}} \right] \quad (2.5)$$

ขั้นตอนที่ 5 : สมการเชิงโหนดของวงจรสามารถเขียนได้ในรูปเมทริกซ์ดังนี้

$$I = Y_{N \times N} V \quad (2.6)$$

เมื่อ  $V$  คือ คอลัมน์เวกเตอร์ของแรงดันที่โหนดที่ต้องการทราบค่า  $\{V_1, V_2, \dots, V_j, \dots, V_N\}'$  สมการที่ (2.6) นี้เป็นชุดสมการเชิงเส้น  $N$  สมการของตัวแปรอิสระ  $N$  ตัว ซึ่งจะมีคำตอบเดียวสำหรับ  $V_1, \dots, V_N$  และสามารถแก้สมการได้ด้วยวิธีต่างๆ มากมายเช่น กฎครเมอร์ (Cramer's rule)

ตัวอย่างการหาสมการเชิงโหนดของโครงข่ายพาสซีฟแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การวิเคราะห์โครงข่ายพาสซีฟ

ขั้นตอนที่ 1 และ 2 แสดงดังรูปที่ 2.9 การคำนวณกระทำเพื่อหาค่าของ  $V_1, V_2, V_3$  ของโหนด 1, 2, 3 ตามลำดับ ในขั้นตอนที่ 3 เราจะได้เวกเตอร์ของกระแส  $I$  ที่มีขนาด  $(3 \times 1)$

$$I = \begin{bmatrix} 0 \\ +I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

และในขั้นตอนที่ 4 จะได้ผลลัพธ์เป็นแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(3 \times 3)$  หรือ  $Y_{3 \times 3}$

$$Y_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} (g_1 + g_2 + sC_1) & -g_2 & 0 \\ -g_2 & (g_2 + g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ 0 & -(g_4 + sC_4) & \left( g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} + g_4 + sC_4 \right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

ในขั้นสุดท้าย คือการเขียนสมการเชิงโหนดจะได้

$$\begin{bmatrix} 0 \\ +I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + g_2 + sC_1) & -g_2 & 0 \\ -g_2 & (g_2 + g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ 0 & -(g_4 + sC_4) & \left( g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} + g_4 + sC_4 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

เมื่อทำการแก้สมการพีชคณิตก็จะได้ค่าแรงดัน  $V_1, V_2, V_3$  ที่ต้องการ

#### 2.4.1.2 การวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายมูลเลอร์

หลังจากศึกษาวิธีการวิเคราะห์โครงข่ายพาสซีฟเรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการวิเคราะห์โครงข่ายที่มีมูลเลอร์  $K$  ตัว ต่ออยู่ระหว่างโหนดภายใน หากเราทำการถอดมูลเลอร์ออก ก็จะหาแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N \times N)$  ได้ดังขั้นตอนที่ 4 ในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งสามารถเขียนเป็นแผนผังได้ดังรูปที่ 2.10(ก) หมายเลขโหนดทั้งหมดจำนวน  $(N + 1)$  จุด ถูกนำมาเขียนแสดงไว้ด้านนอก ซึ่งเป็นจุดที่มูลเลอร์และนอเรเตอร์สามารถเชื่อมต่ออยู่ได้ เริ่มต้นด้วยการพิจารณามูลเลอร์เพียงตัวเดียว โดยสมมติให้ถูกเชื่อมต่ออยู่ระหว่างจุด  $p$  กับจุด  $q$  ดังรูปที่ 2.10(ข) เป็นผลให้แรงดันระหว่างจุด  $p$  กับจุด  $q$  กลายเป็นศูนย์ นั่นคือ  $V_p = V_q$  เมื่อพิจารณาเทียบกับจุดอ้างอิงโหนด 0 และเนื่องจาก  $V_p$  กับ  $V_q$  มีค่าเท่ากันจึงอาจแทนด้วย  $V_{pq} = V_p = V_q$  จะได้สมการเชิงโหนดเป็น

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & & & \\ \vdots & & & \\ \vdots & & & \\ y_{N1} & \dots & \dots & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $V_{pq}$  2 ตัวที่เพิ่มเข้ามาในคอลัมน์เวกเตอร์  $V$  นั้น แทนค่า  $V_p$  และ  $V_q$  อันเป็นผลมาจากการเพิ่มมูลเลขเตอร์เข้าไปในวงจรนั่นเอง ซึ่งสมการที่ (2.10) นี้ สามารถนำมาทำการเขียนใหม่เพื่อลดรูปเหลือขนาดมิติเป็น  $N \times (N-1)$  ได้โดยการบวกคอลัมน์ลำดับที่  $q$  เข้ากับคอลัมน์ลำดับที่  $p$  ของเมตริกซ์  $Y_{N \times N}$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $q$  ทิ้งไป เมตริกซ์ผลลัพธ์ที่ได้จะกลายเป็นเมตริกซ์  $Y_{N, N-1}$  ที่ใช้อธิบายระบบของสมการดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & (y_{1p} + y_{1q})y_{1,p+1} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & & (y_{2p} + y_{2q})y_{2,p+1} & \dots & y_{2N} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & & (y_{Np} + y_{Nq})y_{N,p+1} & \dots & y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_{pq} \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

จะสังเกตเห็นได้ว่าตอนนี้จำนวนตัวแปรที่ต้องการทราบค่าได้ลดลงไปหนึ่งตัวแล้ว จากนั้นกระทำการขบวนการข้างต้นซ้ำจนกว่ามูลเลขเตอร์ทั้ง  $K$  ตัวจะได้รับการพิจารณาครบ ซึ่งจะได้แอดมิทแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดสุดท้ายเป็น  $Y_{N, N-K}$  มีความเป็นไปได้ที่มูลเลขเตอร์บางตัวอาจจะต่ออยู่กับจุดอ้างอิงโหนด 0 ซึ่งหากมูลเลขเตอร์ตัวนั้นต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $k$  กับโหนดที่ 0 แน่แน่นอนว่าจะทำให้  $V_k = 0$  ด้วย ดังนั้นทำให้พจน์  $y_{ik}V_k$  ที่ปรากฏภายในแต่ละแถวของเชิงโหนดสามารถถูกลบออกไปได้ นั่นคือหากมีมูลเลขเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $k$  ใดๆ กับโหนด 0 แล้วเราสามารถลบคอลัมน์ที่  $k$  นั้นทิ้งได้เสียและแน่นอนว่าขนาดของเมตริกซ์  $Y$  ย่อมลดลงเช่นกัน

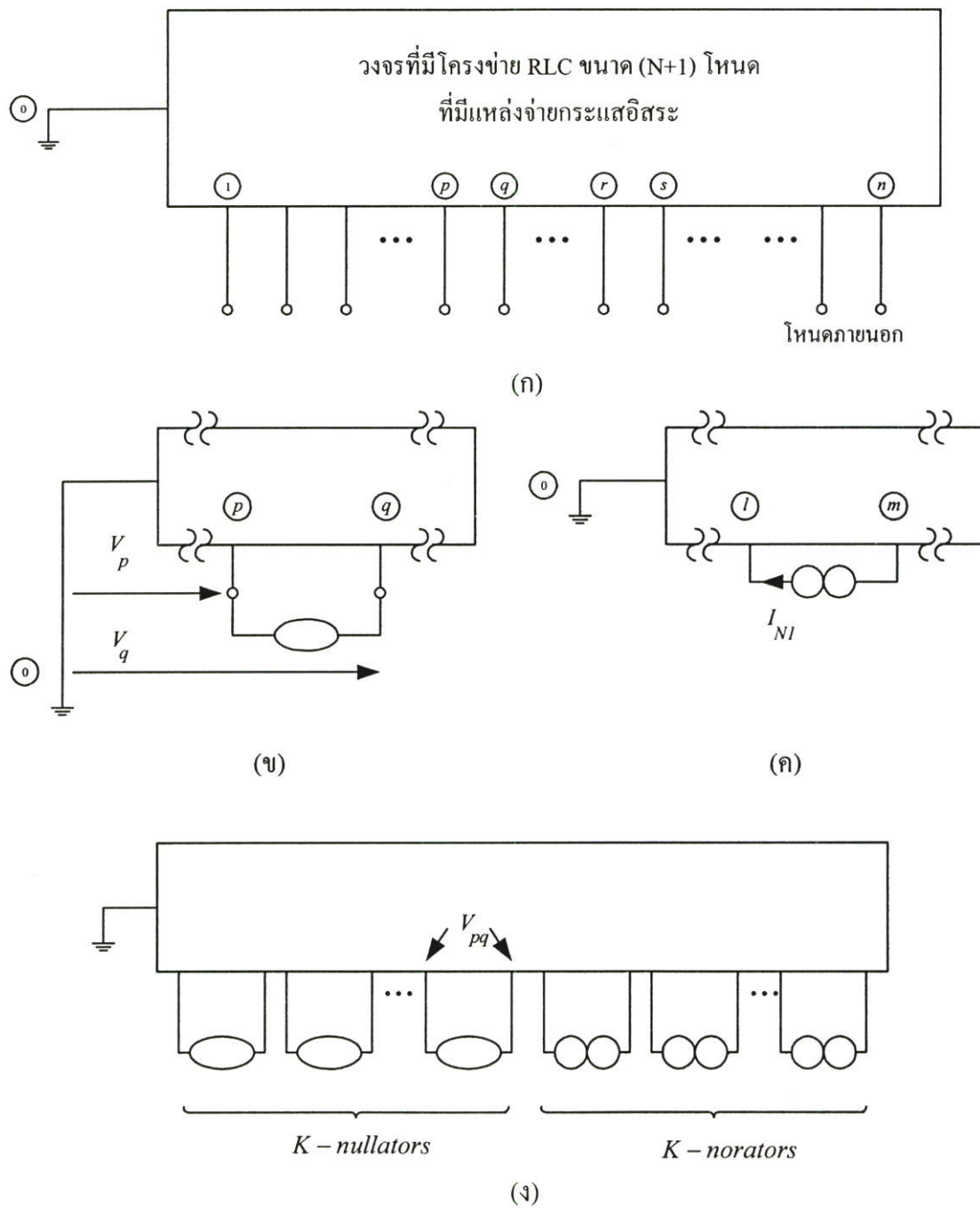
เมื่อพิจารณามูลเลขเตอร์ครบทั้ง  $K$  ตัวแล้ว เราจึงเริ่มที่จะพิจารณานอเรเตอร์บ้าง จากรูปที่ 2.10(ค) สมมุติให้นอเรเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $l$  และ  $m$  จะได้สมการกระแสอยู่ในรูป

$$I_l = \sum_r y_{lr}V_r \quad (2.12)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $l$  ก่อนใส่ นอเรเตอร์ และ

$$I_m = \sum_r y_{mr} V_r \tag{2.13}$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $m$  ก่อนใส่แอมเพอเรจ์ เมื่อ  $r$  คือจำนวนองค์ประกอบทั้งหมดที่เหลืออยู่ในแถวๆนั้น และ  $V_r$  คือเวกเตอร์ของแรงดันโหนดที่ต้องการทราบค่าหลังถูกลดขนาดด้วยนูลเล-



รูปที่ 2.10 โครงข่ายนูลเลเตอร์

เตอร์เหลือ  $(N - K) \times 1$  แล้ว จากนั้นเริ่มต้นพิจารณาอเรเตอร์ตัวแรก ซึ่งจะส่งผลต่อสมการกระแสที่โหนด  $l$  และ  $m$  เนื่องจากกระแสไม่ทราบค่า  $I_{N1}$  ที่ไหลผ่านอเรเตอร์นั่นเอง โดยจะเป็น

$$I_1 + I_{N1} = \sum_r y_{lr} V_r \quad (2.14)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $l$  และ

$$I_m - I_{N1} = \sum_r y_{mr} V_r \quad (2.15)$$

เป็นสมการเชิงโหนดที่จุด  $m$  แต่เนื่องจากเราต้องการทราบค่าแรงดันที่โหนด จึงไม่ต้องการให้มีตัวแปรทางกระแสอื่นๆอย่าง  $I_{N1}$  ปรากฏอยู่ในสมการ ซึ่งเราสามารถกำจัดได้โดยการบวกสมการที่ (2.14) เข้ากับสมการที่ (2.15) จะได้

$$I_1 + I_m = \sum_r y_{mr} V_r \quad (2.16)$$

เห็นได้ว่าเหมือนกับการบวกแถวลำดับที่  $l$  เข้ากับลำดับที่  $m$  ของแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์ แล้วจึงลบแถวที่  $l$  ออก ทำให้ขนาดของเมตริกซ์ลดลงหนึ่งแถว ได้เป็น  $Y_{N-1, N-k}$  ทำตามกระบวนการนี้กับทุกๆ โหนดที่มีอเรเตอร์อยู่ จนกระทั่งครบทั้ง  $K$  ตัว ก็จะได้แอดมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N - K) \times (N - K)$  ที่แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันโหนดที่ต้องการทราบ  $(N - K)$  ค่าด้วยสมการ  $(N - K)$  สำหรับวงจรที่มี  $(N + 1)$  โหนดและนูลเลอร์  $K$  ดังแสดง ในรูปที่ 2.10 (ง)

ข้อน่าสังเกต วิธีการลดแถวตามอเรเตอร์นี้ จะใช้ไม่ได้กับอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่  $i$  ใดๆ กับโหนดอ้างอิง ทั้งนี้เพราะเราไม่สามารถระบุสมการของแถวที่สองได้นั่นเอง เราจะทราบเพียงสมการที่โหนด  $i$  ซึ่งมีค่าเป็น

$$I_i + I_{Ni} = \sum_r y_{ir} V_r \quad (2.17)$$

เมื่อ  $I_i$  คือแหล่งจ่ายกระแสจากแหล่งจ่ายอิสระที่ไหลเข้าและออกโหนด  $i$  และ  $I_{Ni}$  คือกระแสที่ไหลผ่านอเรเตอร์เข้าและออกโหนด  $i$  จากการวิเคราะห์พบว่าสมการที่ (2.17) นี้เป็นส่วนเกินและไม่มีควมจำเป็นต่อการแก้สมการ เราจึงสามารถลบแถวที่  $i$  ออกจากสมการโหนดได้ และหากสมมุติให้มีอเรเตอร์จำนวน  $P$  ตัวที่ถูกต้องอยู่กับโหนดอ้างอิง เราจะได้  $(N - K + P)$  สมการสำหรับหาแรงดันโหนดที่ไม่ทราบค่า  $(N - K)$  ตัวและกระแสไหลผ่านอเรเตอร์ไม่ทราบค่า  $I_{Ni}$

จำนวน  $P$  ตัว แต่อย่างไรก็ตาม เราไม่มีความจำเป็นต้องพิจารณาสมการที่มี  $I_{N_i}$  ปรากฏอยู่ เนื่องจากเราไม่ได้ต้องการหาค่าตัวแปร  $I_{N_i}$  อยู่แล้ว เพราะฉะนั้น แม้จะลบทั้ง  $P$  สมการนี้ไปเราก็ยังสามารถหาค่าตอบที่ต้องการจาก  $(N-K)$  สมการ สำหรับแรงดันโหนดที่ต้องการทราบค่า  $(N-K)$  ตัวคือ  $V_1, V_2, \dots, V_{pq}, \dots, V_N$  ได้อยู่ดี

จากกระบวนการต่างๆ ข้างต้น สามารถสรุปเป็นขั้นตอนการวิเคราะห์วงจรอนุเลข RC ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 : ถอดอนุเลขทั้ง  $K$  ตัวออกจากวงจร เหลือไว้เพียงวงจรพาสซีฟขนาด  $(N-1)$  โหนด แล้วกำหนดโหนดอ้างอิงให้กับวงจร

ขั้นตอนที่ 2 : สร้างสมการเชิงโหนดของโครงข่ายพาสซีฟในรูปสมการเมตริกซ์ โดยมี  $Y_{N \times N}$  เป็นแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดของวงจร

ขั้นตอนที่ 3 : สำหรับอนุเลขเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดลำดับที่  $p$  และ  $q$  ใดๆ ให้นำคอลัมน์ที่  $q$  ในเมตริกซ์  $Y$  บวกเข้ากับคอลัมน์ที่  $p$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $q$  นั้นทิ้งไป จำนวนคอลัมน์ของเมตริกซ์  $Y$  ก็จะลดลงเหลือเป็น  $(N-1)$  ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับอนุเลขเตอร์ทุกตัวที่ไม่ได้ต่ออยู่กับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่ 4 : สำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนดลำดับที่  $l$  และ  $m$  ใดๆ ให้นำแถวที่  $l$  ของสมการเชิงโหนดบวกเข้ากับแถวที่  $m$  แล้วจึงลบแถวที่  $l$  นั้นทิ้งไป อันนี้หมายถึงรวมทั้งการบวกกันของ  $I_m$  กับ  $I_l$  และองค์ประกอบทุกตัวของแถวที่  $m$  กับแถวที่  $l$  ในแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ด้วย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนอเรเตอร์ทุกตัวที่ไม่ได้อยู่กับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่ 5 : สำหรับอนุเลขเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด  $k$  ใดๆ กับโหนดอ้างอิง ให้ทำการลบคอลัมน์ที่  $k$  ในแอดมิตแตนซ์นั้นออกได้เลย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับอนุเลขเตอร์ทุกตัวที่ถูกต้องอยู่กับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่ 6 : สำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด  $i$  ใดๆ กับโหนดอ้างอิง ให้ทำการลบสมการในแถวที่  $i$  นั้นออกได้เลย อันนี้หมายถึงรวมถึงการลบ  $I_i$  และแถวลำดับที่  $i$  ภายในแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ด้วย ทำขั้นตอนนี้ซ้ำกับนอเรเตอร์ทุกตัวที่ถูกต้องอยู่กับโหนดอ้างอิง

ขั้นตอนที่ 7 : จาก 6 ขั้นตอนข้างต้นเราจะสามารถลดรูปแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดขนาด  $(N \times N)$  ของวงจรพาสซีฟ เหลือเป็นแอดมิตแตนซ์เชิงโหนดขนาด  $(N-K) \times (N-K)$  ของโครงข่าย  $RLC$  ขนาด  $(N+1)$  โหนดที่มีอนุเลขเตอร์อยู่  $K$  ตัวซึ่งเราจะได้  $(N-K)$  สมการเพื่อหาค่าแรงดันโหนดจำนวน  $(N-K)$  ค่าตามที่ต้องการ (แต่วิธีการนี้เราจะไม่สามารถหาค่ากระแสที่ไหลผ่านนอเรเตอร์  $I_{N_i}$  และกระแสในแต่ละแขนงได้โดยตรง จำเป็นต้องนำแรงดันโหนดที่ได้มาคำนวณอีกต่อหนึ่ง)

จากขั้นตอนที่ได้สรุปไว้ พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.11(ก) ซึ่งเป็นโครงข่ายอนุเลขเตอร์ที่ดัดแปลงมาจากวงจรในรูปที่ 2.9 โดยให้มีอนุเลขเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนดที่ 1 กับ 2 และนอเรเตอร์ต่ออยู่

ระหว่างโหนดที่ 2 กับโหนดที่ 3 จากสมการเชิงโหนดที่ได้คิดเอาไว้ดังสมการที่ (2.9) เมื่อมีนูลเลเตอร์ต่ออยู่ระหว่างโหนด 1 กับ 2 ก็ทำให้การบวกคอลัมน์ที่ 1 กับ 2 ในแอดมิตแดนซ์เมตริกซ์เชิงโหนดเข้าด้วยกันโดยให้  $V_{1,2} = V_1 = V_2$  จะได้

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_B \\ I_A - I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + sC_1) & 0 \\ (g_3 + g_4 + sC_4) & -(g_4 + sC_4) \\ -(g_4 + sC_4) & \left( g_4 + sC_4 + g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,2} \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

และสำหรับนอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ระหว่างโหนด 2 กับ 3 จะส่งผลให้สามารถนำสมการแถวที่ 3 ไปบวกกับแถวที่ 2 ได้ จากนั้นก็ลบสมการส่วนเกินคือแถวที่ 3 ออกไป ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_1 + sC_1) & 0 \\ g_3 & \left( g_5 + sC_5 + g_5 + \frac{1}{sL_5} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1,2} \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

จากสมการเชิงโหนดที่ได้ สามารถหาค่าแรงดันที่โหนดต่างๆได้ง่ายๆคือ

$$V_1 = V_2 = 0 \quad \text{และ} \quad V_3 = \frac{I_A}{g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5}} \quad (2.20)$$

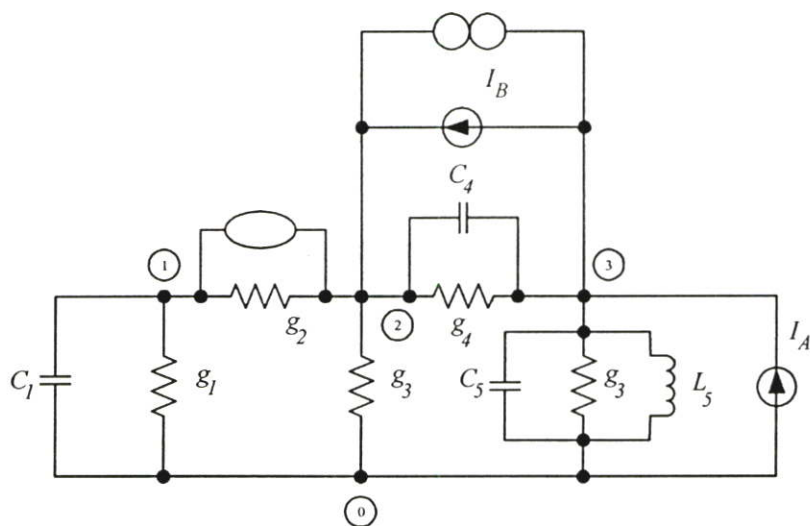
ลองพิจารณาวงจรนี้อีกครั้ง โดยอาศัยเทคนิคการลดรูปในหัวข้อ 2.3.2 จะได้ว่า อาศัยวงจรสมมูลที่ 4 ตัวนำ  $g_2$  กับนูลเลเตอร์สามารถตัดทิ้งได้ จากวงจรสมมูลที่ 1 ชุดตัวเก็บประจุ  $C_1$  ที่ขนานกับความนำ  $g_1$  แทนได้ด้วยการเปิดวงจร จากวงจรสมมูลที่ 3 ความนำ  $g_3$  แทนได้ด้วยการเปิดวงจร และจากวงจรสมมูลที่ 4 ชุดตัวเก็บประจุ  $C_4$  ที่ขนานกับความนำ  $g_4$  แทนได้ด้วยการเปิดวงจร ผลลัพธ์ที่ได้แสดงดังวงจรในรูปที่ 2.11 (ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่า โหนดที่ 1 และ 2 กลายเป็นโหนดเดียวกันและมีแรงดันเท่ากับศูนย์ ในขณะที่สามารถเขียนสมการเชิงโหนดของวงจรได้เป็น

$$I_A = V_3 \left( g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5} \right) \quad (2.21)$$

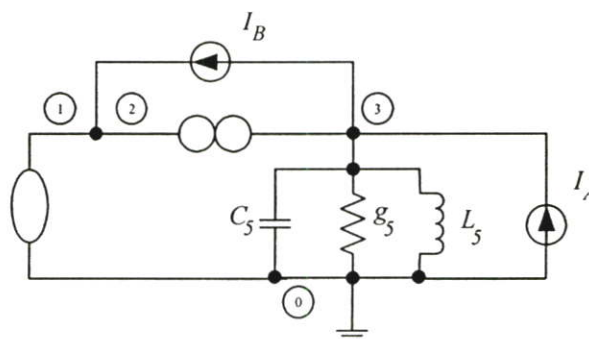
หรือ

$$V_3 = \frac{I_A}{(g_5 + sC_5 + \frac{1}{sL_5})} \quad (2.22)$$

ซึ่งจะถูกต้องตามการคาดหมายว่าสมการที่ (2.22) ให้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.20)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.11 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงโหนดของโครงข่ายมูลเลอร์ RC

#### 2.4.2 วิธีการวิเคราะห์เชิงลูป

นอกเหนือจากการวิเคราะห์เชิงโหนดแล้ว A.C. Davies ยังได้นำเสนอการวิเคราะห์โครงข่ายมูลเลอร์เชิงลูปเอาไว้อีกด้วย ซึ่งก็ได้ดัดแปลงมาจากการวิเคราะห์เชิงลูปของโครงข่ายพาสซีฟ RLC ทั่วไปนั่นเอง วงจรที่นำมาวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะต้องประกอบขึ้นจากอุปกรณ์ RLC แหล่งจ่ายแรงดันอิสระ และมูลเลอร์เท่านั้น โดยสมมุติให้ภายในวงจรมี  $L$  ลูปและมีมูลเลอร์อยู่  $K$  ตัวเป้าหมายในการวิเคราะห์ก็คือ การหาค่ากระแสภายในลูปจำนวน  $N$  ค่าคือ  $I_1, I_2, \dots, I_N$  สำหรับการวิเคราะห์เชิงลูปของโครงข่ายพาสซีฟก็จะคล้ายคลึงกับการวิเคราะห์เชิงโหนด และสามารถศึกษา

เพิ่มเติมได้จากหนังสือการวิเคราะห์วงจรและโครงข่ายไฟฟ้าทั่วไป [47], [48] จึงขอข้ามมากล่าวถึงขั้นตอนการวิเคราะห์เชิงรูปของโครงข่ายนูลเตอร์ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 : กำหนดหมายเลขในแต่ละลูป ของโครงข่ายนูลเตอร์ให้เป็น  $I, II, III, \dots$  ไปเรื่อยๆแล้วจึงสร้างกระแสภายในลูปที่ต้องการทราบค่า  $I_1, I_2, \dots, I_N$  ให้มีทิศทางตามเข็มนาฬิกา

ขั้นตอนที่ 2 : แทนนูลเตอร์และนอเรเตอร์ทุกตัวด้วยการปิดวงจร ก็จะได้โครงข่ายพาสซีฟขนาด  $N$  ลูป แล้วจึงเขียนสมการเชิงรูปของโครงข่ายพาสซีฟนี้ในรูป

$$E = ZI \quad (2.23)$$

เมื่อ  $E = \{E_1, E_2, \dots, E_N\}'$  เป็นคอลัมน์เวกเตอร์ของแรงดันภายในลูปที่ทราบค่าและ  $\{I_1, I_2, I_3, \dots, I_N\}'$  เป็นคอลัมน์เวกเตอร์ของกระแสภายในลูปที่ต้องการคำนวณหา ส่วน  $Z$  คืออิมพีแดนซ์เมตริกซ์ลูปที่มีมิติเป็น  $(N \times N)$

ขั้นตอนที่ 3 : สำหรับนูลเตอร์ที่ปรากฏร่วมอยู่ระหว่างลูปที่  $j$  และ  $k$  ใดๆ จะส่งผลให้  $I_j = I_k = I_{jk}$  ทำให้สามารถนำคอลัมน์ที่  $j$  ในเมตริกซ์  $Z$  บวกเข้ากับคอลัมน์ที่  $k$  แล้วจึงลบคอลัมน์ที่  $j$  นั้นทิ้งได้

ขั้นตอนที่ 4 : สำหรับนอเรเตอร์ที่ปรากฏอยู่ระหว่างลูปคู่ใดๆ เราสามารถทำการบวกแฉวของลูปคู่่นั้นในสมการ  $E = ZI$  เข้าด้วยกันได้ อันเป็นผลมาจาก หากมีนอเรเตอร์อยู่ระหว่างลูปที่  $p$  กับ  $q$  ใดๆ และถ้าให้แรงดันที่ตกคร่อมนอเรเตอร์เป็น  $V_N$  แล้ว เมื่อใช้สมการ KVL กับลูป  $p$  และ  $q$  จะได้ว่า

$$\sum E_p + V_N = \sum_r Z_{rp} I_r \quad (2.24)$$

และ

$$\sum E_p + V_N = \sum_r Z_{rp} I_r \quad (2.25)$$

เมื่อทำการบวกแฉวที่  $p$  เข้ากับแฉวที่  $q$  จะได้

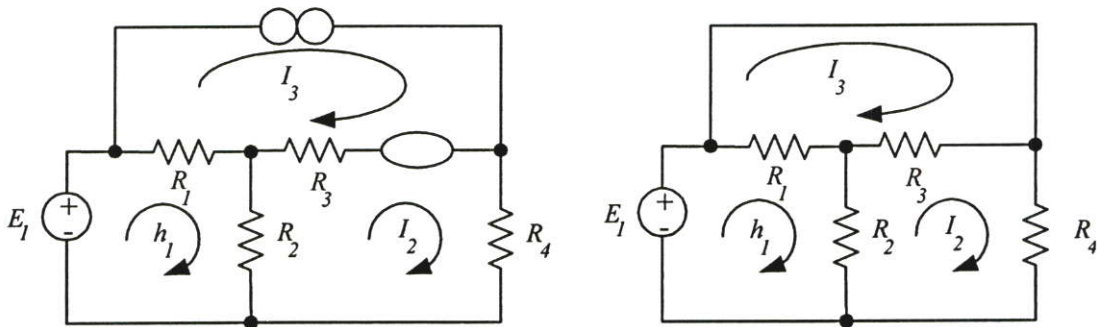
$$E_p + E_q = \sum_r (Z_{rp} + Z_{rq}) I_r \quad (2.26)$$

ขั้นตอนที่ 5 : ลบคอลัมน์ในเมทริกซ์  $Z$  ที่สัมพันธ์กับนูลเตอร์ตัวที่ปรากฏอยู่ในรูปเพียงรูปเดียวโดยไม่ได้ใช้ร่วมกับรูปอื่น ทั้งนี้เนื่องจากนูลเตอร์ที่ปรากฏเฉพาะภายในรูป  $p$  ใดๆ โดยไม่มีการต่อร่วมกับรูปอื่น แสดงว่า  $I_p = 0$ แน่นอน เราจึงสามารถลบคอลัมน์ที่  $p$  นี้ ออกได้เลย

ขั้นตอนที่ 6 : ลบแถวภายในสมการ  $E = ZI$  ที่สัมพันธ์กับนูลเตอร์ตัวที่ปรากฏอยู่ในรูปเพียงรูปเดียวโดยไม่ได้ใช้ร่วมกับรูปอื่น ทั้งนี้เนื่องจากนูลเตอร์ที่ปรากฏเฉพาะภายในรูป  $k$  ใดๆ โดยไม่มีการต่อร่วมกับรูปอื่นนั้น จะกลายเป็นส่วนเกินและไม่ได้ใช้ประโยชน์โดยสมการจะอยู่ในรูป

$$E_k + V_N = \sum_r Z_{rk} I_r \quad (2.27)$$

ซึ่งถึงแม้ว่าจะลบสมการนี้ไป ก็ยังคงเหลืออีก  $(N - K)$  สมการ สำหรับหาค่าของกระแสภายในรูปจำนวน  $(N - K)$  ตัว เมื่อ  $K$  คือจำนวนของนูลเตอร์ในวงจร สมการผลลัพธ์สุดท้ายที่ได้เป็นสมการเชิงรูปของวงจรโครงข่ายขนาด  $N$  รูป ที่มีนูลเตอร์อยู่  $K$  ตัว



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการวิเคราะห์เชิงรูปของโครงข่ายนูลเตอร์ RC

จากขั้นตอนต่างๆ ข้างต้น ลองพิจารณาวงจรที่ 2.12(ก) ซึ่งเป็นวงจรโครงข่ายที่มีนูลเตอร์ตัวเดียว มี 3 รูป กำหนดหมายเลขรูปให้เป็น  $I, II, III$  และมี  $I_1, I_2, I_3$  เป็นกระแสภายในรูปตามลำดับ จากขั้นตอนที่ 2 จะได้ว่าวงจรโครงข่ายพาสซีฟดังรูปที่ 2.12(ข) ซึ่งมีสมการเชิงรูปดังนี้

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -R_2 & -R_1 \\ -R_2 & -(R_1 + R_2) & +R_3 \\ +R_1 & +R_3 & (R_1 + R_3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

จากขั้นตอนที่ 3 นูลเตอร์ในรูปที่ 2.12 (ก) ถูกต่อรวมอยู่ระหว่างรูปที่  $II$  กับ  $III$  เราจึงสามารถนำคอลัมน์ที่ 3 ในเมทริกซ์ข้างบนรวมเข้ากับคอลัมน์ที่ 2 และจะได้ตัวแปรใหม่เป็น  $I_{2,3} = I_2 = I_3$  จะ

ได้สมการใหม่ที่เงื่อนไข มายังขั้นตอนที่ 6 ซึ่งมีนอเรเตอร์ที่สัมพันธ์กับกระแสภายในรูป  $I_3$  เพียงตัวเดียว ทำให้เราสามารถลดรูปแล้วเป็น

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -(R_1 + R_2) \\ -R_2 & (R_2 + R_4) \\ -R_1 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{2,3} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

ข้ามขั้นตอนที่ 4 และ 5 เพราะไม่ตรงเงื่อนไข มายังขั้นตอนที่ 6 ซึ่งมีนอเรเตอร์ที่สัมพันธ์กับกระแสภายในรูป  $I_3$  เพียงตัวเดียว ทำให้เราสามารถลบแถวที่ 3 ของสมการข้างบนได้ และจะได้สมการเชิงรูปสุดท้ายเป็น

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & -(R_1 + R_2) \\ -R_2 & (R_2 + R_4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_{2,3} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

สุดท้ายเมื่อทำการแก้สมการแล้วจะได้กระแสในแต่ละรูปเป็น

$$I_1 = \frac{(R_2 + R_4)E_1}{R_4(R_1 + R_2)} \quad \text{และ} \quad I_2 = I_3 = \frac{R_2 E_1}{R_4(R_1 + R_2)} \quad (2.31)$$

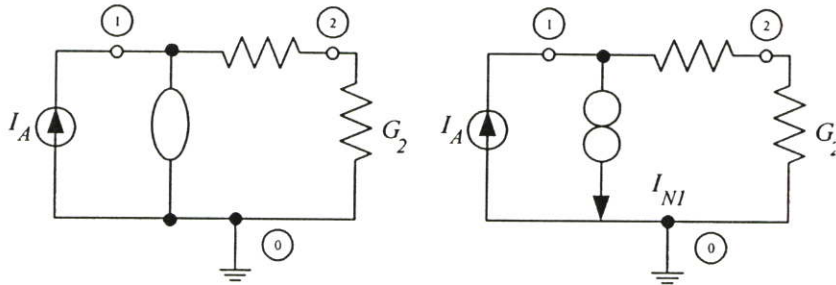
### 2.4.3 ผลของวงจรที่มีจำนวนนอเรเตอร์ไม่เท่ากับนอเรเตอร์

จากที่ได้กล่าวไว้ตั้งแต่ตอนต้นว่า เราจำเป็นต้องกำหนดให้ภายในวงจรมีจำนวนนอเรเตอร์สมมุติให้เป็น  $K_Z$  เท่ากับจำนวนนอเรเตอร์สมมุติให้เป็น  $K_A$  นั่นคือ  $K_Z = K_A = K$  เสมอ ซึ่งหาก  $K_Z \neq K_A$  แล้วเราอาจสามารถพิจารณาผลที่เกิดขึ้นได้จากวิธีการวิเคราะห์เชิงโหนด โดยการแก้สมการ  $I = YV$  และเมื่อลดรูปสมการตามขั้นตอนเรียบร้อยแล้วมิติของเมตริกซ์  $I, Y$  และ  $V$  จะเป็น

$$\left. \begin{array}{l} I: \quad (N - K_A) \times 1 \\ Y: \quad (N - K_A) \times (N - K_Z) \\ V: \quad (N - K_Z) \times 1 \end{array} \right\} \quad (2.32)$$

จำนวนของสมการและจำนวนตัวแปรอิสระไม่ทราบค่าใน  $I = YV$  มีจำนวนเท่า  $(N - K_A)$  และ  $(N - K_Z)$  ตามลำดับ ถ้าหาก  $K_Z > K_A$  แล้ว จำนวนของสมการจะมีมากกว่าจำนวนตัวแปรไม่ทราบค่าทำให้เกิดความไม่ลงรอยขึ้น เราจะไม่สามารถหาผลลัพธ์ไม่ไร้สาระ (nontrivial

solution) หรือผลลัพธ์ที่ไม่เป็นศูนย์ทั้งหมดของเวกเตอร์  $V$  ได้ และในทางตรงข้าม หาก  $K_Z < K_A$  จำนวนของตัวแปรไม่ทราบค่าจะมีมากกว่าจำนวนสมการ ทำให้ผลลัพธ์ของเวกเตอร์  $V$  มีจำนวนเป็นอนันต์เลยทีเดียว ลองพิจารณารูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 โครงข่ายที่มีจำนวนนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์ไม่เท่ากัน

จากวงจรที่ 2.13 เราสามารถเขียนสมการเชิงโหนดของวงจรทั้งสองได้เป็น

$$\begin{bmatrix} I_A \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & -G_1 \\ -G_1 & (G_1+G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

เริ่มต้นพิจารณารูปที่ 2.13(ก) จากผลของนูลเลเตอร์ สามารถลบคอลัมน์ที่ 1 ของสมการออกได้เป็น

$$\begin{bmatrix} I_A \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1 \\ (G_1+G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

ผลลัพธ์เพียงหนึ่งเดียวที่ได้จากสมการนี้เป็นผลลัพธ์ไร้สาระ  $V_2 = 0$  ซึ่งจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ  $I_A$  และ/หรือ  $G_1$  มีค่าเป็นศูนย์เท่านั้น และจากวงจรเห็นได้ชัดว่า  $V_1 = 0$  เป็นผลลัพธ์ไร้สาระเช่นกัน

ต่อมาลองพิจารณารูปที่ 2.13 (ข) จากสมการที่ (2.33) นอเรเตอร์ที่ต่ออยู่ทำให้สามารถลบแถวที่ 1 ออกได้เป็น

$$\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1 & (G_1+G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

เมื่อแก้สมการแล้วจะพบว่าไม่สามารถหาผลลัพธ์เพียงหนึ่งเดียวของ  $V_1$  และ  $V_2$  ได้ จะได้เพียง

$$V_1 = \left[ \frac{G_1 + G_2}{G_1} \right] V_2 \quad (2.36)$$

เห็นได้ชัดว่าผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ของ  $V_1$  และ  $V_2$  จะมีจำนวนเป็นอนันต์เลยทีเดียว ดังนั้นอาจสรุปได้ว่า “เงื่อนไขสำคัญในการหาผลเฉลยเพียงหนึ่งเดียวจากสมการของโครงข่ายเชิงเส้นที่ประกอบขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ แหล่งจ่ายพลังงานอิสระและนูลเลเตอร์ ก็คือการกำหนดให้จำนวนของนูลเลเตอร์  $K_Z$  เท่ากับจำนวนของนอเรเตอร์  $K_A$ ” นั่นเอง

## 2.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของอุปกรณ์แอกทีฟเนกประสงค์ตามแนวคิดแบบนูลเลเตอร์ที่ได้รับการเสนอขึ้นโดย Carlin อันประกอบด้วยภาคอินพุตเป็นนูลเลเตอร์และภาคเอาต์พุตเป็นนอเรเตอร์ อีกทั้งยังพิสูจน์ให้เห็นว่าเราไม่สามารถพิจารณาเฉพาะตัวนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์นี้แยกเป็นอิสระจากกันได้ แต่จะต้องปรากฏอยู่เป็นคู่ในรูปของนูลเลเตอร์เสมอ และจากหลักการของอุปกรณ์แอกทีฟเนกประสงค์ อาจกล่าวได้ว่าเราสามารถสร้างโครงข่ายแอกทีฟเชิงเส้นทุกประเภทขึ้นได้จาก แหล่งจ่ายพลังงานอิสระ (independent source) นูลเลเตอร์ และอุปกรณ์พาสซีฟทั่วไป สำหรับการวิเคราะห์วงจรที่ประกอบด้วยนูลเลเตอร์นั้น จะมีด้วยกัน 2 วิธีหลักคือการวิเคราะห์เชิงโหนดและการวิเคราะห์เชิงรูป แต่จะพบว่า การวิเคราะห์เชิงโหนดนั้นจะมีความสะดวกและได้รับความนิยมมากกว่า โดยหลักการพื้นฐานของวิธีการวิเคราะห์อย่างเป็นทางการของโครงข่ายแอกทีฟนูลเลเตอร์นี้ ได้รับการดัดแปลงมาจากการวิเคราะห์โครงข่ายพาสซีฟทั่วไปที่เป็นที่รู้จักกันดี จึงช่วยให้มีความสะดวกและสามารถทำความเข้าใจเพิ่มเติมได้ไม่ยากนัก นอกจากนี้การออกแบบวงจร โครงข่ายแอกทีฟด้วยหลักการนูลเลเตอร์นั้น ยังช่วยให้ง่ายต่อการลดรูปวงจรสร้างวงจรสมมูลหรือแปลงรูปวงจรอีกด้วย

### บทที่ 3

## วงจร MTFN แบบปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

### 3.1 กล่าวนำ

เป็นที่ยอมรับกันว่าวงจร FTFN นั้นสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานทดแทนอุปกรณ์แอกทีฟชนิดอื่นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังจะเห็นได้จากมีการนำวงจร FTFN ไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชันต่างๆ มากมาย [5]-[14] ซึ่งแต่เดิมวงจร FTFN นิยมสร้างจากออปแอมป์เสียเป็นส่วนใหญ่ มีผลเสียคือสมรรถนะของวงจรที่สร้างขึ้นจะถูกจำกัดอยู่ด้วยคุณสมบัติของตัวออปแอมป์นั่นเอง ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาสร้างอุปกรณ์แอกทีฟให้มีสมรรถนะที่สูงขึ้นเช่น วงจรออปแอมป์แบบป้อนกลับด้วยกระแส และวงจรสายพานกระแส จนกระทั่งได้มีการนำเสนอวงจร FTFN โดยใช้โครงสร้างแบบทรานส์ลีนีเยอร์ขึ้น เพื่อลดข้อจำกัดทางด้านความถี่ในแบบออปแอมป์ลงไปได้ [15] แต่อย่างไรก็ตามวงจร FTFN ที่ได้มีการนำเสนอก่อนหน้านี้ไม่สามารถควบคุมสมรรถนะในการทำงานของวงจรด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เกิดความไม่สะดวกและไม่คล่องตัวในการนำไปประยุกต์ใช้งาน และยังคงใช้อุปกรณ์พาสซีฟภายนอกในการออกแบบวงจรจำนวนมาก

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์วงจร FTFN ที่มีหลายขั้วหรือวงจร MTFN โดยพัฒนาให้สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสวงจรจากภายนอก ทำให้มีความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งานได้มากขึ้น ทั้งยังเอื้ออำนวยให้เกิดความสะดวกและง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานมากยิ่งขึ้นอีกด้วย

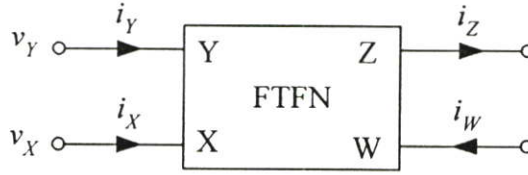
### 3.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร MTFN

โดยทั่วไปวงจร FTFN คืออุปกรณ์แอกทีฟที่มี 4 ขั้ว ซึ่งแสดงได้ด้วยสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าดังรูปที่ 3.1 โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสเป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_x \\ i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ v_w \\ v_z \\ i_w \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นว่ากระแสไหลเข้าที่ขั้ว Y ( $i_y$ ) และขั้ว X ( $i_x$ ) ต่างมีค่าเท่ากับศูนย์ ส่วนแรงดันที่ขั้ว X ( $v_x$ ) นั้นมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขั้ว Y ( $v_y$ ) และความสัมพันธ์ทางด้านเอาต์พุตเป็น

ดังนั้นกระแสที่ไหลออกจากขั้ว  $Z$  ( $i_Z$ ) นั้นมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าขั้ว  $W$  ( $i_W$ ) จากคุณสมบัติในการทำงานพื้นฐานของวงจร FTFN พบว่าอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว  $W$  กับขั้ว  $Z$  นั้นมีค่าคงที่เท่ากับหนึ่ง ไม่สามารถแปรค่าหรือปรับเปลี่ยนได้ ทำให้เป็นข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้งาน

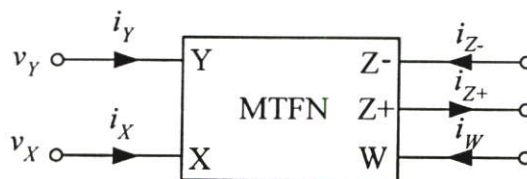


รูปที่ 3.1 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร FTFN

ดังนั้นในบทนี้จึงได้พัฒนาและปรับปรุงวงจร FTFN แบบเดิมขึ้นให้เกิดความสะดวกและคล่องตัวมากขึ้น โดยใช้ชื่อว่าวงจร MTFN ซึ่งมีสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งปรับปรุงให้สามารถแปรค่าอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว  $W$  กับขั้ว  $Z$  ได้จากกระแสไบอัสจากภายนอกหรือเขียนแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_X \\ i_X \\ i_Y \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ v_W \\ v_{Z+} \\ v_{Z-} \\ i_W \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

โดยที่  $k$  คืออัตราการส่งผ่านกระแสระหว่าง  $i_W$  กับ  $i_{Z\pm}$  ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการแปรค่ากระแสไบอัสจากภายนอก และเครื่องหมายบวกและลบแสดงถึงทิศทางของกระแส  $i_Z$



รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของวงจร MTFN ที่นำเสนอ

### 3.3 กลุ่มวงจรย่อย

เนื่องจากวงจร MTFN ที่นำเสนอนี้ประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยที่สำคัญคือ วงจรขยายค่าความนำ วงจรทรานสิเนียร์ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง และวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับอัตราขยายกระแสได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้กล่าวถึงหลักการการทำงานของวงจรรย่อยแต่ละวงจรรเสียก่อนเพื่อให้เข้าใจต่อความเข้าใจ ต่อการทำงานของวงจร MTFN ที่ได้นำเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้

#### 3.3.1 วงจรทรานสิเนียร์

หลักการของวงจรทรานสิเนียร์ ได้มีการนำเสนอและอธิบายไว้อย่างเป็นทางการโดยนาย Barrie Gilbert เมื่อปี ค.ศ. 1975 เพื่อใช้อธิบายการทำงานของกลุ่มนวงจรไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear circuit) ที่นิยมใช้กันอยู่โดยทั่วไป ยกตัวอย่างเช่น วงจรคูณ (multiplier) วงจรหาร (divider) และ วงจรยกกำลังสอง (Squarer) เป็นต้น [54] โดยที่หลักการจะอาศัยความสัมพันธ์ของค่าอัตราการส่งผ่านความนำ (transconductance) ของทรานซิสเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ ซึ่งเป็นที่มาของชื่อ “tran-linear” ซึ่งหลักการนี้ยังคงนำไปใช้อธิบายและสร้างวงจรเชิงเส้นหลายวงจร เช่น วงจรขยายคลาส AB ในภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ที่ส่วนใหญ่นิยมใช้กัน วงจรสายพานกระแส หรือแม้กระทั่งวงจรรขยายสัญญาณที่มีการป้อนกลับด้วยกระแส เป็นต้น

การพิจารณาสัญญาณในวงจรทรานสิเนียร์ทั้งส่วนขาอินพุตและขาเอาต์พุตของวงจรจะคิดอยู่ในรูปกระแสแทบทั้งสิ้น แต่มีการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อพี-เอ็นของทรานซิสเตอร์รวมด้วย ซึ่งจะเป็นผลทำให้วงจรทรานสิเนียร์ส่วนใหญ่เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส เนื่องจากมีการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อพี-เอ็นที่นำมาต่อกันอยู่ในลักษณะวงจรทรานสิเนียร์ ซึ่งจะต้องมีการทำงานที่แม่นยำและใกล้เคียงกัน โดยไม่เปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิรอบข้างและมีความสมพงษ์กันของโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเป็นผลมาจากความเข้มข้นของสารเจือในกระบวนการผลิตทรานซิสเตอร์ จะเห็นได้ว่าหลักการนี้เหมาะสมกับวงจรที่สร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีวงจรรวมมากกว่า ทำให้แม้จะมีการคิดค้นหลักการของวงจรรนี้ได้ตั้งแต่ต้นทศวรรษที่ 60 มาก่อน แต่ก็ยังไม่สามารถสร้างขึ้นจริงได้ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์แบบแยกชิ้น (discrete devices) ในขณะนั้น ต่อมาการวิเคราะห์ทรานสิเนียร์ได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว [55] การเข้าใจหลักการของวงจรทรานสิเนียร์นั้น มีประโยชน์ต่อการออกแบบสร้างวงจรรอิเล็กทรอนิกส์อย่างมากจากข้างต้นได้กล่าวเอาไว้ว่าวงจรทรานสิเนียร์นั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส แต่ความเป็นจริงแล้วพฤติกรรมต่างๆของวงจรไฟฟ้าล้วนเป็นผลมาจากความเกี่ยวเนื่องกันระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกระแสนั่นเอง ซึ่งมีตัวแปรที่เชื่อมความสัมพันธ์ทั้งสองก็คืออิมพีแดนซ์ ดังนั้นจุดสำคัญจึงอยู่ที่การเลือกระดับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกับฟังก์ชันที่ต้องการออกแบบ และในการออกแบบวงจรรด้วยทรานซิสเตอร์นั้น การไบอัสวงจรรนับเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในการกำหนดระดับอิมพีแดนซ์

การพิจารณาวงจรในรูปสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal) มีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องแสดงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งหลายให้อยู่ในรูปแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์เชิงเส้นที่รู้จักกันดี และด้วยวิธีการนี้มักพิจารณาทรานซิสเตอร์อยู่ในรูปแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current source) ที่มีค่าอัตราขยายกระแสมีติเตอร์ร่วม  $\beta$  เป็นตัวแปรสำคัญในการควบคุมคุณสมบัติของวงจร ซึ่งค่า  $\beta$  นี้มักถูกสมมุติให้เป็นค่าคงที่เทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  อันแสดงให้เห็นถึงธรรมชาติความเป็นเชิงเส้นที่ซ่อนอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์และยังลดความสำคัญของ  $V_{be}$  ลง กลายเป็นเพียงคุณสมบัติที่ประมาณเป็นค่าคงที่ของตัวอุปกรณ์เท่านั้นอีกด้วย

ในความเป็นจริงแล้วความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C$  กับ  $V_{be}$  นั้น นับว่าเป็นหัวใจหลักที่สำคัญอย่างมากของทรานซิสเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์หลักที่พบได้บ่อยที่สุดคือ

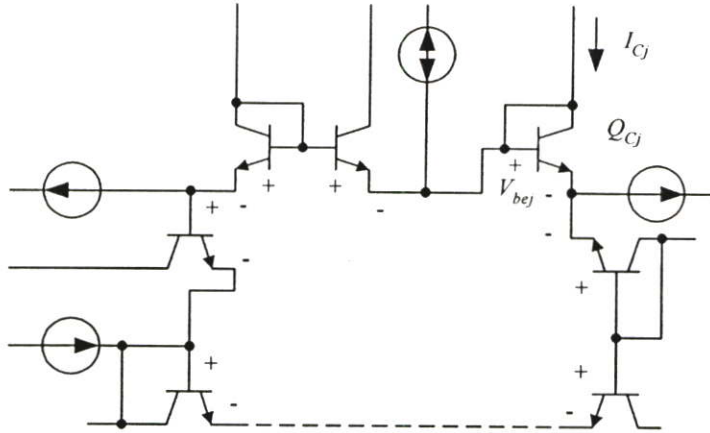
$$I_C = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.3)$$

เมื่อ  $I_S$  คือค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current)  $V_T$  คือ แรงดันไฟฟ้าเชิงอุณหภูมิ (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ  $kT/q$  หรือประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ 300 เคลวิน (K)  $k$  คือค่าคงที่โบลทซ์มานน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  จูลต่อเคลวิน (J/K)  $T$  คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K) และ  $q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  คูลอมบ์ (C) ในทางปฏิบัติส่วนมากแล้วพจน์ “-1” ในวงเล็บในสมการที่ 3.3 สามารถละทิ้งได้ โดยจะถูกนำมาพิจารณาที่ต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำๆ หรืออุณหภูมิสูงๆ ดังนั้นเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.3) จะได้

$$\frac{\delta I_C}{\delta V_{be}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $g_m$  คือค่าอัตราการส่งผ่านความนำของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ [ภาคผนวก ก] ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลกเตอร์คุณสมบัติข้อนี้นับเป็นพื้นฐานที่รู้จักกันดีในการออกแบบวงจรทั่วไป และยังเป็นหลักการสำคัญของวิธีการทางทรานสิเออร์พิจารณาวงจรปิด (closed-loop) ที่มีรอยต่อพี-เอ็น ที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่โดยจะแบ่งออกเป็น 2 พวกด้วยกันคือรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (clockwise : cw) กับรอยต่อพี-เอ็นที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counterclockwise : ccw) ดังรูปที่ 3.3 หลักการนี้สามารถใช้กับวงจรทราน-

ลิเนียร์เพียงวงเดียว หรือจะมีหลายวงซ้อนทับกันอยู่ก็ได้ และสำหรับรอยต่อพี-เอ็นที่กล่าวไว้ข้างต้นอาจจะเป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หรือ จะเป็นไดโอดก็ไม่ผิดแต่อย่างใด แต่ทว่าเพื่อให้ผลที่ถูกต้องแม่นยำการใช้รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์จะเหมาะสมกว่าอย่างยิ่ง จากรูปที่ 3.3 ทำการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าเบส-อิมิตเตอร์รอบวงจะได้



รูปที่ 3.3 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานลิเนียร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์

$$\sum_{j=1}^N V_{bej} = 0 \quad (3.5)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{bej} = \sum_{CCW} V_{bej} \quad (3.6)$$

โดยที่

$$V_{bej} = V_T \ln \left( \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} \right) \quad (3.7)$$

หรือ

$$V_{bej} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{Cj}}{A_j J_S} \right) \quad (3.8)$$

และ

$V_{bej}$  คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  มีหน่วยเป็น โวลต์ (V)

$I_{Cj}$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)

$I_{Sj}$  คือ กระแสอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)

$A_j$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร ( $\text{cm}^2$ )

แทนสมการที่ (3.8) ลงในสมการที่ (3.6) โดยสมมุติทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ เนื่องจากผลของเทคโนโลยีวงจรรวม จะได้

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) \quad (3.9)$$

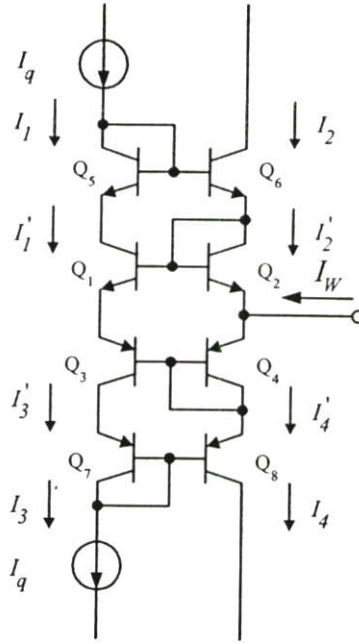
และคุณสมบัติอีกประการของเทคโนโลยีวงจรรวม ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวได้รับอุณหภูมิใกล้เคียงกันมากที่สุด เป็นผลให้สามารถเขียนสมการที่ (3.9) ได้ใหม่เป็น

$$\prod_{CW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) = \prod_{CCW} \left(\frac{I_{Cj}}{A_j}\right) \quad (3.10)$$

ซึ่ง  $I_{Cj}/A_j$  ก็คือค่าความหนาแน่นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั่นเอง จากสมการที่ (3.10) จึงสามารถสรุปเป็นหลักการทรานสิเออร์สำหรับทรานซิสเตอร์ได้ว่า “ผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา”

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรานส์ลิเนียร์รูปที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 8 ตัว จากการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของกระแสภายนอกกับกระแสภายในรูป [ภาคผนวก ข] เมื่อ  $I_q$  คือกระแสไบอัส และกระแสสัญญาณจากวงจรขยายความแตกต่างในส่วนภาคหน้า จะได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \\ I'_2 &= I_2 - \frac{I_1}{\beta_1} \\ I'_3 &= I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \\ I'_4 &= I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.4 ทรานสิเอียร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว

หากทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพียงกันจะได้  $\beta_1 = \beta_6 = \beta_N$  และ  $\beta_3 = \beta_8 = \beta_P$  เมื่อ  $\beta_N$  และ  $\beta_P$  คือค่าอัตราขยายกระแสสมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ และจากหลักการของทรานสิเอียร์ จะทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$I_1' I_3' = I_2' I_4' \quad (3.12)$$

เมื่อทำการแก้สมการที่ (3.11) และสมการที่ (3.12) จะได้

$$I_2' = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( I_W + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} I_q I_W + 4 I_q^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q - I_W \right\} \quad (3.13)$$

และ

$$I_4' = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( I_W + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} I_q I_W + 4 I_q^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q + I_W \right\} \quad (3.14)$$

ซึ่งถ้า  $\beta$  มีค่าสูงมากพออาจประมาณได้ว่าพจน์ที่ถูกหารอยู่ด้วยค่า  $\beta$  นี้ จะมีค่าน้อยมากจนละทิ้งได้ ทำให้สมการที่ (3.13) และ (3.14) สามารถลดรูปได้เป็น

$$I'_2 \cong \frac{1}{2} \left[ \left( I_W^2 + 4I_q^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_W \right] \tag{3.15}$$

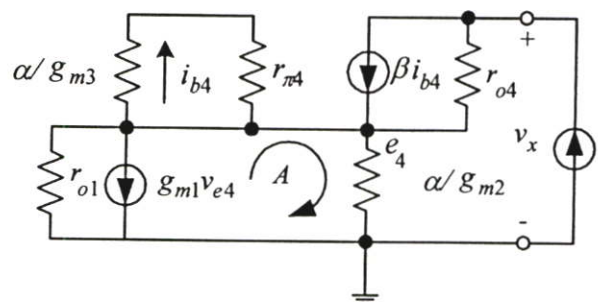
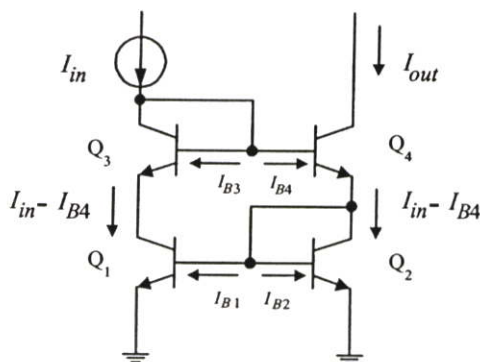
และ 
$$I'_4 \cong \frac{1}{2} \left[ \left( I_W^2 + 4I_q^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_W \right] \tag{3.16}$$

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่ากระแส  $I_W$  มีค่าเท่ากับ  $I'_4 - I'_2$  ดังนั้นหากทำการส่งผ่านกระแส  $I'_2$  และ  $I'_4$  ของวงจรในรูปที่ 3.4 โดยใช้วงจรสะท้อนกระแสแล้ว และนำกระแส  $I'_2$  และ  $I'_4$  ที่ได้ส่งผ่านมารวมกัน จากสมการที่ (3.15) และ (3.16) จะเห็นได้ว่าสามารถได้กระแส  $I_W$  อย่างไม่ผิดเพี้ยน

### 3.3.2 วงจรสะท้อนกระแส

ในที่นี้การส่งผ่านกระแสได้เลือกใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุงดังรูปที่ 3.5 เนื่องจากมีประสิทธิภาพในการส่งผ่านกระแสที่ดี และมีความต้านทานเอาต์พุตสูง จากรูปที่ 3.5(ก) เมื่ออาศัยคุณสมบัติ  $I_C = \beta I_B$  และ  $V_{be2} = V_{be1}$  จะได้  $I_{C2} = I_{C1}$  ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลเข้า  $I_{in}$  กับกระแสที่ไหลออก  $I_{out}$  ได้เป็น

$$I_{out} = I_{in} - 2I_{B4} + I_{B1} + I_{B2} \tag{3.17}$$



รูปที่ 3.5 (ก) วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง

(ข) วงจรสมมูล

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $I_{B1} = I_{B2} = (I_{in} - I_{B4}) / \beta$  และ  $I_{B4} = I_{out} / \beta$  นำไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.17) จะได้

$$I_{out} = I_{in} - 2\left(\frac{I_{out}}{\beta}\right) + 2\left(\frac{I_{in} - (I_{out} / \beta)}{\beta}\right) \quad (3.18)$$

เมื่อจัดรูปสมการแล้วจะได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{I_{out}}{I_{in}} &= \frac{\beta(\beta + 2)}{\beta^2 + 2\beta + 2} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \\ &= 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \end{aligned} \quad (3.19)$$

โดยทั่วไป  $\beta \gg 1$  แล้ว วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุงนี้จะสามารถให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านกระแสที่ดี อันเป็นผลทำให้การส่งผ่านกระแสทั้งจากวงจรขยายความแตกต่างมายังทรานซิสเตอร์รูป และการส่งผ่านกระแสจากขั้ว W ( $i_W$ ) ไปเป็นขั้ว Z ( $i_Z$ ) มีความแม่นยำถูกต้องมากยิ่งขึ้น

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร สามารถกระทำได้โดยการสร้างวงจรสมมูลคังรูปที่ 3.5(ข) แล้วป้อนกระแส  $i_x$  เข้ายังขั้วเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส จากนั้นคำนวณแรงดันที่ตกคร่อม  $v_x$  โดยความต้านทานทางเอาต์พุต  $r_{out}$  นิยามได้เท่ากับ  $v_x / i_x$  นั่นเอง อาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Laws) ทำการวิเคราะห์กระแสที่จุด  $e_4$  ซึ่งเป็นขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ประกอบกับการวิเคราะห์แรงดันรอบวง A และจากสมมุติฐานเดิมที่ให้  $\beta \gg 1$  จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันเท่ากับ [56]

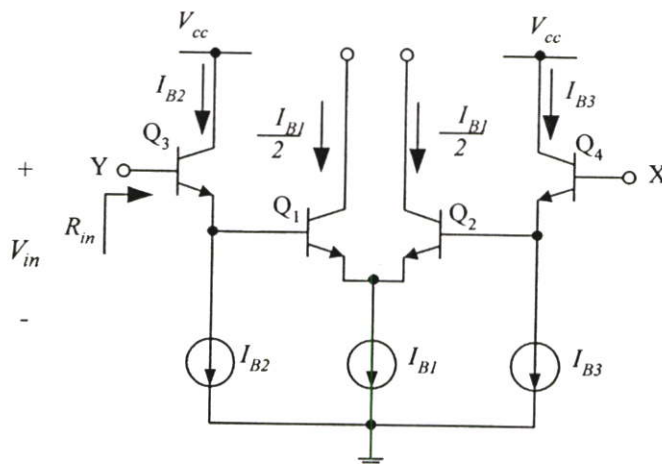
$$r_{out} = \frac{\beta}{2} r_{o1} \quad (3.20)$$

โดยที่  $r_{o1}$  คือความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์  $Q_1$

### 3.3.3 วงจรขยายค่าความนำ

ในส่วนของภาคอินพุตของวงจร MTFN ที่นำเสนอได้ใช้วงจรขยายค่าความนำเพื่อส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปที่ขั้ว X โดยใช้การต่อแบบคาสเคด (cascade configuration) ที่ประกอบด้วย

วงจรคอลเลกเตอร์ร่วม (common-collector) หรือวงจรอิมิตเตอร์ตาม (emitter follower) ต่อเข้ากับวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common-emitter) โดยวงจรอิมิตเตอร์ตามที่ใส่เข้ามานั้นทำหน้าที่ช่วยเพิ่มอัตราขยายกระแส และความต้านทานอินพุตของวงจร โครงสร้างของวงจรขยายค่าความนำแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรขยายค่าความนำ

โครงสร้างแบบนี้นิยมใช้อยู่ในวงจรขยายช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง (wideband amplifier) โดยที่แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_{B2}$  จะทำหน้าที่เป็นตัวตั้งค่ากระแสปฏิบัติการให้กับทรานซิสเตอร์  $Q_3$  เนื่องจากหากไม่กำหนดกระแสคงที่เอาไว้จะทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ทำงานในช่วงที่อัตราขยายกระแส  $\beta_F$  มีค่าต่ำเกินไป ซึ่งจะส่งผลทำให้ความต้านทานอินพุตลดต่ำลงด้วย ดังนั้นจากวงจรในรูปที่ 3.6 จะได้ว่า

$$V_{in} = V_{be3} + V_{be1} \quad (3.21)$$

เมื่อ  $V_{in}$  คือแรงดันที่ป้อนเพื่อทดสอบที่ขั้ว Y ส่วน  $V_{be3}$  และ  $V_{be1}$  คือแรงดันที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_1$  ตามลำดับ สำหรับความต้านทานอินพุต  $R_{in}$  สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$R_{in} = \frac{dV_{in}}{dI_{in}} = \frac{dV_{be3}}{dI_{b3}} + \frac{dV_{be1}}{dI_{b3}} = \beta_F \frac{dV_{be3}}{dI_{c3}} + \frac{dI_{C1}}{dI_{b3}} \frac{dV_{be1}}{dI_{C1}} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $I_{b3}$  และ  $I_{b1}$  คือกระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_1$  ตามลำดับ ส่วน  $I_{C3}$  และ  $I_{C1}$  คือกระแสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_1$  ตามลำดับ นอกจากนี้ยังเห็นได้ว่า

$$I_{C1} = \beta_{F1} I_{b1} = \beta_{F1} (I_{e3} - I_{B2}) = \beta_{F1} [(\beta_{F3} + 1)I_{b3} - I_{B2}] \quad (3.23)$$

ทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.23) จะได้เป็น

$$\frac{dI_{C1}}{dI_{b3}} = \beta_{F1} (\beta_{F3} + 1) \quad (3.24)$$

นำสมการที่ (3.24) แทนลงในสมการที่ (3.22) จะได้

$$R_{in} = \frac{\beta_{F3}}{g_{m3}} + (\beta_{F3} + 1) \frac{\beta_{F1}}{g_{m1}} = r_{\pi3} + (\beta_{F3} + 1)r_{\pi1} \quad (3.25)$$

ส่วนค่าอัตราขยายส่งผ่านความนำประสิทธิผล (effective transconductance)  $G_m$  ของวงจรมหาสามารถหาได้จาก

$$\frac{1}{G_m} = \frac{dV_{in}}{dI_{C1}} = \frac{dV_{be3}}{dI_{C1}} + \frac{dV_{be1}}{dI_{C1}} = \frac{dV_{be3}}{dI_{C3}} \frac{dI_{C3}}{dI_{C1}} + \frac{dV_{be1}}{dI_{C1}} \quad (3.26)$$

เมื่อไม่คิดผลของกระแสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับกระแส  $I_C$  จะได้ว่า  $dI_{C3} \approx dI_{b1} \approx dI_{C1} / \beta_{F1}$  และจากที่ทราบกันว่า  $dV_{be} / dI_c = 1 / g_m$  นำทั้งหมดนี้แทนลงในสมการที่ (3.26) จะได้

$$G_m = \frac{g_{m3} g_{m1}}{g_{m3} + (g_{m1} / \beta_{F1})} \quad (3.27)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อนำโครงสร้างนี้มาใช้ดังรูปที่ 3.6 ก็จะได้วงจรที่มีความต้านทานอินพุต  $R_{id}$  เป็น 2 เท่าของสมการที่ (3.25) หรือได้เท่ากับ

$$R_{id} = 2[r_{\pi3} + (\beta_{F3} + 1)r_{\pi1}] \quad (3.28)$$

สำหรับการหาค่าออฟเซตของการส่งผ่านแรงดัน  $\frac{V_X}{V_Y}$  ของวงจรสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจากรูป 3.6 จะได้

$$-V_Y + V_{be3} + V_{be1} - V_{be2} - V_{be4} + V_X = 0 \quad (3.29)$$

แทนค่า  $V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$  ลงในสมการที่ (3.29) จะได้

$$-V_Y + V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_S} + V_X = 0 \quad (3.30)$$

เมื่อ  $I_{C3} \approx I_{B2}$ ,  $I_{C1}, I_{C2} \approx \frac{I_{B1}}{2}$  และ  $I_{C4} \approx I_{B3}$  แทนค่าลงในสมการที่ (3.30) จะได้

$$V_X \approx V_Y - V_T \ln \frac{I_{B2}}{I_{B3}} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) แสดงให้เห็นว่าแรงดันอินพุตออฟเซตของวงจรมีค่าขึ้นอยู่กับอัตราส่วน  $\frac{I_{B2}}{I_{B3}}$  ซึ่งในทางอุดมคติค่าของ  $I_{B2} = I_{B3}$  แต่เนื่องจากผลของความไม่เป็นอุดมคติจึงทำให้  $I_{B2} \neq I_{B3}$  และหากกำหนดให้  $I_{B2} = \gamma I_{B3}$  โดยที่  $\gamma = (1 - \varepsilon)$  ซึ่ง  $\varepsilon$  เป็นค่าผิดพลาด (error) เนื่องจากความไม่เท่ากันของกระแสไบอัส  $I_{B2}$  และ  $I_{B3}$  ของวงจร ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $I_{B2} = \gamma I_{B3}$  ลงในสมการที่ (3.31) จะพบว่า

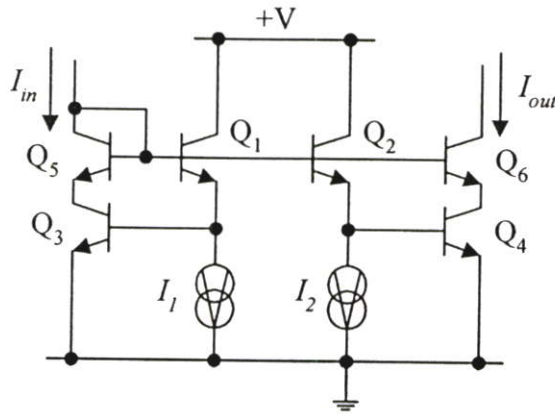
$$V_X \approx V_Y - V_T \ln \gamma \quad (3.32)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้า  $\gamma = 0.99$  จะได้ค่าของ  $V_X$  มีค่าเท่ากับ

$$V_X \approx V_Y + 0.261 \text{ mV} \quad (3.33)$$

ซึ่งพบว่ากรณีนี้แรงดันอินพุตออฟเซตมีค่าประมาณ 0.261 mV

### 3.3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าอัตราขยายกระแสได้



รูปที่ 3.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าอัตราขยายกระแสได้

รูปที่ 3.7 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าได้ โดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  ต่อแบบทรานซิลิเอร์รูป ทรานซิสเตอร์  $Q_5$  และ  $Q_6$  ทำหน้าที่เพิ่มค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของวงจรและลดค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจร ดังนั้นเมื่อกำหนดให้  $I_{in}$  และ  $I_{out}$  คือกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจร และ  $I_1$  และ  $I_2$  คือแหล่งจ่ายกระแสไบอัสจากภายนอก วงจรจะให้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{be1} + V_{be3} = V_{be2} + V_{be4} \quad (3.34)$$

แทนค่า  $V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$  ลงในสมการที่ (3.34) จะได้

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_S} \quad (3.35)$$

เมื่อคิดที่อุณหภูมิของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากันจะได้

$$I_{C1} I_{C3} = I_{C2} I_{C4} \quad (3.36)$$

จากวงจรพบว่า  $I_{C1} = I_1$ ,  $I_{C3} = I_{in}$ ,  $I_{C2} = I_2$  และ  $I_{C4} = I_{out}$  ดังนั้นสมการที่ (3.36) จะกลายเป็น

$$I_1 I_{in} = I_2 I_{out} \quad (3.37)$$

หรือ

$$I_{out} = k \cdot I_{in} \quad (3.38)$$

โดยที่  $k = \frac{I_1}{I_2}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.38) จะเห็นได้ว่ากรณีนี้กระแสเอาต์พุต  $I_{out}$  ของวงจรสามารถควบคุมและแปรค่าได้จากอัตราส่วนของแหล่งจ่ายกระแสไบอัส  $\frac{I_1}{I_2}$  ของวงจร

### 3.4 วงจร MTFN ที่นำเสนอ

#### 3.4.1 วงจร MTFN

รูปที่ 3.8 แสดงวงจร MTFN ที่ได้ปรับปรุงโดยใช้กลุ่มวงจรย่อยที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.3 [57] ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายค่าความนำดังรูปที่ 3.6 ทำหน้าที่เป็นวงจรส่วนหน้า เพื่อให้  $v_X = v_Y$  และวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง CM3, CM4 และ CM5 ดังรูปที่ 3.5 ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสไปยังวงจรทรานซิสเตอร์  $Q_5 - Q_{12}$  ดังรูปที่ 3.4 สำหรับกระแสที่เข้า  $W$  ( $i_W$ ) จะถูกควบคุมด้วยวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าได้ CM1 และ CM2 และส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่เข้า  $Z+$  ( $i_{Z+}$ ) โดยใช้วงจรสะท้อนกระแส CM6 และ CM8 ส่วนวงจรสะท้อนกระแส CM7 และ CM9 นั้นทำหน้าที่สำเนากระแสจากเข้า  $Z+$  เพื่อส่งผ่านไปเป็นกระแสเอาต์พุตที่เข้า  $Z-$  ( $i_{Z-}$ )

เมื่อทำการพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตที่เข้า  $W$  ของวงจร MTFN ที่ได้นำเสนอนี้ จะเป็นการขนานกันของอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์  $Q_5 - Q_8$  กับทรานซิสเตอร์  $Q_9 - Q_{12}$  โดยไปสิ้นสุดที่วงจรสะท้อนกระแส CM4 และ CM5 ตามลำดับ ซึ่งจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่เข้า  $W$  ( $r_W$ ) เท่ากับ

$$r_W = \left( r_{e8} + r_{e6} + \frac{r_{oCM4}}{\beta_6} \right) // \left( r_{e10} + r_{e12} + \frac{r_{oCM5}}{\beta_{12}} \right) \quad (3.39)$$

โดยที่  $r_{ei}$  คือ ค่าความต้านทานอิมิตเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal emitter resistance) และ  $\beta_i$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $Q_i$  ตามลำดับ และ  $r_{oCM4}$

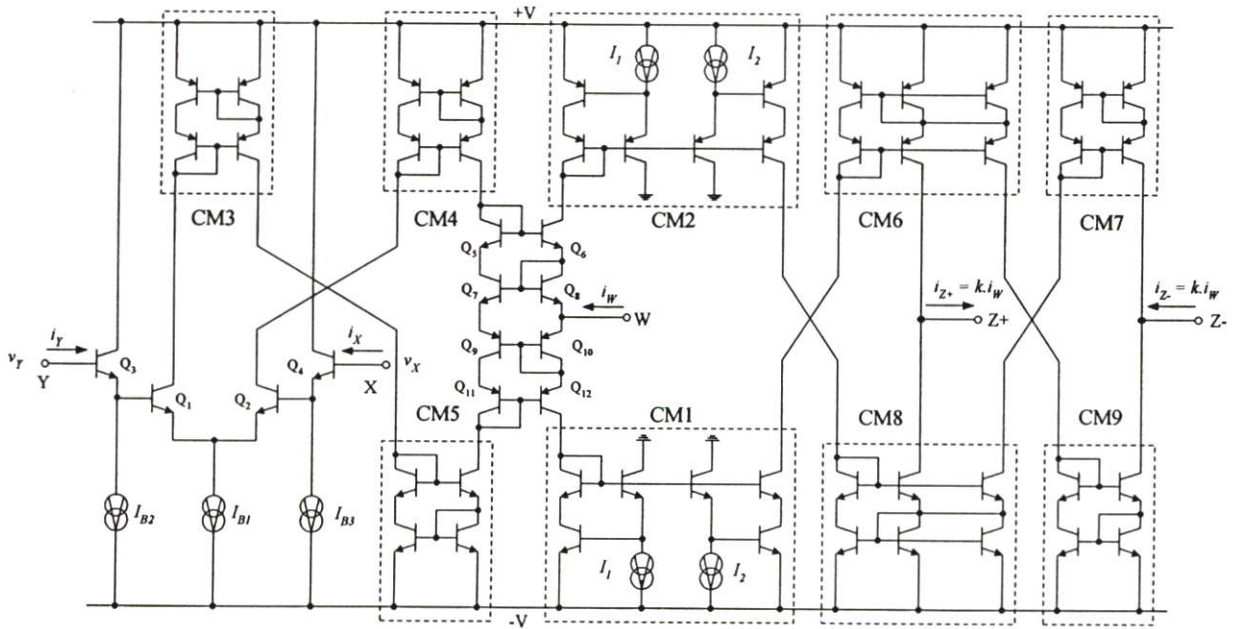
และ  $r_{oCM5}$  คือค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส CM4 และ CM5 ตามลำดับ ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (3.20)

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว  $Z-(r_{Z-})$  มีค่าเท่ากับการขนานกันของความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส CM9 ( $r_{oCM9}$ ) และ CM7 ( $r_{oCM7}$ ) หรือเขียนได้ว่า

$$r_{Z-} = r_{oCM9} // r_{oCM7} \quad (3.40)$$

และค่าอิมพีแดนซ์ที่ขั้ว  $Z+(r_{Z+})$  คือ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส CM6 ( $r_{oCM6}$ ) ขนานกับค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแส CM8 ( $r_{oCM8}$ ) หรือเขียนได้เป็น

$$r_{Z+} = \frac{r_{oCM6}}{2} // \frac{r_{oCM8}}{2} \quad (3.41)$$



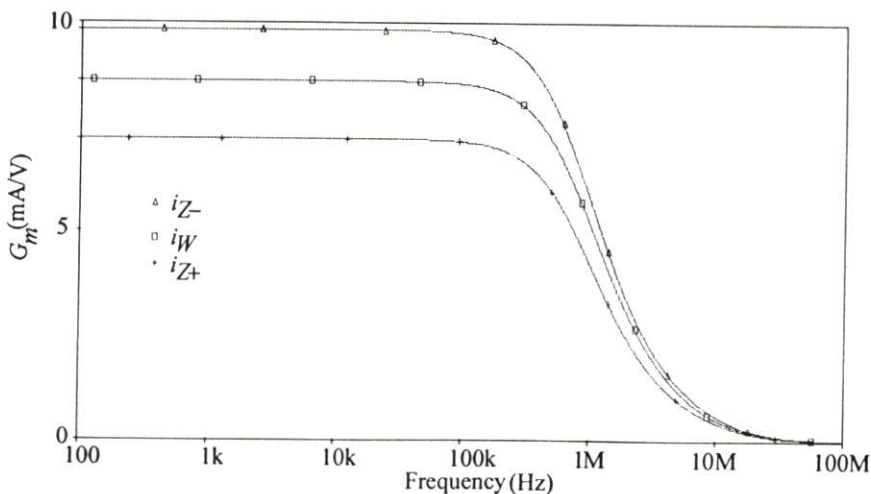
รูปที่ 3.8 วงจร MTFN ที่นำเสนอ

### 3.4.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

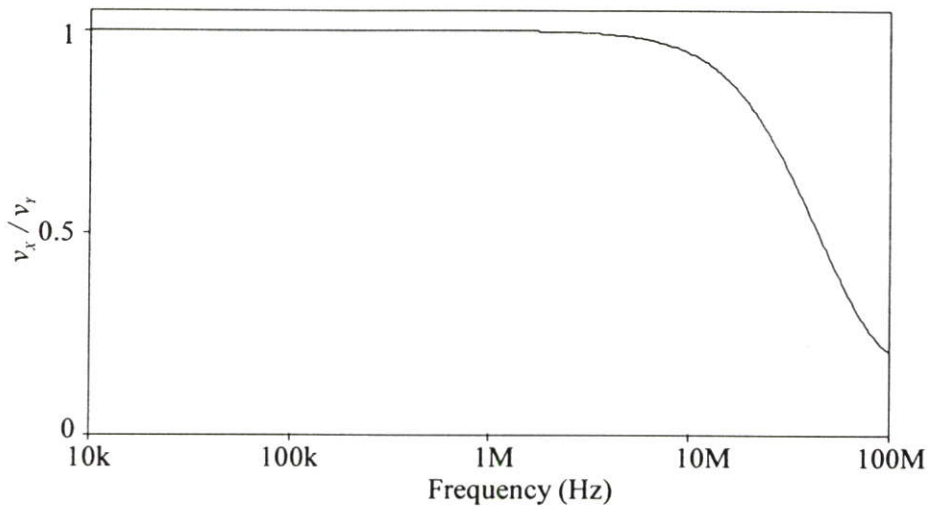
เพื่อเป็นการยืนยันถึงสมรรถนะและคุณสมบัติในการทำงานของวงจร MTFN ที่นำเสนอในรูปที่ 3.8 ในที่นี้จึงได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองผลการการทำงานของวงจร โดยเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP เบอร์ 2N3904 และเบอร์ 2N3906 ตามลำดับ [ภาคผนวก จ] เพราะเป็นทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างที่ดี มีค่าอุปกรณแฝงน้อย (parasitic component) สามารถให้ผลตอบสนองทางเฟสที่ดี และอัตราขยายสูง [16] กำหนดแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเท่ากับ  $\pm V = \pm 5V$   $I_{B1} = 2 \text{ mA}$   $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu\text{A}$  และ  $I_1 = I_2 = 100 \mu\text{A}$

รูปที่ 3.9 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองความถี่ (frequency response) ของอัตราขยายค่าความนำเปิดวงจร (open-loop transconductance gain,  $G_m$ ) ของวงจร MTFN ซึ่งค่า  $G_m$  ของวงจรมีค่าแสดงดังสมการที่ (3.27) จากผลการจำลองพบว่า อัตราขยายค่าความนำของวงจรมีค่าเท่ากับ 7.2 mA/V, 8.6 mA/V และ 9.8 mA/V ตามลำดับ และความถี่คัตออฟมีค่าประมาณ 1 MHz รูปที่ 3.10 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของ  $\frac{v_X}{v_Y}$  ซึ่งพบว่ามีค่าความถี่คัตออฟประมาณ 84 MHz

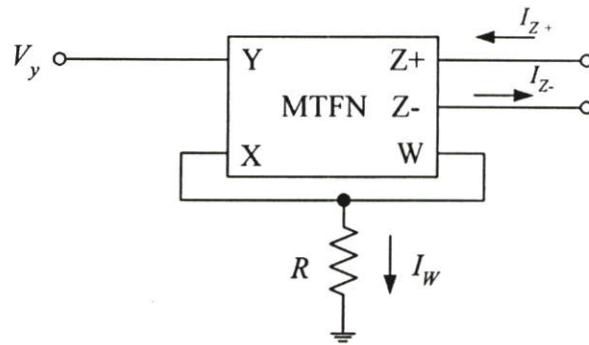
สำหรับการทดสอบคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสของวงจรมัน ได้นำวงจร MTFN ที่นำเสนอมาต่อเป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสดังรูปที่ 3.11 เมื่อกำหนดให้  $R = 1 \text{ k}\Omega$  และ  $I_2 = 100 \mu\text{A}$  ทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_1$  ให้มีค่าเท่ากับ  $50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$  และ  $200 \mu\text{A}$  ซึ่งจะได้คุณสมบัติการส่งผ่านกระแส  $I_W$  ไปยัง  $I_{Z+}$  และ  $I_{Z-}$  ดังรูปที่ 3.12 และจากกราฟผลตอบสนองได้แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมอัตราการส่งผ่านของวงจรได้อย่างเป็นเชิงเส้น โดยการปรับค่ากระแสไบอัสจากภายนอก แต่อย่างไรก็ตามพบว่า เมื่อแปรค่า  $v_Y$  มากขึ้น (หรือ  $i_W = \frac{v_Y}{R} = \frac{v_X}{R}$  มีค่าเพิ่มขึ้น) แนวโน้มของค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสก็มีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ทั้งนี้เป็นผลเนื่องมาจากข้อจำกัดของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าได้ CM1 และ CM2 ที่ใช้ในวงจรมันเอง [58]



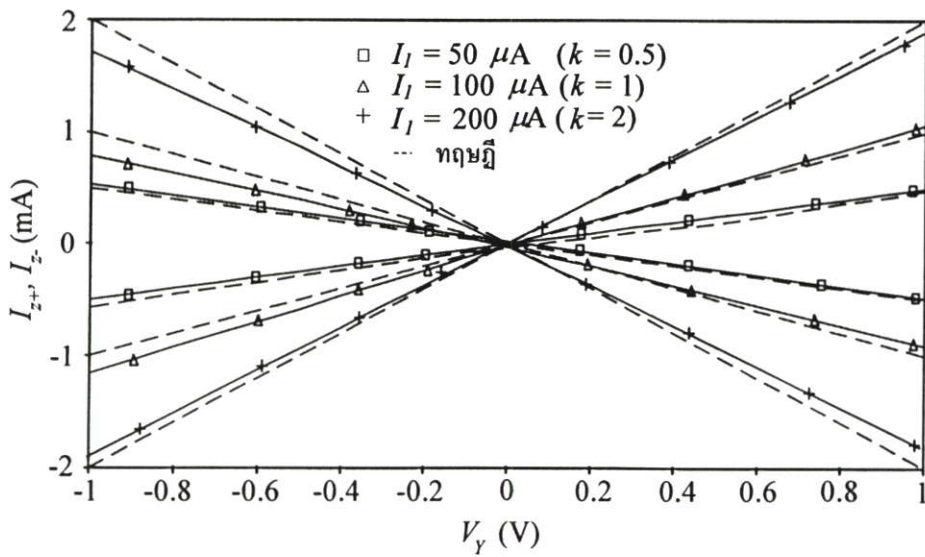
รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของอัตราขยายค่าความนำของวงจร MTFN ที่นำเสนอ



รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองทางความถี่ของ  $\frac{v_x}{v_y}$



รูปที่ 3.11 วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจร MTFN

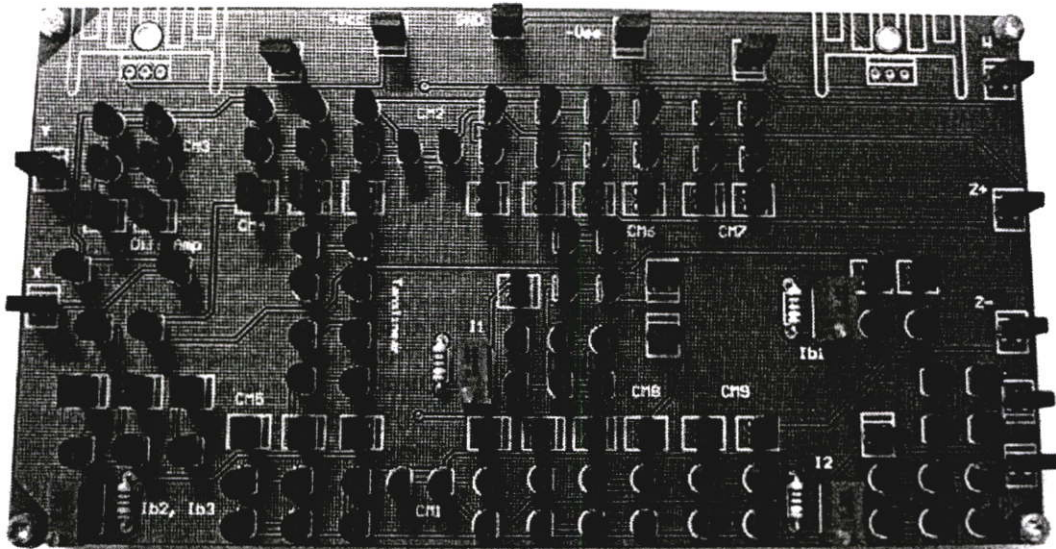


รูปที่ 3.12 คุณสมบัติการส่งผ่านกระแส  $I_{Z+}$  และ  $I_{Z-}$  เมื่อแปรค่า  $I_1$

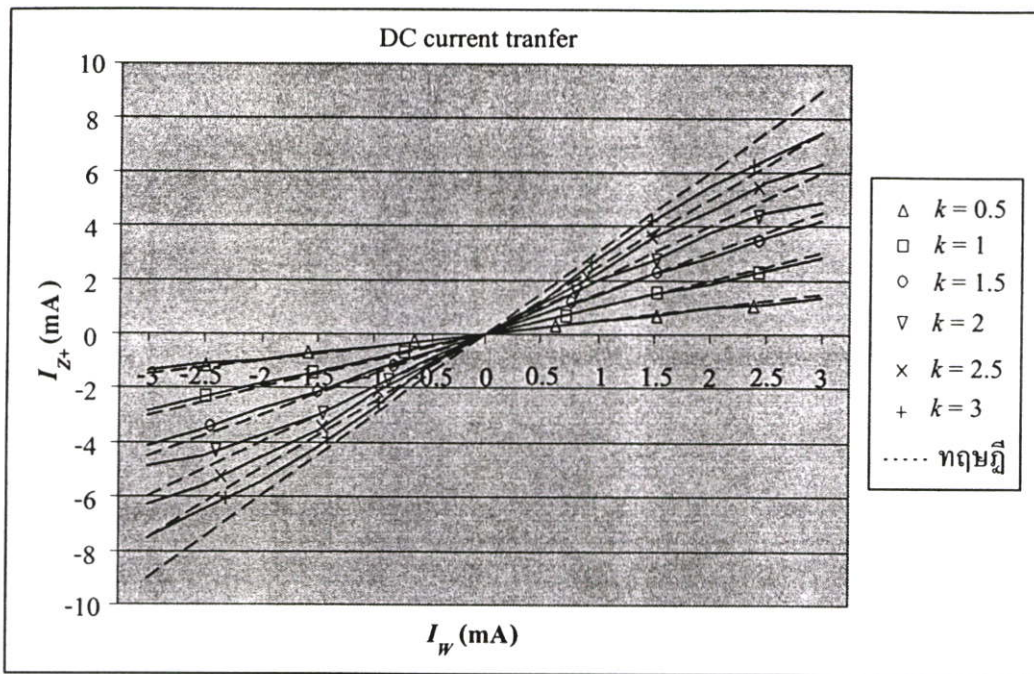
### 3.4.3 ผลการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการนำมาใช้งานได้จริงของวงจร MTFN ที่นำเสนอ จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองจริง โดยใช้ทรานซิสเตอร์ NPN เบอร์ 2N3904 และทรานซิสเตอร์ PNP เบอร์ 2N3906 ตามลำดับ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.13 โดยเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 5\text{ V}$   $I_{B1} = 2\text{ mA}$   $I_{B2} = I_{B3} = 50\ \mu\text{A}$  และ  $I_1 = I_2 = 100\ \mu\text{A}$

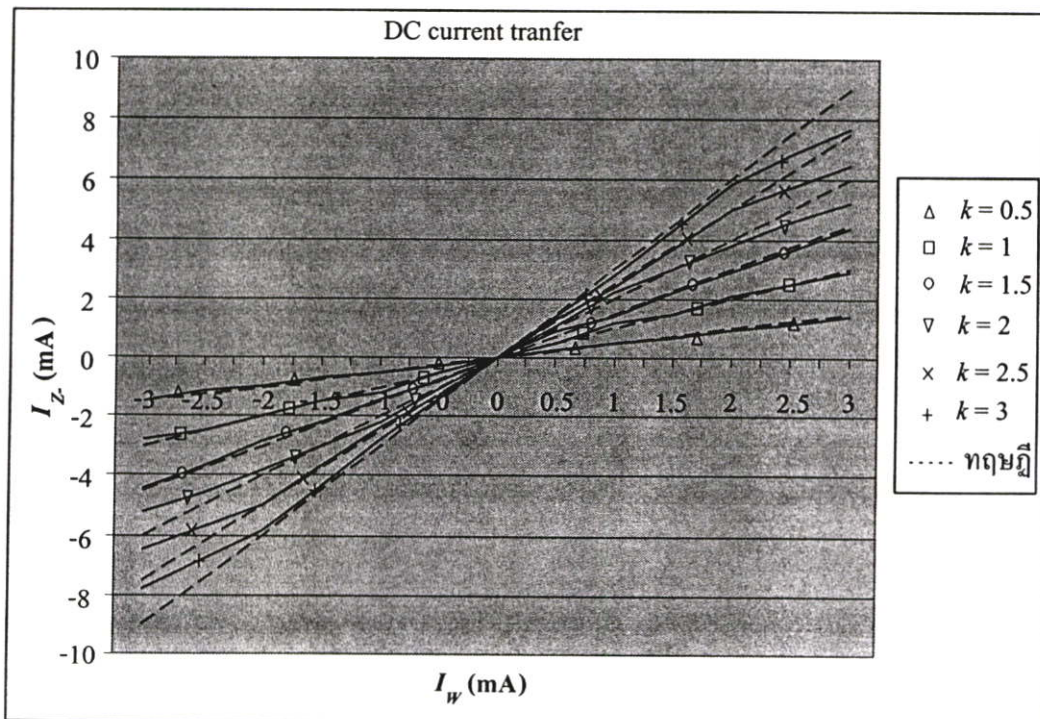
รูปที่ 3.14 และรูปที่ 3.15 แสดงผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสไฟตรงของวงจร เมื่อต่อเป็นวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสตามรูปที่ 3.11 โดยกำหนดให้กระแสไบอัส  $I_2$  มีค่าคงที่เท่ากับ  $100\ \mu\text{A}$  จากนั้นทำการปรับค่า  $I_1$  เป็น  $50\ \mu\text{A}$ ,  $100\ \mu\text{A}$ ,  $150\ \mu\text{A}$ ,  $200\ \mu\text{A}$ ,  $250\ \mu\text{A}$  และ  $300\ \mu\text{A}$  ตามลำดับ เพื่อให้ได้อัตราขยายกระแส  $k$  แปรค่าเป็น 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5 และ 3 ตามลำดับ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแส  $I_W$  กับ  $I_{Z\pm}$  นั้นสามารถควบคุมและแปรค่าได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับค่าอัตราขยายกระแส  $k$  หรืออัตราส่วน  $\frac{I_1}{I_2}$



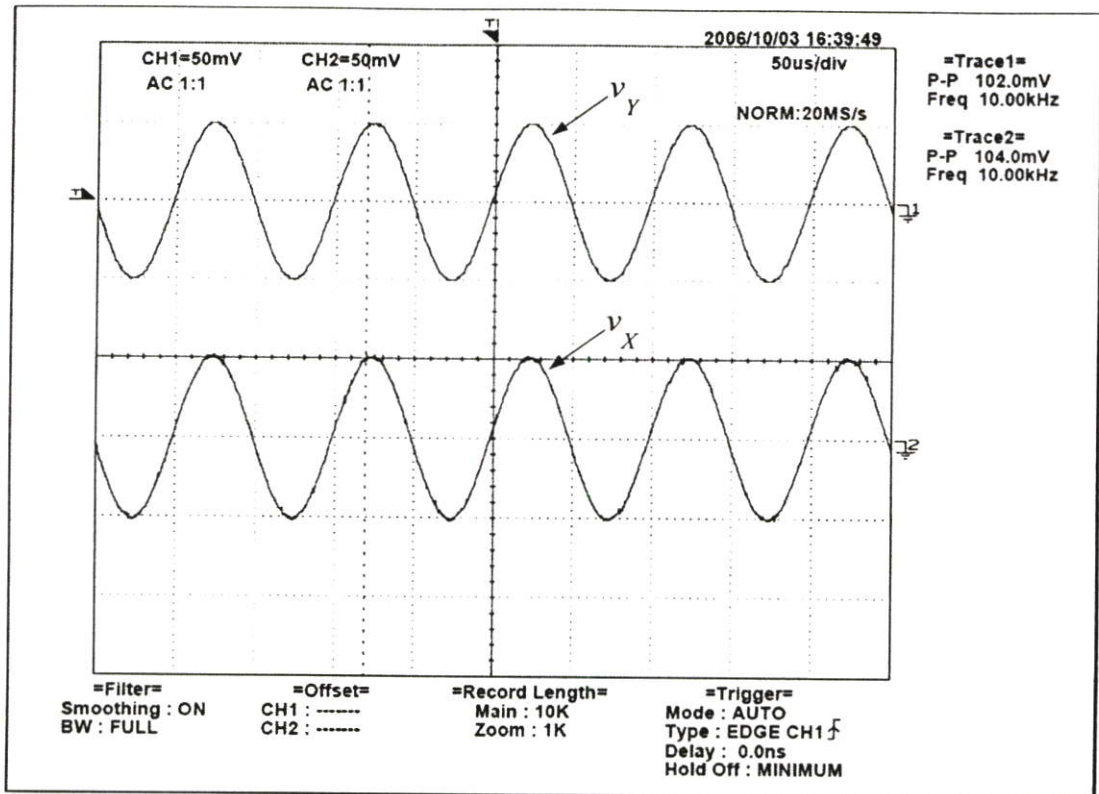
รูปที่ 3.13 วงจร MTFN ที่ทำการสร้างขึ้นจริง



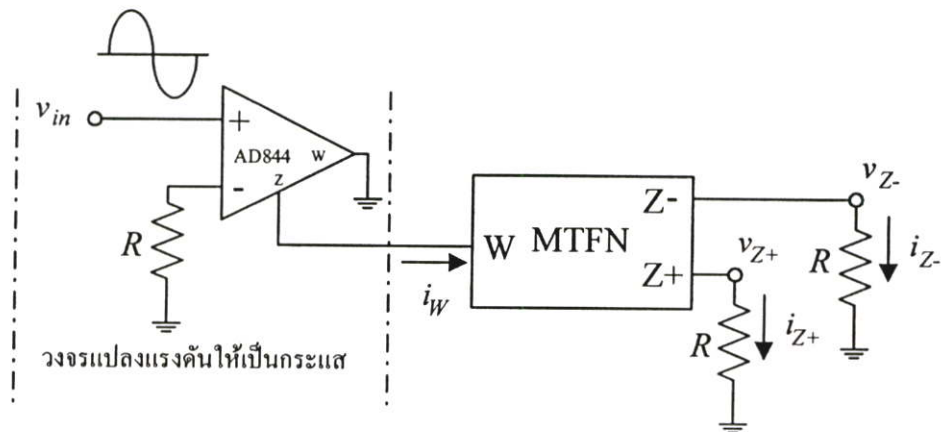
รูปที่ 3.14 ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสระหว่าง  $I_W$  กับ  $I_{Z+}$  เมื่อแปรค่า  $k \left( = \frac{I_1}{I_2} \right)$



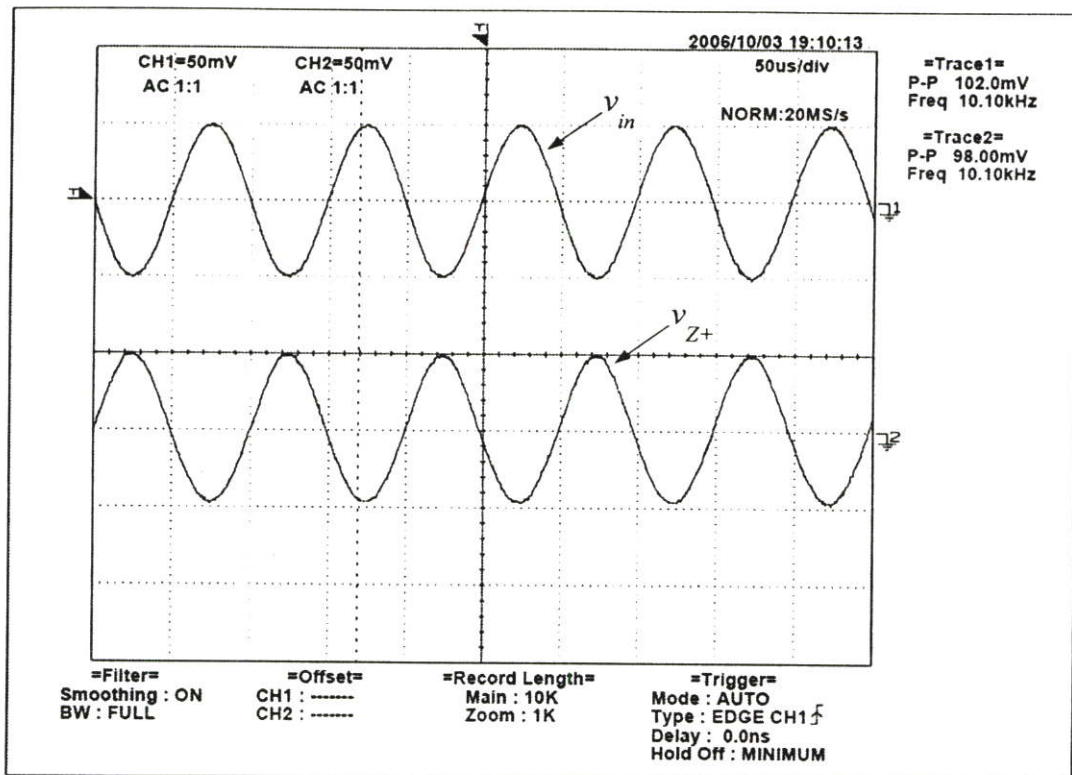
รูปที่ 3.15 ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสระหว่าง  $I_W$  กับ  $I_{Z-}$  เมื่อแปรค่า  $k \left( = \frac{I_1}{I_2} \right)$



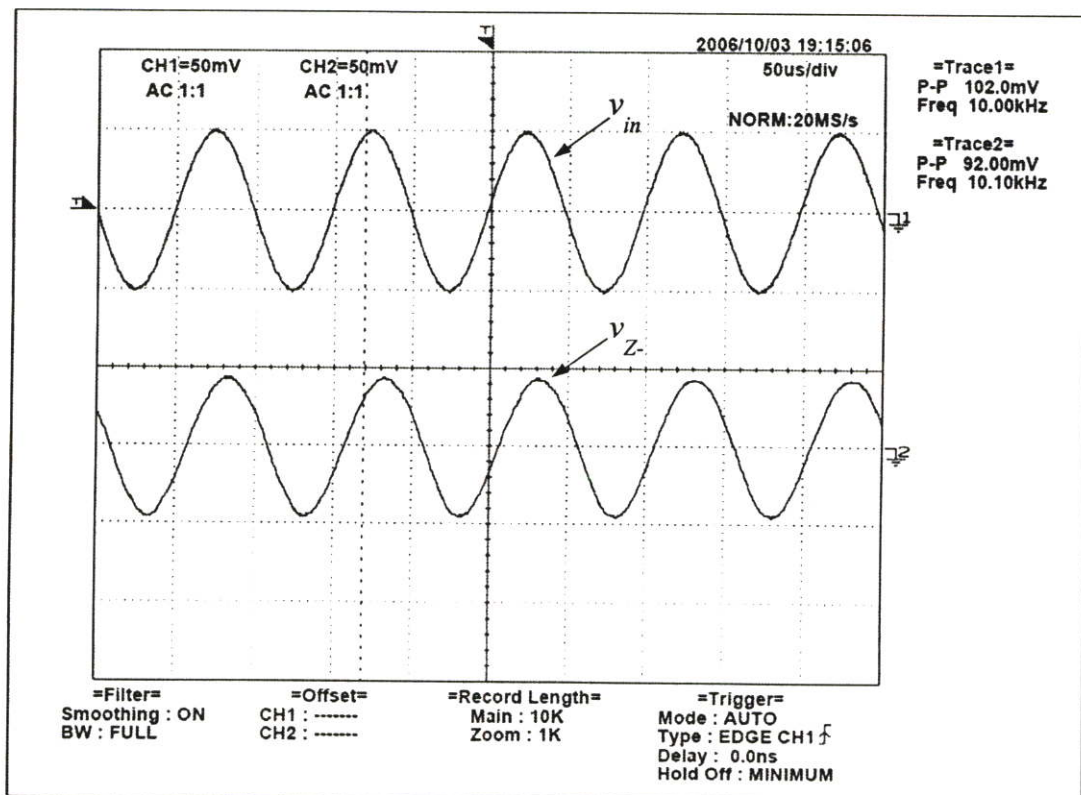
รูปที่ 3.16 ผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ( $v_Y$ ) ไปที่ขั้ว X ( $v_X$ )



รูปที่ 3.17 วงจรทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแส  $i_w$  กับ  $i_{z\pm}$  ของวงจร MTFN ในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.18 รูปคลื่นแรงดัน  $v_{in} (=i_W R)$  กับ  $v_{Z+} (=i_{Z+} R)$  เมื่อ  $R = 1 \text{ k}\Omega$



รูปที่ 3.19 รูปคลื่นแรงดัน  $v_{in} (=i_W R)$  กับ  $v_{Z-} (=i_{Z-} R)$  เมื่อ  $R = 1 \text{ k}\Omega$

รูปที่ 3.16 แสดงผลตอบสนองทางสัญญาณไฟสถับของแรงดันที่ขั้ว Y ( $v_Y$ ) กับแรงดันที่ขั้ว X ( $v_X$ ) ซึ่งจากผลการทดลองพบว่า แรงดัน  $v_Y$  สามารถส่งผ่านไปเป็นแรงดัน  $v_X$  ได้ตามที่ได้อาคการณ์เอาไว้ โดยมีค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันประมาณ 0.02%

สำหรับการทดลองเพื่อหาคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสจากขั้ว W ( $i_W$ ) ไปยังขั้ว Z ( $i_{Z\pm}$ ) นั้นในที่นี้ได้ใช้อิซีเบอร์ AD844 ซึ่งมีสมการความสัมพันธ์ของขั้วดังนี้คือ

$$\begin{bmatrix} v_+ \\ v_Z \\ i_- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_- \\ v_W \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

ทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงแรงดันให้เป็นกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.17 กำหนดอัตราขยายของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 โดยเลือกใช้  $R = 1 \text{ k}\Omega$  ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 3.18 และ 3.19 และจากผลการทดลองพบว่า  $v_{Z+} (= i_{Z+} R)$  มีค่าประมาณ  $98 \text{ mV}_{pp}$  (หรือ  $i_{Z+}$  มีค่าประมาณ  $98 \mu\text{A}$ ) คิดเป็นค่าผิดพลาดเท่ากับ 3.92% ในขณะที่  $v_{Z-} (= i_{Z-} R)$  มีค่าประมาณ  $92 \text{ mV}_{pp}$  (หรือ  $i_{Z-} \cong 92 \mu\text{A}$ ) หรือคิดเป็นค่าผิดพลาดประมาณ 9.8% นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นอีกว่ามุมเฟสของ  $v_{Z+}$  และ  $v_{Z-}$  ยังสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่นำเสนออีกด้วย

### 3.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจร MTFN ที่สามารถปรับค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่าอัตราส่วนของกระแสไบอัสจากภายนอก ได้แสดงถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติที่สำคัญของวงจร และยังสามารถแสดงความถูกต้องของการทำงานของวงจรด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองโดยการต่อวงจรทดลองจริง เพื่อยืนยันให้เห็นถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีรูปแบบโครงสร้างที่เรียบง่าย มีช่วงการทำงานที่กว้าง และ มีความเป็นเชิงเส้น

## บทที่ 4

# วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส แบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตโดยใช้วงจร MTFN

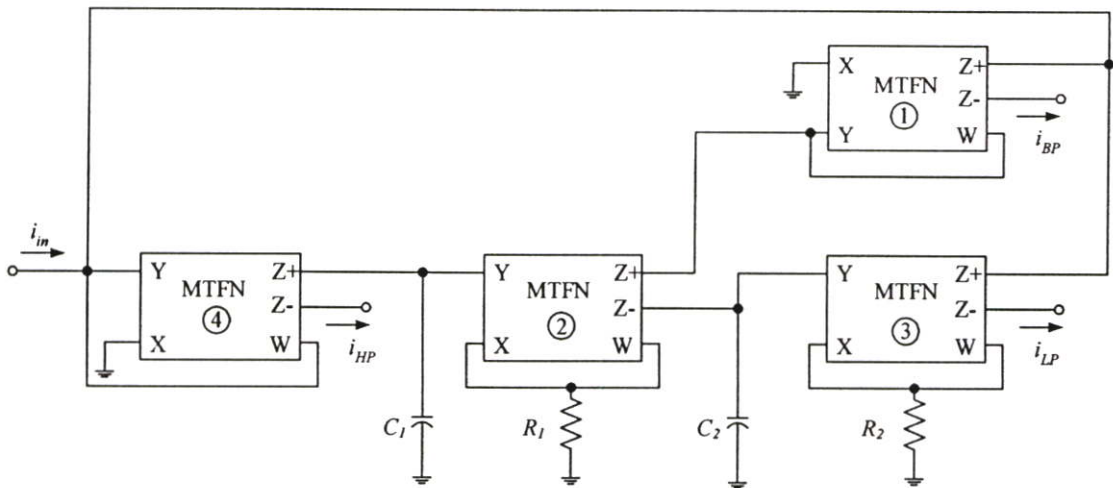
### 4.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันเป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสนั้น (current-mode circuit) นั้นได้รับความนิยมและมีการพัฒนาขึ้นเป็นอย่างมาก ทั้งนี้เนื่องจากมีคุณสมบัติในการทำงานเหนือกว่าวงจรโหมดแรงดัน (voltage-mode) หลายประการ เช่น มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่สูง และการสังเคราะห์และออกแบบวงจร เช่น การบวกสัญญาณ การลบสัญญาณ สามารถกระทำได้ง่ายกว่า [59] และไม่นานมานี้เองการประยุกต์ใช้ FTFN ในการสังเคราะห์และออกแบบอนุภาคฟังก์ชันได้มีการวิจัยพัฒนาและนำเสนอขึ้นเป็นลำดับ เช่น วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส (current-mode filter) [27], [39], [41] วงจรอออลซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์ [11], [18]-[19] และวงจรสังเคราะห์อิมมิแดนซ์ [12] จากบทความวิจัยดังกล่าวข้างต้น ได้พิสูจน์และแสดงให้เห็นว่าวงจร FTFN นั้นมีความคล่องตัวและมีความยืดหยุ่นสำหรับนำไปออกแบบวงจรอนุภาคฟังก์ชันสูงกว่าวงจรออปแอมป์หรือวงจรสายพานกระแส

ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโดยใช้วงจร MTFN เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟแบบต่อเทียบกราวด์ วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้สามรูปแบบในเวลาเดียวกัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass, BP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงวงจร นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระโดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร MTFN โดยไม่มีผลกระทบต่อกันสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

## 4.2 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุตโดยใช้ วงจร MTFN ที่นำเสนอ

วงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสแบบไบควอดราติกที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.1 [60] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร MTFN สี่ตัว ตัวด้านทานเทียบกราว์สองตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราว์สองตัว โดยที่วงจร MTFN<sub>2</sub>, R<sub>1</sub>, C<sub>1</sub> และวงจร MTFN<sub>3</sub>, R<sub>2</sub>, C<sub>2</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (lossless integrator) ส่วนวงจร MTFN<sub>1</sub> และวงจร MTFN<sub>4</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส (current amplifier) จากโครงสร้างของวงจรจะเห็นว่าอุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดนั้นต่อเทียบกราว์ ดังนั้นจึงเป็นแนวทางที่เหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม [61]-[62]



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้ วงจร MTFN

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร MTFN ดังสมการที่ (3.1) ในบทที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.1]

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = -\frac{s^2 k_4}{D(s)} \quad (4.1)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{s \frac{k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1}}{D(s)} \quad (4.2)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_m(s)} = \frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2 D_n(s)} \quad (4.3)$$

และ

$$D(s) = s^2 + s \frac{k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} + \frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \quad (4.4)$$

เมื่อ  $k_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) คือ ค่าอัตราขยายกระแสของวงจร MTFN ตัวที่  $i$  จากสมการที่ (4.1) ถึง (4.4) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสไบควอดราติกได้สามฟังก์ชันพร้อมกัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  $T_{HP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่  $T_{BP}(s)$  และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ  $T_{LP}(s)$  โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ของสมการไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{\omega_o}{Q} \right) + \omega_o^2 \quad (4.5)$$

พบว่าค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ  $\omega_o$  และตัวประกอบคุณภาพ  $Q$  ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (4.6)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_3}{C_2 R_2 k_2 k_4}} \quad (4.7)$$

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟของวงจรมันสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ค.2]

$$S_{k_2, k_3, k_4}^{\omega_o} = S_{C_1, R_1}^Q = S_{k_3}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.8)$$

$$S_{C_1, C_2, R_1, R_2}^{\omega_o} = S_{C_2, R_2}^Q = S_{k_2, k_4}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.9)$$

และ

$$S_{k_1}^Q = -1 \quad (4.10)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้มีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

นอกจากนี้ จากสมการที่ (4.6) และ (4.7) ถ้ากำหนดให้  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $k_4 = 1$  และ  $k_2 = k_3 = k_n$  แล้ว ค่า  $\omega_o$  และ  $Q$  ของวงจรสามารถเขียนใหม่กลายเป็น

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (4.11)$$

$$Q = \frac{1}{k_1} \quad (4.12)$$

สมการที่ (4.11) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่  $\omega_o$  ของวงจรมันสามารถปรับค่าได้โดยการแปรค่า  $k_n$  หรือกระแสไบอัสของวงจร MTFN<sub>2</sub> และวงจร MTFN<sub>3</sub> โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $Q$  ในขณะที่การแปรค่า  $Q$  จากสมการที่ (4.12) นั้นสามารถที่กระทำได้โดยการควบคุมค่า  $k_1$  หรือกระแสไบอัสของวงจร MTFN<sub>1</sub> ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically tune) และสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบซึ่งกันและกัน (independently tune)

### 4.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นตามอุดมคติของวงจร MTFN

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร MTFN ที่มีต่อสมรรถนะในการทำงานของวงจรแล้ว ดังนั้นคุณสมบัติของวงจร MTFN กรณีที่ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$\begin{bmatrix} v_X \\ i_X \\ i_Y \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_p k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_n k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ v_W \\ v_{Z+} \\ v_{Z-} \\ i_W \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

เมื่อ  $\beta = 1 - \varepsilon$  และ  $\varepsilon$  ( $|\varepsilon| \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว Y ไปยังขั้ว X และ  $\alpha_p = 1 - \delta_p$  และ  $\delta_p$  ( $|\delta_p| \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว W ไปยังขั้ว Z+ และ  $\alpha_n = 1 - \delta_n$  และ  $\delta_n$  ( $|\delta_n| \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว W ไปยังขั้ว Z- ดังนั้นจากการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปที่ 4.1 อีกครั้งโดยอาศัยสมการที่ (4.13) จะฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.3]

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{HP}(s)}{i_{in}(s)} = -\frac{s^2 k_4}{D_n(s)} \quad (4.14)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{i_{BP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{s \left( \frac{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{p4} \beta_2 k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} \right)}{D_n(s)} \quad (4.15)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{i_{LP}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2 D_n(s)} \quad (4.16)$$

และ

$$D_n(s) = s^2 + s \left( \frac{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{p4} \beta_2 k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} \right) + \left( \frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \right) \quad (4.17)$$

โดยที่  $\beta_i$ ,  $\alpha_{pi}$  และ  $\alpha_{ni}$  คือค่าพารามิเตอร์  $\beta$ ,  $\alpha$  และ  $\alpha$  ของวงจร MTFN ตัวที่  $i$  ตามลำดับ จากสมการที่ (4.14) ถึงสมการที่ (4.17) ค่าของ  $\omega_{on}$  และ  $Q_n$  ในกรณีนี้จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (4.18)$$

และ

$$Q_n = \left( \frac{1}{\alpha_{p1} \alpha_{p2} k_1} \right) \sqrt{\frac{\alpha_{p3} \alpha_{n2} \beta_3 C_1 R_1 k_3}{\alpha_{p4} \beta_2 C_2 R_2 k_2 k_4}} \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.18) และ (4.19) ค่าความไวของวงจรมีค่าดังนี้

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{p4}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_2 \beta_3}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (4.20)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p2}}^Q = -1 \quad (4.21)$$

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{n2}}^Q = S_{\beta_3}^Q = \frac{1}{2} \quad (4.22)$$

และ

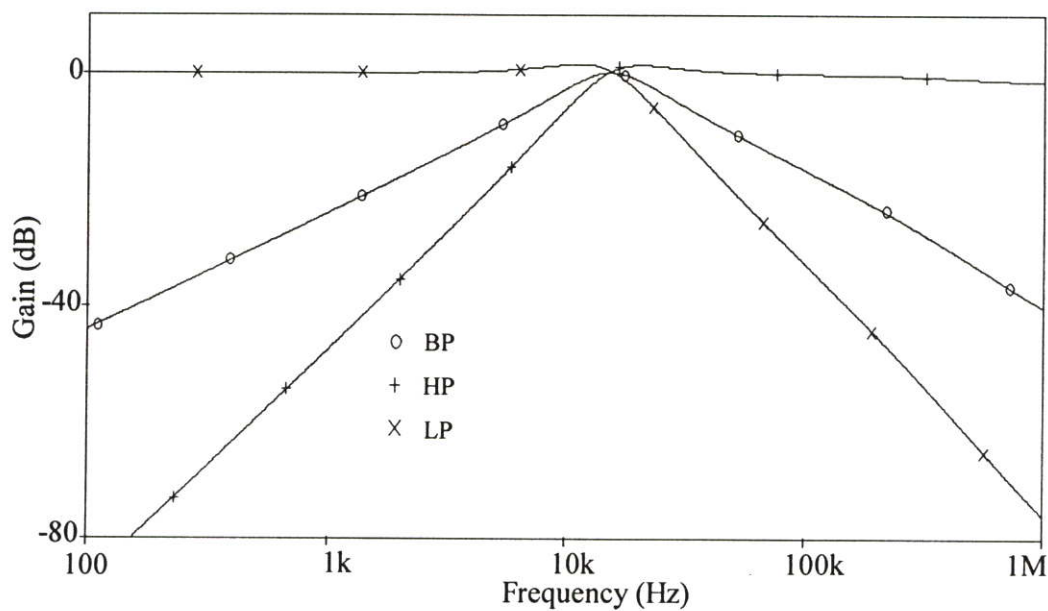
$$S_{\alpha_{p4}}^Q = S_{\beta_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.23)$$

จะเห็นได้ว่าค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนค่าอุปกรณ์แอคทีฟยังคงมีค่าที่ต่ำ

#### 4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

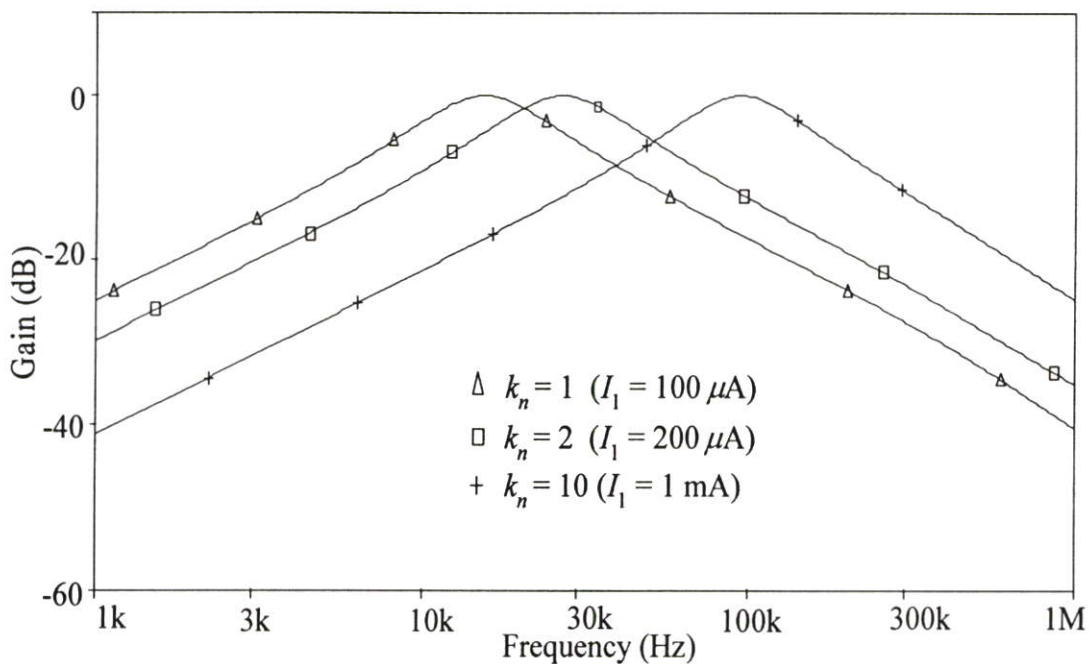
เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณโหมคระแสไบควอดราติกที่นำเสนอ ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร MTFN ดังรูปที่ 3.8 ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 5V$   $I_{B1} = 400 \mu A$  และ  $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$

รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 เมื่อกำหนดให้  $R = 1 k\Omega$ ,  $C = 10 nF$  และ  $k_n = 1$  ( $I_1 = I_2 = 100 \mu A$ ) ซึ่งทำให้ได้  $Q = 1$  และ  $f_o = \omega_o/2\pi = 15.91 kHz$  และผลจากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า  $f_o \cong 15.49 kHz$  ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาด (error) เท่ากับ 2.63%

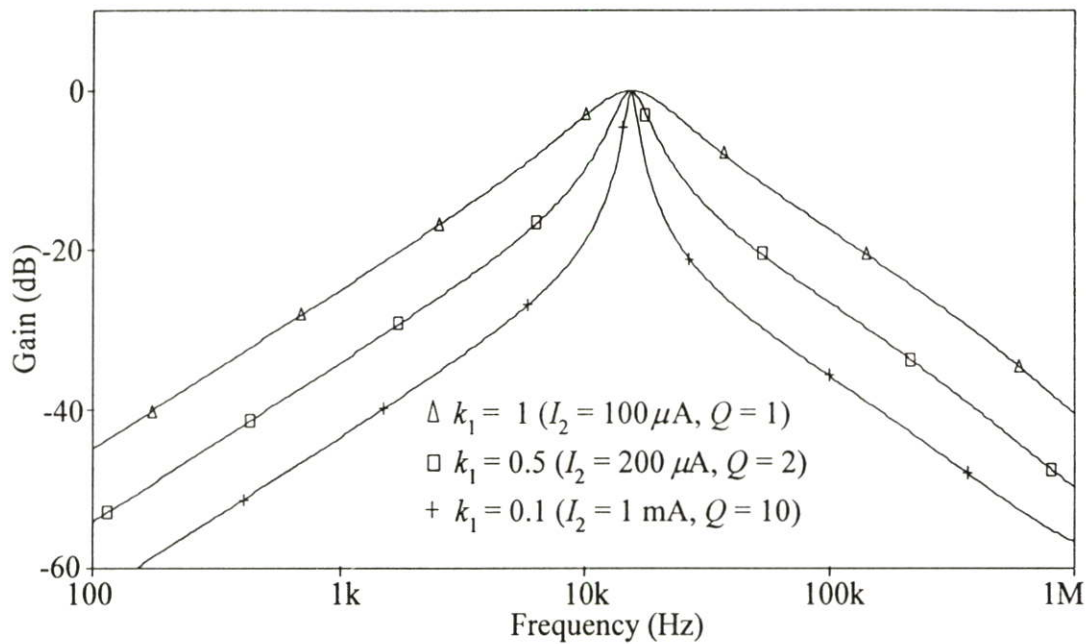


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับค่า  $k_n$  โดยกำหนดให้  $I_2 = 100 \mu\text{A}$  แล้วทำการแปรค่า  $I_1 = 100 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $1 \text{ mA}$  ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่าของ  $Q$  ของวงจรมีค่าคงที่เท่ากับ 1 ในขณะที่  $f_o$  ของวงจรจะแปรค่าเป็น  $15.91 \text{ kHz}$ ,  $31.82 \text{ kHz}$  และ  $159.15 \text{ kHz}$  ตามลำดับ ในขณะที่ผลจากการจำลองจะได้ค่าความถี่  $f_o = 15.49 \text{ kHz}$ ,  $28.84 \text{ kHz}$  และ  $95.50 \text{ kHz}$  ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความถี่  $f_o$  ของวงจรมานั้นสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการควบคุม  $k_n$  ของวงจร ส่วนรูปที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า  $k_1$  โดยกำหนดให้  $I_1 = 100 \mu\text{A}$  ในขณะที่  $I_2$  แปรค่าเป็น  $100 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $1 \text{ mA}$  ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวนี้ทำให้ได้  $f_o$  มีค่าคงที่เท่ากับ  $15.91 \text{ kHz}$  ในขณะที่  $Q$  ของวงจรจะแปรค่าเป็น 1, 2 และ 10 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าค่า  $Q$  นั้นสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการควบคุมค่า  $k_1$  โดยปราศจากผลกระทบต่อตำแหน่งความถี่  $f_o$  ของวงจร



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของ BP เมื่อปรับค่า  $k_n$



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของ BP เมื่อปรับค่า  $k_1$

#### 4.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบหนึ่ง อินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอสามารถสร้างฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันการกรองความถี่แบบแถบผ่าน ฟังก์ชันการกรองความถี่สูงผ่านทั้งสามรูปแบบโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร และได้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติเด่นของวงจรคือการแปรค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรสามารถกระทำได้อย่างอิสระ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก รวมทั้งยังมีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟของวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย

## บทที่ 5

# วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันโหมดกระแส แบบสองอินพุต สามเอาต์พุตโดยใช้วงจร MTFN

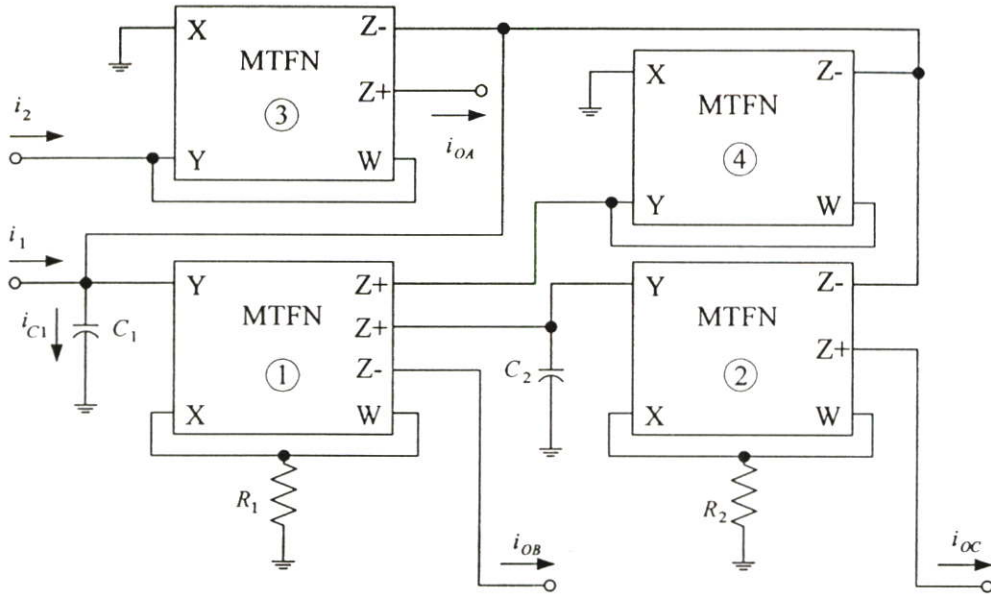
### 5.1 กล่าวนำ

บทนี้ได้นำวงจร MTFN มาออกแบบเป็นวงจรรองกรองสัญญาณไบควอดราติก หลายฟังก์ชันโหมดกระแส แบบสองอินพุต สามเอาต์พุต โดยวงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร MTFN 4 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟแบบต่อเทียบกราวด์ 4 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้ถึง 7 รูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบกลับเฟส (inverting-type lowpass, ILP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส (noninverting-type lowpass, NLP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส (inverting-type bandpass, IBP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (noninverting-type bandpass, NBP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบแถบหยุด (bandstop, BS) และ ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่าน (allpass, AP) โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงวงจร นอกจากนี้ค่าความถี่ธรรมชาติ ( $\omega_0$ ) และตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระจากกันโดยไม่มีผลกระทบต่อกันใช้โปรแกรม PSICE จำลองการทำงานเพื่อยืนยันผลที่ได้ว่าถูกต้องตรงตามทฤษฎี

### 5.2 วงจรรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุตโดยใช้ วงจร MTFN ที่นำเสนอ

วงจรรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติกที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 5.1 [63] วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร MTFN สี่ตัว ตัวด้านทานเทียบกราวด์สองตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์สองตัว โดยที่วงจร MTFN<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, C<sub>1</sub> และวงจร MTFN<sub>2</sub>, R<sub>2</sub>, C<sub>2</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย ส่วนวงจร MTFN<sub>3</sub> และวงจร MTFN<sub>4</sub> ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกระแส จากโครงสร้างของวงจรจะเห็นว่าอุปกรณ์พาสซีฟทั้งหมดนั้นต่อเทียบกราวด์

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรรองสัญญาณในรูปที่ 5.1 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร MTFN ดังสมการที่ (3.1) ในบทที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง.1]



รูปที่ 5.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต

$$i_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s k_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2) k_3 i_1}{D(s)} \quad (5.1)$$

$$i_{OB} = -\frac{s k_1 C_2 R_2 (k_3 i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (5.2)$$

$$i_{OC} = -\frac{k_1 k_2 (k_3 i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (5.3)$$

และ 
$$D(s) = s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s k_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2 \quad (5.4)$$

สมการที่ (5.1) ถึง (5.4) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบไบควอดราติกได้ถึง 7 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบกลับเฟส  $T_{ILP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส  $T_{NLP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส  $T_{IBP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส  $T_{NBP}(s)$  ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  $T_{HP}(s)$  ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบแถบหยุด  $T_{BS}(s)$  ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่าน  $T_{AP}(s)$  โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร โดยมีเงื่อนไขในการสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสดังต่อไปนี้

1) ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟส โดยให้  $i_2 = 0$ ,  $i_1 = i_{in}$  และ  $i_{OC} = i_{out}$  จะได้

$$T_{ILP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{k_1 k_2 k_3}{D(s)} \quad (5.5)$$

2) ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไม่กลับเฟส โดยให้  $i_1 = 0$ ,  $i_2 = i_{in}$  และ  $i_{OC} = i_{out}$  จะได้

$$T_{NLP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{k_1 k_2 k_3}{D(s)} \quad (5.6)$$

3) ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟส โดยให้  $i_2 = 0$ ,  $i_1 = i_{in}$  และ  $i_{OB} = i_{out}$  จะได้

$$T_{IBP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{sk_1 k_3 C_2 R_2}{D(s)} \quad (5.7)$$

4) ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านแบบไม่กลับเฟส โดยให้  $i_1 = 0$ ,  $i_2 = i_{in}$  และ  $i_{OB} = i_{out}$  จะได้

$$T_{NBP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{sk_1 k_3 C_2 R_2}{D(s)} \quad (5.8)$$

5) ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน โดยให้  $i_2 = 0$ ,  $i_1 = i_{in}$  และ  $i_{OA} + i_{OB} + i_{OC} = i_{out}$  จะได้

$$T_{HP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 k_3 C_1 R_1 C_2 R_2}{D(s)} \quad (5.9)$$

6) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบแถบหยุด โดยให้  $i_2 = 0$ ,  $i_1 = i_{in}$  และ  $i_{OA} + i_{OB} = i_{out}$  จะได้

$$T_{BS}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 k_3 C_1 R_1 C_2 R_2 + k_1 k_2 k_3}{D(s)} \quad (5.10)$$

7) ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่าน โดยให้  $i_1 = i_{in}$ ,  $i_2 = -i_{in}$  และ  $i_{OA} + i_{OB} = i_{out}$  จะได้

$$T_{AP}(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{s^2 k_3 C_1 R_1 C_2 R_2 - sk_1 k_3 C_2 R_2 + k_1 k_2 k_3}{D(s)} \quad (5.11)$$

จากสมการที่ (5.4) เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะของสมการไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไปดังสมการที่ (4.5) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ  $\omega_o$  และตัวประกอบคุณภาพ หรือ  $Q$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_1 k_2}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (5.12)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k_4} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_2}{C_2 R_2 k_1}} \quad (5.13)$$

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟของวงจร สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก.2]

$$S_{k_1, k_2}^{\omega_o} = S_{k_2}^Q = S_{C_1, R_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (5.14)$$

$$S_{C_1, C_2, R_1, R_2}^{\omega_o} = S_{k_1}^Q = S_{C_2, R_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5.15)$$

และ

$$S_{k_4}^Q = -1 \quad (5.16)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้มีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟที่ต่ำ

นอกจากนี้จากสมการที่ (5.12) และ (5.13) ถ้ากำหนดให้  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  และ  $k_1 = k_2 = k_n$  จะได้ว่าค่าของ  $\omega_o$  และ  $Q$  มีค่าดังนี้

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (5.17)$$

$$Q = \frac{1}{k_4} \quad (5.18)$$

สมการที่ (5.17) แสดงให้เห็นว่าค่าความถี่  $\omega_o$  ของวงจรมันสามารถปรับค่าได้โดยการแปรค่า  $k_n$  หรือกระแสไบอัสของวงจร MTFN<sub>1</sub> และวงจร MTFN<sub>2</sub> โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $Q$  ในขณะที่การแปรค่า  $Q$  จากสมการที่ (5.18) นั้นสามารถกระทำได้โดยการควบคุมค่า  $k_4$  หรือกระแสไบอัสของ

วงจร MTFN<sub>4</sub> ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบซึ่งกันและกัน

### 5.3 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นตามอุดมคติ

เมื่อคิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร MTFN โดยใช้ความสัมพันธ์ของวงจร MTFN ในกรณีที่ทำงานไม่เป็นอุดมคติดังสมการที่ (4.13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสดังนี้ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง.2]

$$i_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(k_1 k_4 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 C_2 R_2) + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2) i_1}{D(s)} \quad (5.19)$$

$$i_{OB} = -\frac{sk_1 \alpha_{n1} \beta_1 C_2 R_2 (k_3 \alpha_{n3} i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (5.20)$$

$$i_{OC} = -\frac{k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{p2} \beta_1 \beta_2 (k_3 \alpha_{n3} i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (5.21)$$

และ 
$$D(s) = s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + sk_1 k_4 \alpha_{p1} \alpha_{n4} \beta_1 C_2 R_2 + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 \quad (5.22)$$

จากสมการที่ (5.22) ค่าของ  $\omega_{on}$  และ  $Q_n$  ในรูปของความไม่เป็นอุดมคติจะมีค่าดังนี้

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 k_1 k_2}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (5.23)$$

$$Q_n = \frac{1}{k_4 \alpha_{n4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n2} \beta_2 k_2 C_1 R_1}{\alpha_{p1} \beta_1 k_1 C_2 R_2}} \quad (5.24)$$

และจากสมการที่ (5.23) และ (5.24) ค่าความไวของวงจรมีค่าดังนี้

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_1, \beta_2}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (5.25)$$

$$S_{\alpha_{n2}, \beta_2}^{Q_n} = \frac{1}{2} \quad (5.26)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \beta_1}^Q = -\frac{1}{2} \quad (5.27)$$

$$S_{\alpha_{n4}}^{Q_n} = -1 \quad (5.28)$$

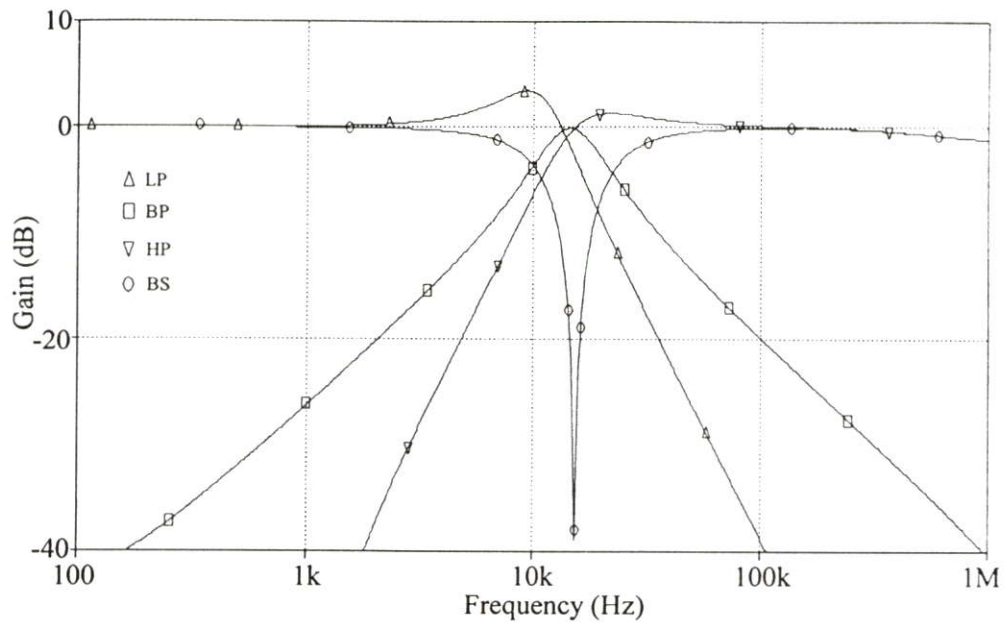
สังเกตได้ว่าค่าความไวของสมการที่ (5.25) ถึง (5.28) นั้นมีค่าที่ต่ำ หรือน้อยกว่าหนึ่ง

#### 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

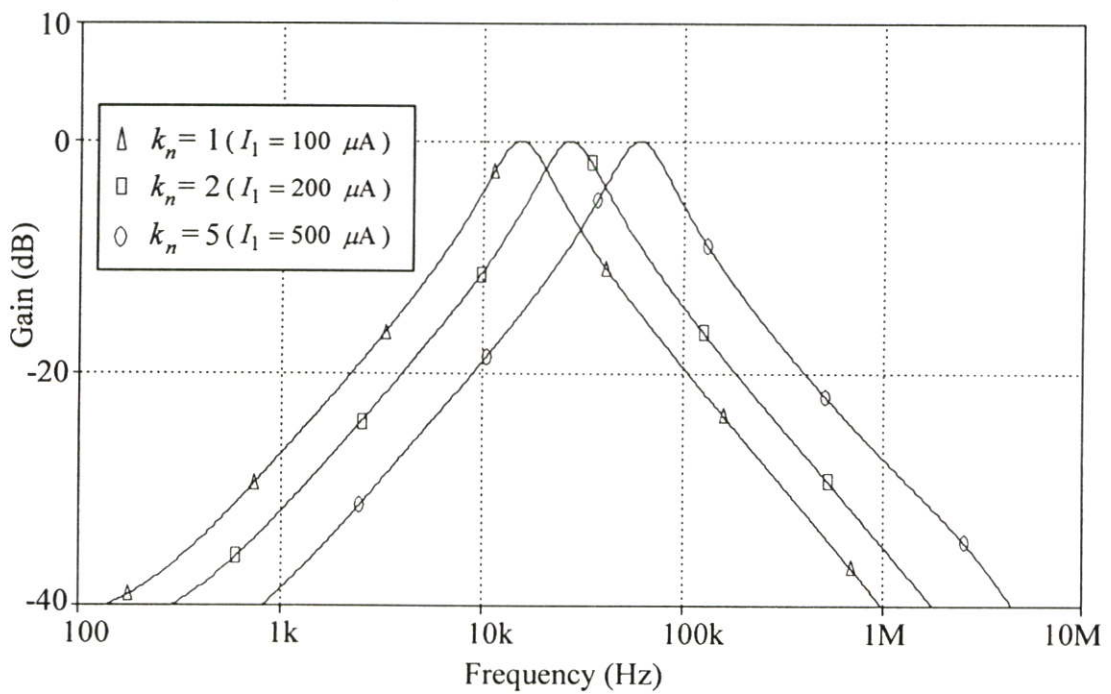
เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ โหมดกระแสไบควอดรติกที่นำเสนอ ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้วงจร MTFN ดังรูปที่ 3.8 ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเท่ากับ  $\pm 5V$   $I_{B1} = 400 \mu A$  และ  $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$

รูปที่ 5.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 5.1 เมื่อกำหนดให้  $R = 1 k\Omega$ ,  $C = 10 nF$  และ  $k_n = 1$  ( $I_1 = I_2 = 100 \mu A$ ) ซึ่งทำให้ได้  $Q = 1$  และ  $f_o = \omega_o/2\pi = 15.91 kHz$  และผลจากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า  $f_o \cong 15.48 kHz$  ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาด (error) เท่ากับ 2.7%

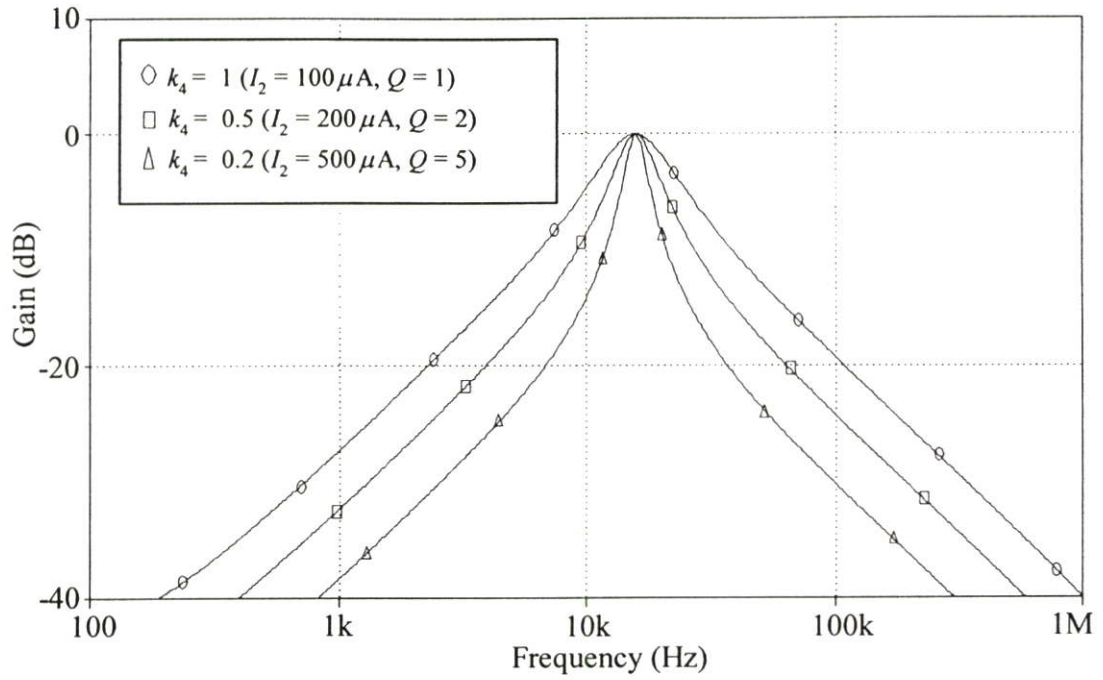
รูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่าน (BP) เมื่อปรับค่า  $k_n$  โดยกำหนดให้  $I_2 = 100 \mu A$  แล้วทำการแปรค่า  $I_1 = 100 \mu A$ ,  $200 \mu A$  และ  $500 \mu A$  ตามลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่าของ  $Q$  ของวงจรมีค่าคงที่เท่ากับ 1 ในขณะที่  $f_o$  ของวงจรจะแปรค่า 15.91 kHz, 31.82 kHz และ 79.55 kHz ตามลำดับ ในขณะที่ผลจากการจำลองจะได้  $f_o = 15.48 kHz$ , 27.54 kHz และ 65.10 kHz ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความถี่  $f_o$  ของวงจรมันสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากการควบคุม  $k_n$  ของวงจร ส่วนรูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อแปรค่า  $k_1$  โดยกำหนดให้  $I_1 = 100 \mu A$  ในขณะที่  $I_2$  แปรค่าเป็น 100  $\mu A$ , 200  $\mu A$  และ 500  $\mu A$  ตาม ลำดับ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้ค่า  $f_o$  มีค่าคงที่เท่ากับ 15.91 kHz และค่า  $Q$  ของวงจรแปรค่าเป็น 1, 2 และ 5 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานได้แสดงให้เห็นว่าค่า  $Q$  นั้นสามารถแปรค่าได้จากการควบคุมค่า  $k_4$  โดยไม่ส่งผลกระทบต่อตำแหน่งความถี่  $f_o$  ของวงจร รูปที่ 5.5 แสดงค่าคุณลักษณะของมูมเฟสและค่าอัตราขยายของฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่าน เมื่อปรับค่า  $k$  ของวงจร MTFN ทุกตัวให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง



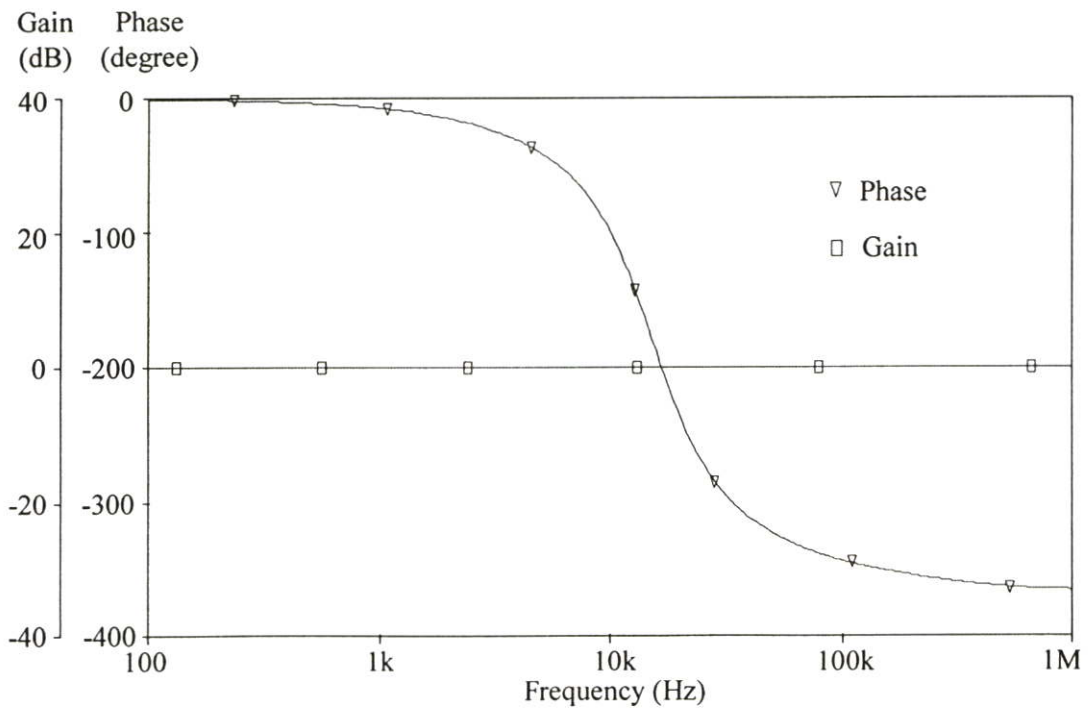
รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อแปรค่า  $k_n$



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร BP เมื่อแปรค่า  $k_4$



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของมุมเฟสและอัตราขยายของวงจร AP เมื่อ  $k_i = 1$

## 5.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชัน โหมดกระแสแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต โดยใช้วงจร MTFN เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรที่นำเสนอสามารถสร้างฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบกัลบเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กัลบเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกัลบเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กัลบเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบแถบหยุด และฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบผ่าน วงจรที่นำเสนอได้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติเด่นของวงจร ในค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ และค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระ ปราศจากผลกระทบต่อกัน โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก รวมทั้งยังมีค่าความไวต่ออุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟของวงจรมีค่าต่ำอีกด้วย

## บทที่ 6

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

### 6.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอแนวทางการพัฒนาและออกแบบวงจร FTFN ให้มีหลายขั้วและสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมอัตราส่วนของกระแสไบอัสจากภายนอกหรือวงจร MTFN ทำให้วงจรที่นำเสนอมีความยืดหยุ่นในการนำไปประยุกต์ใช้งานมากขึ้น วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้าง แบบทรานสิเอียร์ ซึ่งมีรูปแบบโครงสร้างที่เรียบง่าย มีความเป็นเชิงเส้น และได้แสดงถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติที่สำคัญของกลุ่มวงจรรย่อยแต่ละวงจร คือ วงจรตามแรงดัน วงจรทรานสิเอียร์ วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง และวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับอัตราขยายกระแสได้ นอกจากนี้ยังได้แสดงถึงแนวทางการประยุกต์ใช้งานวงจร MTFN ที่นำเสนอมาออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต และวงจรกรองสัญญาณแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสะดวกและคล่องตัวของการปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ คุณสมบัติของวงจร MTFN ที่นำเสนอรวมทั้งการประยุกต์ได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง โดยการต่อวงจรทดลองจริง ซึ่งยืนยันประสิทธิภาพการทำงานและความถูกต้องของวงจรที่ได้ออกแบบได้เป็นอย่างดี

### 6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อและพัฒนาต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในหัวข้อนี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจรให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 3 ประการ อันได้แก่

- 1) ประการแรก วงจร MTFN ที่ได้นำเสนอมีความสามารถในการนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย จึงสามารถนำวงจร MTFN ไปออกแบบวงจรได้มากกว่าที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ จากการทดสอบวงจร MTFN ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พบว่า ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจร MTFN เป็นผลเนื่องมาจากค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจรสะท้อนกระแสแบบปรับค่าได้ในวงจร ดังนั้นหากปรับปรุงสมรรถนะของวงจรสะท้อนกระแส โดยการเพิ่มกระแสไบอัสออฟเซต (offset bias current) เพื่อชดเชยค่าผิดพลาด ก็จะทำให้สมรรถนะของวงจร MTFN ที่นำเสนอมีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

2) ประการที่สอง ที่ผ่านมามีการนำเสนอ FTFN แบบปรับแต่งค่าได้ทั้งแรงดันที่อินพุต และกระแสที่เอาต์พุต [61] แต่วงจรที่นำเสนอนั้นใช้อุปกรณ์แบบแยกชิ้น และการปรับแต่งของ วงจรนั้นเป็นการปรับแต่งค่าจากอุปกรณ์พาสซีฟ จากภายนอกซึ่งไม่สะดวกในการใช้งาน ซึ่งถ้า สามารถออกแบบให้วงจร MTFN ให้มีคุณสมบัติในการปรับได้ทั้งแรงดันและกระแสของวงจรได้ โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ ในรูปแบบของวงจรรวมได้ก็จะทำให้วงจรมีความยืดหยุ่นในการ ใช้งานมากยิ่งขึ้น

3) ประการที่สาม ในปัจจุบันการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ นิยมพัฒนาขึ้นโดยใช้เทคโนโลยีของมอสทรานซิสเตอร์เป็นอันมากเพราะกินกำลังงานต่ำ ดังนั้นหากออกแบบให้โครงสร้าง นี้สามารถสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ได้ โดยที่ยังคงคุณสมบัติการปรับแต่งของ วงจรเอาไว้ได้ ก็จะเป็นแนวทางหนึ่งในการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อที่น่าสนใจมากทีเดียว

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Smith K. C. and Sedra A.S. “The current conveyor – A new circuit building block.” **Proceeding of the IEEE**, vol.56, 1968. pp.1362-1369.
- [2] Sedra A.S. and Smith K.C. “A second generation current conveyor and its application.” **IEEE Transaction on Circuit Theory**, vol. CT-17, 1970. pp 132-134.
- [3] Huijsing J.H. “Operational floating amplifier” **IEE Proceedings G: Circuits Devices and Systems.**, vol. 137, 1990. pp. 131-136.
- [4] Toumazou C. and Payne A. “Operational floating conveyor.” **Electronics Letters**, vol.27, no. 8, Apr. 1991. pp. 651-652
- [5] Senani R. “A noval application of four-terminal floating nullors.” **Proceeding of the IEEE**, vol. 75, 1987. pp. 1544-1546.
- [6] ธนาฉัตร กัฒาหาญ ทศยา ปุคคละนันท์ และ วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ “วงจรรองสัญญาณไบควอด-ดราทิกหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ FTFN และ OTA”, **วิศวกรรมสารมหาวิทยาลัยขอนแก่น**, ปีที่ 32, ฉบับที่ 4, หน้า 467-478, 2005.
- [7] Higashimura M. “Realisation of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor” **Electronics Letters**, vol. 27, no. 2, 1991. pp. 170-171.
- [8] Higashimura M. and Fukui. Y. “Realization of immittance function using a single FTFN and its application to filters” **1992 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 1992)**, vol.2, 1992. pp. 851-854.
- [9] Liu S.I. “Cascasable current-mode filters using single FTFN” **Electronics Letters**, vol. 31, no. 23, 1995. pp. 1965-1966.
- [10] Abuelma’atti M.T. “Cascadable current-mode filters using single FTFN” **Electronics Letters**, vol. 32, no. 16, 1996. pp. 1457-1458.
- [11] Hou C.L., Yean R. and. Chang C.K “Single-element controlled oscillators using single FTFN” **Electronics Letters**, vol.32, no. 22, 1996. pp. 2032-2033.
- [12] Wang H.Y. and Lee C.T. “Realisation of R-L and C-D immittances using single FTFN”, **Electronics Letters**, v ol. 34, no. 6, pp.502-503, 1998

- [13] Wang H.Y. and Lee C.T., "Using nullors for realisation of current-mode FTFN-based inverse filters", **Electronics Letters**, vol.35, no. 22, 1999. pp. 1889-1890.
- [14] Higashimura M. "Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor", **Electronics Letters**, vol. 27, 1991. pp. 1182-1183.
- [15] อมร จิรเสรีอมรกุล, บุญรักษ์ จิปีภพ และ วัลลภ สุระกำพลธร. "วงจรมูลเลอร์ 4 ขั้วแบบลอยตัวในเชิงวงจรรวม." การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22, 2542. หน้า 343-346.
- [16] อมร จิรเสรีอมรกุล. 2543 . "การออกแบบและประยุกต์ใช้งานวงจรมูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัวที่มีโครงสร้างแบบทรานซิลีเยอร์." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [17] Liu S.I. and Hwang C.H. "Realizational of current-mode filters using single FTFN" **International Journal of Electronics**, vol.82, no. 5, 1997. pp. 499-502.
- [18] Liu S.I. "Single-resistance-controlled sinusoidal oscillator using two FTFNs" **Electronics Letters** vol. 33, No. 14, 1997. pp. 1185-1186.
- [19] Abuelma'atti M.T. and Al-Zaher HA. "Current-mode sinusoidal oscillators using two FTFNs" **National Science Council**, vol. 22, no. 6, 1998 .pp.758-764.
- [20] Chipipop B. Surakamponorn W. and Watanabe K. "On the realization of current-mode FTFN-based low-pass and high-pass filters and their inverse filters" **วารสารวิจัยและพัฒนามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี**, ปีที่ 22, ฉบับที่ 3 กันยายน-ธันวาคม 2542.
- [21] Toker A., Ozoguz S. and Cicekoglu O. "High output impedance current-mode multifunction filter using FTFNs" **1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 1999)**, vol. 11, 1999. pp. 267-269.
- [22] Abuelma'atti M.T. and Al-Zaher H.A "Current-mode sinusoidal oscillators using single FTFN" **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, vol. 46, no. 1, 1999. pp. 69-74.
- [23] Chipipop B. and Surakamponorn W. "Realisation of current-mode FTFN-based inverse filter" **Electronics Letters**, vol. 35 , 1999. pp. 690-692.
- [24] Chipipop B. and Surakamponorn W. "On the realization of current-mode FTFN-based high-pass filter and its inverse filter" **1999 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 1999)**, 1999. pp. 505-508.

- [25] Chipipop B. and Surakamponorn W. "Realization of current-mode FTFN-based lowpass filter and its inverse filter from the optimal sallen and key lowpass filter (saraga design) using RC:CR dual transformation to preserve the sensitivities of the original circuit" **2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001)**, 2001. pp.497-499.
- [26] Cicekoglu O.,Cam U. and Kuntman H. "Single-resistance-controlled sinusoidal oscillators employing single FTFN and grounded capacitors" **2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001)**, vol. 2, 2001. pp. 874-877.
- [27] Higashimura M. "Current-mode lowpass, bandpass and highpass filters using an FTFN". **Microelectronics Journal**, 1993 .pp. 659-662.
- [28] Abuelma Atti M.T. and Al-Zaher H.A. "Universal two-input two-output current-mode active biquad using FTFNs" **International Journal of Electronics**, vol.86, no. 2, 1999. pp. 181-188.
- [29] Iuan S.I. and Liao Y.H. "Current-mode quadrature sinusoidal oscillator using single FTFN", **International Journal of Electronics**, vol. 81, no. 2, 1996. pp. 171-175.
- [30] Bhakar D.R. "Ground-capacitor SRCO using only one PFTFN" **Electronics Letters**, vol.38, no. 20, 2002. pp. 1156-1157.
- [31] Bhakar D.R. and Senani R. "New FTFN-based grounded-capacitor SRCO with explicit current-mode output and reduced number of resistors", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 59, 2005. pp. 48-51.
- [32] Liu S.I. "Cascasable current-mode filters using single FTFN" **Electronics Letters**, vol. 31, no. 23, 1995. pp. 1965-1966.
- [33] Bhakar D.R. "Ground-capacitor SRCO using only one PFTFN" **Electronics Letters**, vol.38, no. 20, 2002. pp. 1156-1157.
- [34] Amornkun J., Chipipop B. and Surakamponorn W. "Novel tranlinear-based multi-output FTFN" **2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001)**, 2001. pp. 180-183.
- [35] Weng R.O. "Single-resistance-controlled oscillator using only PFTFN" **2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000)**, 2000. pp. 213-214.

- [36] Olcay E.O. and Anday F. "Realization of voltage/current mode filters using four-terminal floating nullors" **Microelectronics Journal**, vol. 30, 1999. pp. 211-216.
- [37] Liu S.I and Liao Y.H. "Current-mode quadrature sinusoidal oscillator using single FTFN" **International Journal of Electronics**, vol. 81, no. 2, 1996 . pp. 171-175.
- [38] Cicekoglu O. "Current-mode biquad with minimum number of passive elements" **IEEE Transactions on Circuits and System**, vol. 48, no. 1, 2001. pp. 221-222.
- [39] Shah N.A. , Malik M.A. "High impedance voltage and current mode multifunction filters" **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, vol. 59, 2005. pp. 262-266.
- [40] Iuan S.I. and Lee J.L. "Insensitive current/voltage-mode filters using FTFNs" **Electronics Letters** ,vol. 32, no. 12, 1996. pp. 1079-1080.
- [41] Tangsrirat W. and Surakamponorn W. "A realization of current-mode biquadratic filters using multiple-output FTFNs" **2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000)**, 2000. pp. 571-574.
- [42] Cam U., Cicekoglul O. and Kuntman H. "A new four terminal floating nullor based single-input three-output current-mode multifunction filter" **Microelectronics Journal**, vol.30, 1999. pp. 115-118.
- [43] Tangsrirat W., Amornkun J. and Surakampornorn W. "Tunable FTFN and its applications" **2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001)**, 2001, pp. 489-492.
- [44] Tangsrirat W., Unhavanich S., Dumawipata T. and Surakamponorn W. "FTFN with Variable Current Gain", **IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology (TENCON 2001)**, 2001. pp. 209-212.
- [45] Carlin. H. J. "Single net work element." **IEEE Transactions on Circuit Theory**, vol. CT-11, 1964. pp. 67-72.
- [46] Tellegan B. D. H. "On nullors and norators." **IEEE Transactions on Circuit Theory**, vol. CT-13, 1966. pp. 466-469.
- [47] Leonard T. Bruton. **RC-Active Circuit Theory and Design**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1980.

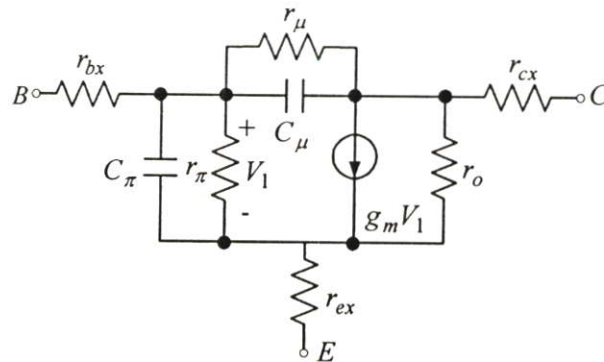
- [48] Sanjit K. **Analysis and synthesis of linear active networks**. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1969
- [49] Carlin H. J. and Youla D. C. "Network synthesis with negative resistors." **IEEE Transactions on Circuit Theory**, vol. 49, 1961. pp. 907-920.
- [50] Voorman H. O. and Biesheuvel A. "An electronic gyrator." **IEEE Journal of Solid State Circuits**, vol. SC-7, no. 6, 1972. pp. 469-474.
- [51] Huising J. H. and De Korte J. "Monolithic nullor A universal active network element." **IEEE Journal of Solid State Circuits**, vol. SC-12, no. 1, 1977. pp. 59-64.
- [52] Svoboda J. A. "Using nullors to analysis linear networks." **International Journal of Circuit Theory and Applications**., vol. 14, 1986. pp. 169-180.
- [53] Davies A.C. "The significant of nullors, norator and nullor in active-network theory." **Radio Engineering and Electronics (IREE)**., vol. 34, 1967. pp. 259-267.
- [54] Gilbert B. "Tranlinear Circuits : A proposed classification." **Electronics Letters**, vol. 11, no. 1, 1975. pp. 14-16.
- [55] Chis T., John L. and David G. H. **Analogue IC Design : The Current-Mode Approach**. London. Peter Pergrinus. Ltd. 1990.
- [56] Edwin W. **Analog Integrated Circuits**. International Thomson Publishing. 1996.
- [57] Hirunporm J., Tangsrirat W. and Surakamponorn W. "Electronically tunable multiple-output FTFN and its applications", **The 2006 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2006)**, Ubonratchathani, Thailand, 2006. pp. 805-808.
- [58] Fabre A. and Mimeche N. "Class A/AB second generation current conveyor with controlled current gain", **Electronics Letters**, vol. 30, no. 16, 1994. pp. 1267-1269.
- [59] Wilson B. "Recent development in current conveyors and current mode circuits." **IEE Proceedings G: Circuits Devices and Systems**, vol. 137, 1990. pp. 63-77.
- [60] Hirunporm J., Tangsrirat W. and Surakamponorn W. "Current-controlled current-mode biquadratic filter using tunable multiple-output FTFNs", **The 2006 International Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, Chiangmai Thailand, 2006. pp. 705-708.

- [61] Bhusan M. and Newcomb R.W. "Grounding of capacitors in integrated circuits", **Electronics Letters**, vol.3, 1967. pp.148-149.
- [62] Pal K. and Sinh R. "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", **Electronics Letters**, vol.18, 1982. pp. 47.
- [63] Hirunporm J., Pukkalanun T. and Tangsrirat W. "Current-controlled current-mode biquadratic filter with two inputs and three outputs using multiple-output FTFNs", **International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006)**, Busan Korea, 2006. pp.5691-5694.
- [64] Tangsrirat W., Dumawipata T. and Unhavanich S. "On the realization of FTFN with variable voltage and current gains", **The 2003 International Conference on Circuits /Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2003)**, 2003. pp. 884-887.

ภาคผนวก

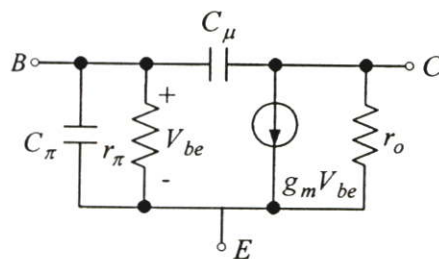
## ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทีฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสตรง (forward bias) ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (reverse bias) ซึ่งวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้นจะประกอบด้วย  $r_{bx}$  ,  $r_{cx}$  และ  $r_{ex}$  เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำ กับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดต่อภายนอกซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\mu}$  และ  $r_o$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ และขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ความต้านทาน  $r_{\mu}$  จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\pi}$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้า (capacitance) ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์  $C_{\mu}$  และ  $C_{\pi}$  คือความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common Emitter) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

ทฤษฎีการทำงานและสมการโดยละเอียดเกี่ยวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้มีการนำเสนอแพร่หลายเป็นที่รู้จักมากพอสมควรแล้ว ดังนั้นจะขอกล่าวถึงเฉพาะสมการสำคัญที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลของวงจรเท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (ก.1)

$$I_C = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} \exp\left(\frac{qV_{be}}{kT}\right) \quad (\text{ก.1})$$

จากสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_E} = J_{A_E}$$

และ

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

เมื่อ

$q$  = ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (electron charge) มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  มีหน่วยเป็นคูลอมบ์ (C)

$D_B$  = ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอิเล็กตรอนหรือโฮลในขาเบส มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรต่อวินาที ( $\text{cm}^2/\text{s}$ )

$n_i$  = ค่าความหนาแน่นประจุพาหะชนิดหนึ่งชนิดใดของสารกึ่งตัวนำอินทรีนซิก มีหน่วยเป็นต่อตารางเซนติเมตร ( $\text{cm}^{-3}$ )

$A_E$  = ค่าพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร ( $\text{cm}^2$ )

$Q_B$  = ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือปนในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ ( $\text{cm}^{-3}$ )

$V_{be}$  = ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ มีหน่วยเป็นโวลต์ (V)

- $k$  = ค่าคงที่ของ Boltzmann's constant มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-32}$  มีหน่วยเป็นจูลต่อเคลวิน (J/K)  
 $T$  = ค่าอุณหภูมิรอบข้าง มีหน่วยเป็นเคลวิน (K)  
 $I_S$  = ค่ากระแสอิ่มตัว (saturation current) มีหน่วยเป็นแอมแปร์ (A)  
 $J$  = ค่าความหนาแน่นของกระแส มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อตารางเซนติเมตร (A/cm<sup>2</sup>)  
 $V_T$  = ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิ (V)

จากสมการที่ (ก.2) พบว่าค่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_T$  โดยที่ค่าของ  $V_T$  มีค่าประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ 27°C ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส  $I_C$  มีคุณลักษณะเป็นแบบเอ็กโพเนนเชียล (exponential) จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส  $I_C$  คงที่เทียบค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากผลของ base-width modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการ (ก.3)

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อ  $V_A$  คือ ค่าแรงดันเออร์ลี่ (early voltage) ของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 130 โวลต์ จากสมการที่ (ก.2) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน  $V_{be}$  กับกระแส  $I_C$  ได้เป็น

$$V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (\text{ก.4})$$

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (ก.2) จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ  $g_m$  ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{be}$  ซึ่งจะเป็นดังสมการที่ (ก.5)

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dV_{be}} \right|_{V_{be}=0}$$

$$= \frac{I_C}{V_T} \quad (\text{ก.5})$$

เห็นได้ว่าอัตราการใช้พลังงาน  $g_m$  จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรอบข้าง  $V_T$  และจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเล็กเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการใช้พลังงานเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_B$  เทียบกับค่าแรงดัน  $V_{be}$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left. \frac{dI_b}{dV_{be}} \right|_{v_{ce}=0} \\ &= \frac{1}{\beta_F} \frac{dI_C}{dV_{be}} = \frac{g_m}{\beta_F} \end{aligned} \quad (\text{ก.6})$$

เมื่อ  $\beta_F$  คือ ค่าอัตราขยายกระแสวงจรมิตเตอร์ร่วม และ  $g_\pi$  คือ ค่าอัตราการใช้พลังงานที่ขาเบสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทาน  $r_\pi$  ได้เป็น

$$\begin{aligned} r_\pi &= \frac{1}{g_\pi} \\ &= \frac{\beta_F}{g_m} \end{aligned} \quad (\text{ก.7})$$

ส่วนความต้านทานขาออก  $r_o$  หาได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการใช้พลังงานเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  โดยจากสมการที่ (ก.3) จะได้

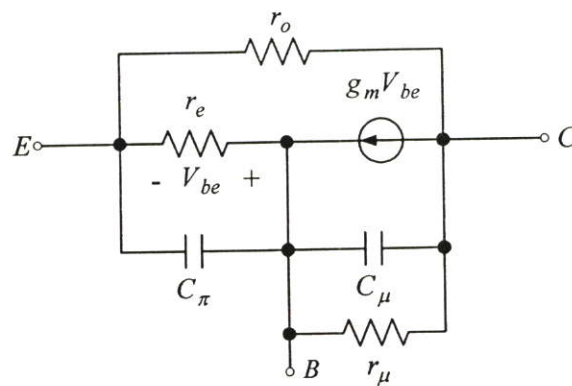
$$\begin{aligned} \frac{1}{r_o} &= g_o = \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right|_{v_{ce}=0} \\ &= \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \end{aligned}$$

$$= \frac{I_C}{V_A} \quad (\text{ก.8})$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (\text{ก.9})$$

จากวงจรสมมูลที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสามารถเขียนวงจรสมมูลให้อยู่ในวงจรเบสร่วม (common base) ได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลของวงจรเบสร่วม

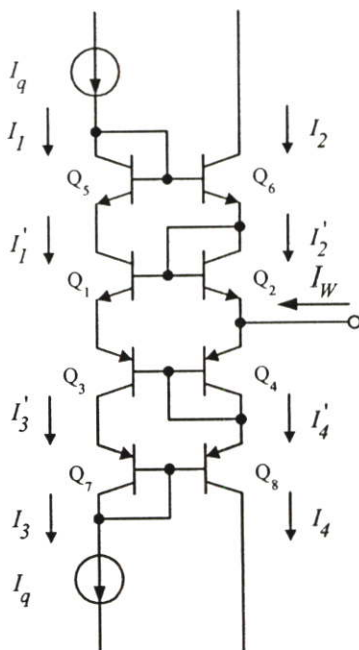
ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์  $r_e$  ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\ &= \frac{1}{g_m(1 + 1/\beta_F)} \\ &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\ &\cong \frac{V_T}{I_C} \end{aligned}$$

เมื่อ  $\alpha_F$  คืออัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

## ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์รูปที่ประกอบด้วยไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ 8 ตัว



รูปที่ ข.1 ทรานซิสเตอร์รูปที่ประกอบขึ้นจากทรานซิสเตอร์ 8 ตัว

จากรูปที่ ข.1 เริ่มต้นพิจารณาทรานซิสเตอร์ 4 ตัวด้านบนคือ  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_5$  และ  $Q_6$  กำหนดให้  $I_{Bi}$  และ  $\beta_i$  คืออัตราขยายกระแสแอมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $i$  ตามลำดับ จะได้ว่า

$$I'_1 = I_1 - I_6 = I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \quad (\text{ข.1})$$

$$I'_2 = I_2 + I_6 - I_{B1} - I_{B2} = I_2 + \frac{I_2}{\beta_6} - \frac{I'_1}{\beta_1} - \frac{I'_2}{\beta_2} \quad (\text{ข.2})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.1) ลงในสมการที่ (ข.2) แล้วจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$I'_2 = \left( \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_6} \right) I_2 - \frac{1}{\beta_1} \left( I_1 - \frac{I_2}{\beta_6} \right) \right]$$

$$= \left( \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_6} - \frac{1}{\beta_1 \beta_6} \right) I_2 - \frac{I_1}{\beta_1} \right] \quad (\text{ข.3})$$

ถ้า  $\beta \gg 1$  จะได้ว่า

$$I_2' = I_2 - \frac{I_2}{\beta_1} \quad (\text{ข.4})$$

ต่อมาพิจารณาทรานซิสเตอร์ 4 ตัวด้านล่าง คือ  $Q_3, Q_4, Q_7$  และ  $Q_8$  ในทำนองเดียวกันจะได้ว่า

$$I_3' = I_3 - I_{B8} = I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \quad (\text{ข.5})$$

$$I_4' = I_4 + I_{B8} - I_{B3} - I_{B4} = I_4 + \frac{I_4}{\beta_8} - \frac{I_3'}{\beta_3} - \frac{I_4'}{\beta_4} \quad (\text{ข.6})$$

แทนค่าสมการที่ (ข.5) ลงในสมการ ที่ (ข.6) แล้วจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} I_4' &= \left( \frac{\beta_4}{\beta_4 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_8} \right) I_4 - \frac{1}{\beta_3} \left( I_3 - \frac{I_4}{\beta_8} \right) \right] \\ &= \left( \frac{\beta_4}{\beta_4 + 1} \right) \left[ \left( 1 + \frac{1}{\beta_8} - \frac{1}{\beta_3 \beta_8} \right) I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \right] \end{aligned} \quad (\text{ข.7})$$

ถ้า  $\beta \gg 1$  จะได้ว่า

$$I_4' = I_4 - \frac{I_3}{\beta_3} \quad (\text{ข.8})$$

จากสมการที่ (ข.1), (ข.4), (ข.5) และ (ข.8) เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กัน กำหนดให้  $\beta_N$  และ  $\beta_P$  คือค่าอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ตามลำดับ จะสามารถเขียนสมการรวมของความสัมพันธ์กระแสภายในได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} I'_1 &= I_1 - \frac{I_2}{\beta_N} \\ I'_2 &= I_2 - \frac{I_1}{\beta_N} \\ I'_3 &= I_3 - \frac{I_4}{\beta_P} \\ I'_4 &= I_4 - \frac{I_3}{\beta_P} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.9})$$

พิจารณาการเชื่อมต่อเป็นวงจรของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  จากหลักการทรานลีเนียร์จะทำให้ได้ความสัมพันธ์

$$I'_1 I'_3 = I'_2 I'_4 \quad (\text{ข.10})$$

แทนค่า  $I'_1$  และ  $I'_3$  จากสมการที่ (ข.9) ลงในสมการที่ (ข.10) แล้วจัดรูปสมการจะได้

$$I'_2 I'_4 = \left( I_1 - \frac{I_2}{\beta_N} \right) \left( I_3 - \frac{I_4}{\beta_P} \right)$$

หรือ

$$I'_2 I'_4 = I_1 I_3 - \frac{I_2 I_3}{\beta_N} - \frac{I_1 I_4}{\beta_P} + \frac{I_2 I_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.11})$$

เมื่อ  $\beta \gg 1$  จะทำให้พจน์  $I_2 I_3 / \beta_N \beta_P$  น้อยกว่า  $I_2 I_4$  มากจนสามารถละทิ้งได้ เป็นผลให้

$$I_1 I_3 = I'_2 I'_4 + \frac{I_2 I_3}{\beta_N} + \frac{I_1 I_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.12})$$

จากวงจรในรูปที่ ข.1 กระแส  $I_1 = I_3 = I_q$  เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (ข.12) จะได้

$$I_q^2 = I'_2 I'_4 + \frac{I_2 I_3}{\beta_N} + \frac{I_1 I_4}{\beta_P} \quad (\text{ข.13})$$

แทนค่า  $I_2$  และ  $I_4$  จากสมการที่ (ข.9) ลงในสมการที่ (ข.14) จะได้

$$I_q^2 = I_2' I_4' + \frac{I_2' I_q}{\beta_N} + \frac{I_4' I_q}{\beta_P} \quad (\text{ข.14})$$

พิจารณาที่โหนดอินพุตจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_2', I_4'$  และ  $I_W$

$$I_2' = I_4' - I_W \quad (\text{ข.15})$$

หรือ

$$I_4' = I_2' + I_W \quad (\text{ข.16})$$

แทนสมการที่ (ข.16) ลงในสมการที่ (ข.14) และจัดรูปสมการใหม่เพื่อหา  $I_2'$  ได้เป็น

$$I_2' = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( I_W + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} I_q I_W + 4I_q^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q - I_W \right\} \quad (\text{ข.17})$$

จากนั้นทำการแทนสมการที่ (ข.15) ลงในสมการที่ (ข.14) และจัดรูปใหม่เพื่อหา  $I_4'$  ได้เป็น

$$I_4' = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \left( I_W + \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q \right)^2 - \frac{4}{\beta_P} I_q I_W + 4I_q^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \left( \frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) I_q + I_W \right\} \quad (\text{ข.18})$$

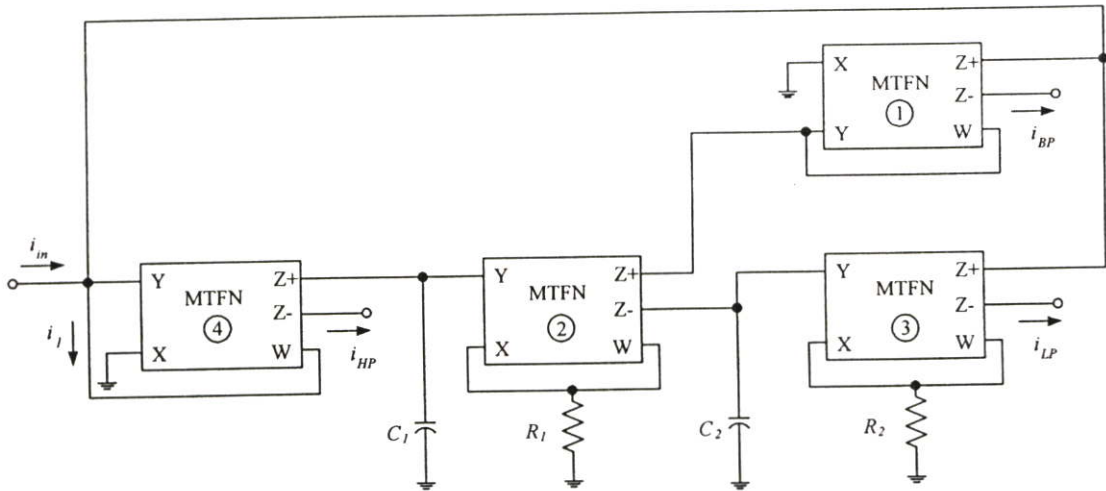
ถ้า  $\beta$  มีค่าสูงมากพออาจประมาณได้ว่าพจน์ที่ถูกหารอยู่ด้วย  $\beta$  นี้ จะมีค่าน้อยมากจนละทิ้งได้ ดังนั้นสมการที่ (ข.17) และ (ข.18) จึงสามารถลดรูปได้เป็น

$$I_2' \cong \frac{1}{2} \left[ \left( I_W^2 + 4I_q^2 \right)^{\frac{1}{2}} - I_W \right] \quad (\text{ข.19})$$

$$I_4' \cong \frac{1}{2} \left[ \left( I_W^2 + 4I_q^2 \right)^{\frac{1}{2}} + I_W \right] \quad (\text{ข.20})$$

## ภาคผนวก ค

ค.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต  
เมื่อกำหนดให้ค่า  $T_i = R_i C_i$  โดยที่  $i$  คือค่าตัวที่ใดๆของอุปกรณ์



รูปที่ ค.1 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต

จากวงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกโหมดกระแสหลายฟังก์ชันดังรูปที่ ค.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถหาดังต่อไปนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{HP} = k_4 i_1 \quad (\text{ค1.1})$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{BP} = \frac{k_1 k_2 k_4}{s T_1} i_{HP} \quad (\text{ค1.2})$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{LP} = \frac{k_2 k_3 k_4}{s^2 T_1 T_2} i_{HP} \quad (\text{ค1.3})$$

ผลรวมของกระแสที่จุดอินพุตมีค่า

$$i_1 = i_{in} - i_{BP} - i_{LP} \quad (ค1.4)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.1) (ค1.2) และสมการที่ (ค1.3) ลงในสมการที่ (ค1.4) จะได้ว่า

$$\frac{i_{HP}}{k_4} = i_{in} - \frac{k_1 k_2 k_4}{s T_1} i_{HP} - \frac{k_2 k_3 k_4}{s^2 T_1 T_2} i_{HP} \quad (ค1.5)$$

จัดรูปสมการที่ (ค1.5) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงคือ

$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = - \frac{k_4 s^2}{s^2 + \frac{k_1 k_2 k_4}{T_1} s + \frac{k_2 k_3 k_4}{T_1 T_2}} \quad (ค1.6)$$

จากสมการที่ (ค1.2) จะได้อ้างอิงนี้คือ

$$i_{HP} = \frac{s T_1}{k_1 k_2 k_4} i_{BP}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (ค1.5) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ สมการที่ (ค1.7) ซึ่งเป็นฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{\frac{k_1 k_2 k_4}{T_1} s}{s^2 + \frac{k_1 k_2 k_4}{T_1} s + \frac{k_2 k_3 k_4}{T_1 T_2}} \quad (ค1.7)$$

จากสมการที่ (ค1.3) จะได้ว่า

$$i_{HP} = \frac{s^2 T_1 T_2}{k_2 k_3 k_4} i_{LP}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (ค1.5) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ สมการที่ (ค1.8) ซึ่งเป็นฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\frac{k_2 k_3 k_4}{T_1 T_2}}{s^2 + \frac{k_1 k_2 k_4}{T_1} s + \frac{k_2 k_3 k_4}{T_1 T_2}} \quad (ค1.8)$$

จากสมการที่ (ค1.6) (ค1.7) และ (ค1.8) เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะของฟังก์ชัน โปลควอคราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{\omega_o}{Q} \right) + \omega_o^2$$

จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}}$$

$$Q = \frac{1}{k_1 k_4} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_3 k_4}{C_2 R_2 k_2}}$$

ถ้ากำหนดให้  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $k_4 = 1$  และ  $k_2 = k_3 = k_n$  ค่าของ  $\omega_o$  และ  $Q$  จะอยู่ในรูป

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (ค1.9)$$

$$Q = \frac{1}{k_1} \quad (ค1.10)$$

## ค.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟ

ในการพิจารณาค่าความไว (sensitivity,  $S$ ) ของพารามิเตอร์  $Y$  ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  สามารถกำหนดได้จากความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\frac{\%change\ in\ Y}{\%change\ in\ X} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta x / x) \times 100\%} \quad (ค2.1)$$

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณให้มีคุณสมบัติที่คี่นั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (ค2.1) ต้องมีค่าต่ำๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้  $S_x^Y$  แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์  $Y$  ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  ดังนั้นสมการที่ (ค2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$S_x^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta x / x} = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (\text{ค2.2})$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราติก ดังรูปที่ ค.1 ซึ่งมี  $\omega_o$  และค่า  $Q$  ของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (\text{ค2.3})$$

$$Q = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_3}{C_2 R_2 k_2 k_4}} \quad (\text{ค2.4})$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว  $\omega_o$  และ  $Q$  ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟ  $k_i$ ,  $C_i$  และ  $R_i$  ในวงจร โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ  $k_2$  ต่อค่า  $\omega_o$

$$S_{k_2}^{\omega_o} = \frac{k_2}{\omega_o} \frac{\partial \omega_o}{\partial k_2} \quad (\text{ค2.5})$$

แทนค่า  $\omega_o$  จากสมการที่ (ค2.3) จะได้

$$\begin{aligned} S_{k_2}^{\omega_o} &= \frac{k_2 (C_1 R_1 C_2 R_2)^{\frac{1}{2}}}{(k_2 k_3 k_4)^{\frac{1}{2}}} \frac{\partial}{\partial k_2} \left( \frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &= k_2 k_3 k_4^{-\frac{1}{2}} \frac{1}{2} \left( \frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \\ &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (\text{ค2.6})$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{k_2, k_3, k_4}^{\omega_o} = S_{C_1, R_1}^Q = S_{k_3}^Q = \frac{1}{2} \quad (\text{ค2.7})$$

$$S_{C_1, C_2, R_1, R_2}^{\omega_o} = S_{C_2, R_2}^Q = S_{k_2, k_4}^Q = -\frac{1}{2} \quad (\text{ค2.8})$$

$$S_{k_1}^Q = -1 \quad (\text{ค2.9})$$

### ค.3 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไปควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อเกิดผลเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของวงจร MTFN เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร MTFN เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_X \\ i_X \\ i_Y \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_p k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_n k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ v_W \\ v_{Z+} \\ v_{Z-} \\ i_W \end{bmatrix} \quad (\text{ค3.1})$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{HP} = \alpha_{n1} k_4 i_1 \quad (\text{ค3.2})$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{BP} = \frac{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{p4} \beta_2 k_1 k_2 k_4}{s T_1} i_{HP} \quad (\text{ค3.3})$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{LP} = \frac{\alpha_{p4} \alpha_{n2} \alpha_{n3} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{s^2 T_1 T_2} i_{HP} \quad (\text{ค3.4})$$

ผลรวมของกระแสที่อินพุตมีค่าดังนี้คือ

$$i_1 = i_{in} - i_{BP} - i_{LP} \quad (ค3.5)$$

แทนค่าสมการที่ (ค3.2) (ค3.3) และสมการที่ (ค3.4) ลงในสมการที่ (ค3.5) จะได้ว่า

$$\frac{i_{HP}}{\alpha_{n1}k_4} = i_{in} - \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4}{sT_1} i_{HP} - \frac{\alpha_{p4}\alpha_{n2}\alpha_{n3}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{s^2T_1T_2} i_{HP} \quad (ค3.6)$$

จัดรูปสมการที่ (ค3.6) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงในกรณีไม่เป็นอุดมคติคือ

$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = - \frac{k_4s^2}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4}{T_1}s + \frac{\alpha_{p3}\alpha_{p4}\alpha_{n2}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{T_1T_2}} \quad (ค3.7)$$

จากสมการที่ (ค3.3) จะได้อ้างอิงนี้คือ

$$i_{HP} = \frac{sT_1}{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4} i_{BP}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (ค3.6) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ สมการที่ (ค3.7) ซึ่งเป็นฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ในกรณีไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = \frac{\frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4}{T_1}s}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4}{T_1}s + \frac{\alpha_{p3}\alpha_{p4}\alpha_{n2}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{T_1T_2}} \quad (ค3.8)$$

จากสมการที่ (ค3.4) จะได้ว่า

$$i_{HP} = \frac{s^2T_1T_2}{\alpha_{p4}\alpha_{n2}\alpha_{n3}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4} i_{LP}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (ค3.6) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้ สมการที่ (ค3.9) ซึ่งเป็นฟังก์ชันกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในกรณีไม่เป็นอุดมคติคือ

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = \frac{\frac{\alpha_{p3}\alpha_{p4}\alpha_{n2}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{T_1T_2}}{s^2 + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p4}\beta_2k_1k_2k_4}{T_1}s + \frac{\alpha_{p3}\alpha_{p4}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{T_1T_2}} \quad (ค3.9)$$

จากสมการที่ (ค3.7) (ค3.8) และ (ค3.9) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรในกรณีไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p3}\alpha_{p4}\alpha_{n2}\beta_2\beta_3k_2k_3k_4}{C_1R_1C_2R_2}} \quad (ค3.10)$$

$$Q_n = \left( \frac{1}{\alpha_{p1}\alpha_{p2}k_1} \right) \sqrt{\frac{\alpha_{p3}\alpha_{n2}\beta_3C_1R_1k_3}{\alpha_{p4}\beta_2C_2R_2k_2k_4}} \quad (ค3.11)$$

วิเคราะห์หาค่าความไววงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ โดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่น่าเป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{p4}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_2, \beta_3}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (ค3.12)$$

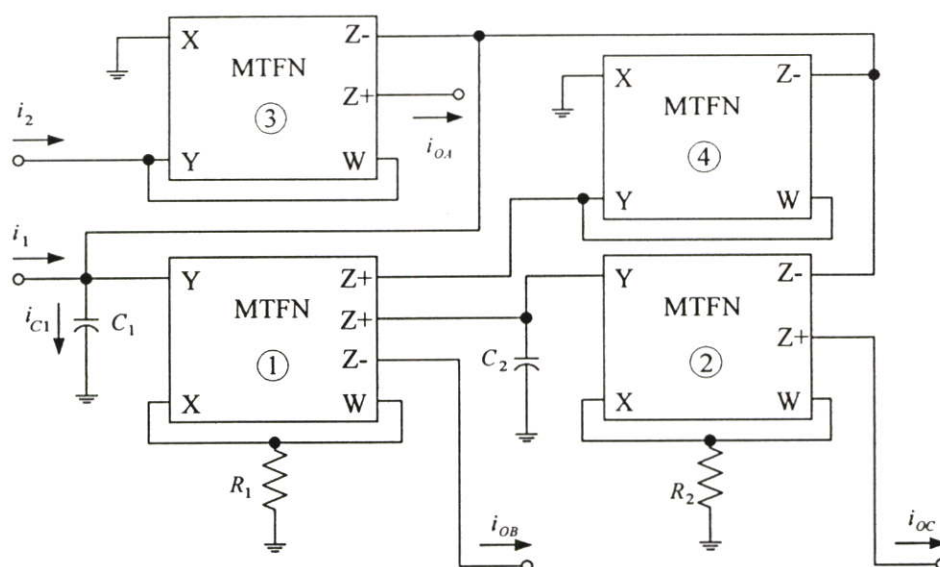
$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p2}}^Q = -1 \quad (ค3.13)$$

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{n2}}^Q = S_{\beta_3}^Q = \frac{1}{2} \quad (ค3.14)$$

และ 
$$S_{\alpha_{p4}}^Q = S_{\beta_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (ค3.15)$$

## ภาคผนวก ง

ง.1 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไปควอดรติกหลายฟังก์ชันแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต



รูปที่ ง.1 วงจรกรองสัญญาณไปควอดรติกแบบสองอินพุต สามเอาต์พุต

จากวงจรกรองสัญญาณไปควอดรติกโหมดกระแสหลายฟังก์ชันดังรูปที่ ง.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{OB} = \frac{k_1}{sT_1} i_{C1} \quad (ง1.1)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{OC} = \frac{k_1 k_2}{s^2 T_1 T_2} i_{C1} \quad (ง1.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{OA} = k_3 I_2 \quad (ง1.3)$$

จากวงจรกระแส  $i_{C1}$  มีค่าดังนี้

$$i_{C1} = i_1 - \frac{k_1 k_4}{s T_1} i_{C1} - \frac{k_1 k_2}{s^2 T_1 T_2} i_{C1} - k_3 i_2 \quad (ง1.4)$$

จากสมการที่ (ง1.1)

$$i_{C1} = \frac{s T_1}{k_1} i_{OB} \quad (ง1.5)$$

แทนสมการที่ (ง1.5) ลงในสมการที่ (ง1.4) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการที่ (ง1.6) ซึ่งเป็นสมการของ  $i_{OB}$

$$i_{OB} = -\frac{s k_1 C_2 R_2 (k_3 i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (ง1.6)$$

เมื่อ

$$D(s) = s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s k_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2 \quad (ง1.7)$$

จากสมการที่ (ง1.2)

$$i_{C1} = \frac{s^2 T_1 T_2}{k_1 k_2} i_{OC} \quad (ง1.8)$$

แทนสมการที่ (ง1.8) ลงในสมการที่ (ง1.4) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการที่ (ง1.9) ซึ่งเป็นสมการของกระแส  $i_{OC}$

$$i_{OC} = -\frac{k_1 k_2 (k_3 i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (ง1.9)$$

และค่า  $i_{OA}$  จากวงจรมีค่าเท่ากับ

$$i_{OA} = k_3 i_2$$

หรือมีค่าเท่ากับ

$$i_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s k_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2) k_3 i_2}{D(s)} \quad (ง1.10)$$

จากสมการ (ง1.7) เมื่อเทียบกับสมการคุณลักษณะของฟังก์ชันไบควอดราติกที่มีรูปแบบทั่วไป ดังนี้

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{\omega_o}{Q} \right) + \omega_o^2$$

จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_1 k_2}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (1.11)$$

$$Q = \frac{1}{k_4} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_2}{C_2 R_2 k_1}} \quad (1.12)$$

ถ้ากำหนดให้  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $k_4 = 1$  และ  $k_2 = k_3 = k_n$  ค่าของ  $\omega_o$  และ  $Q$  จะอยู่ในรูป

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (ง1.13)$$

$$Q = \frac{1}{k_4} \quad (ง1.14)$$

## ง.2 การวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณไบควอดราติกหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุต สามเอาต์พุต กรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อเกิดผลเนื่องจากการไม่เป็นอุดมคติของวงจร MTFN เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร MTFN เนื่องจากการไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_X \\ i_X \\ i_Y \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_p k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_n k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_Y \\ v_W \\ v_{Z+} \\ v_{Z-} \\ i_W \end{bmatrix} \quad (ง3.1)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 1 จะได้

$$i_{OB} = \frac{\alpha_{n1}\beta_1k_1}{sT_1} i_{C1} \quad (ง3.2)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 2 จะได้

$$i_{OC} = \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2k_1k_2}{s^2T_1T_2} i_{C1} \quad (ง3.3)$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของวงจร MTFN ตัวที่ 3 จะได้

$$i_{OA} = \alpha_{p3}k_3i_2 \quad (ง3.4)$$

จากวงจร ค่าผลรวมที่จุดอินพุตมีค่าเท่ากับ

$$i_{C1} = i_1 - \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n4}\beta_1k_1k_4}{sT_1} i_{C1} - \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2k_1k_2}{s^2T_1T_2} i_{C1} - \alpha_{n3}k_3i_2 \quad (ง3.5)$$

จากสมการ (ง3.2) จะได้ว่า

$$i_{C1} = \frac{sT_1}{\alpha_{n1}\beta_1k_1} I_{OB} \quad (ง3.6)$$

แทนค่า (ง3.6) ลงในสมการที่ (ง3.5) แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้สมการของ  $i_{OB}$  ในกรณีไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$i_{OB} = -\frac{\alpha_{n1}\beta_1sk_1C_2R_2(\alpha_{n3}k_3i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (ง3.7)$$

เมื่อ  $D(s)$  มีค่าเท่ากับ

$$D(s) = s^2C_1R_1C_2R_2 + sk_1k_4\alpha_{p1}\alpha_{n4}\beta_1C_2R_2 + k_1k_2\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 \quad (ง3.8)$$

แทนค่า  $i_{C1} = \frac{s^2 T_1 T_2}{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \beta_1 \beta_2 k_1 k_2} i_{OC}$  จากสมการ (ง3.3) ลงในสมการ (ง3.5) แล้วจัดรูปจะได้สมการ ของ  $i_{OC}$  ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ

$$i_{OC} = -\frac{k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{p2} \beta_1 \beta_2 (k_3 \alpha_{n3} i_1 - i_2)}{D(s)} \quad (ง3.8)$$

และค่า  $i_{OA}$  จากวงจรมีค่าเท่ากับ

$$i_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(k_1 k_4 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 C_2 R_2) + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2) k_3 i_1}{D(s)} \quad (ง3.9)$$

จากสมการที่ (ง3.10) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรในกรณีไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 k_1 k_2}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (ง3.10)$$

$$Q_n = \frac{1}{k_4 \alpha_{n4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n2} \beta_2 k_2 C_1 R_1}{\alpha_{p1} \beta_1 k_1 C_2 R_2}} \quad (ง3.11)$$

## ภาคผนวก จ

โมเดลสำหรับ โปรแกรม PSPICE ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

- ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 และ 2N3906

model Q2N3904 NPN

+ Is = 6.734f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 74.03	Bf = 416.4
+ Ne = 1.259	Ise = 6.734f	Ikf = 66.78m	Xtb = 1.5	Br = .7371
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 1	Cjc = 3.638p
+ Mjc = .3085	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 4.493p	Mje = .2593
+ Vje = .75	Tr = 239.5n	Tf = 301.2p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 2	Rb = 10			

model Q2N3906 PNP

+ Is = 1.41f	Xti = 3	Eg = 1.11	Vaf = 18.7	Bf = 180.7
+ Ne = 1.5	Ise = 0	Ikf = 80m	Xtb = 1.5	Br = 4.977
+ Nc = 2	Isc = 0	Ikr = 0	Rc = 2.5	Cjc = 9.728p
+ Mjc = .5776	Vjc = .75	Fc = .5	Cje = 8.063p	Mje = .3677
+ Vje = .75	Tr = 33.42n	Tf = 179.3p	Itf = .4	Vtf = 4
+ Xtf = 6	Rb = 10			

## ภาคผนวก ฉ

### บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3 บทความดังต่อไปนี้

- [1] Hirunporm J., Tangsrirat W. and Surakamponorn W. “Electronically tunable multiple-output FTFN and its applications”, **The 2006 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2006)**, Ubonratchathani, Thailand, 2006. pp. 805-808.
- [2] Hirunporm J., Tangsrirat W. and Surakamponorn W. “Current-controlled current-mode biquadratic filter using tunable multiple-output FTFNs”, **The 2006 International Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2006)**, Chiangmai Thailand, 2006. pp. 705-708.
- [3] Hirunporm J., Pukkalanun T. and Tangsrirat W. “Current-controlled current-mode biquadratic filter with two inputs and three outputs using multiple-output FTFNs”, **International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006)**, Busan Korea, 2006. pp.5691-5694.

# ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE



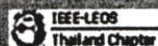
**ECTI**  
Association



Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



# Electronically Tunable Multiple-output FTFN and Its Applications

Jirawat Hirunporm\*

Teerasilapa Dumawipata\*\*

Sumalee Unhavanich\*\*

Worapong Tangsrirat\*

Wanlop Surakampontrorn\*

\* Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
E-mail : s8060506@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th

\*\* Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

## ABSTRACT

The realization of a four-terminal floating nullor (FTFN) with multi-output terminals is described. The proposed circuit mainly employs a transconductance amplifier, an improved translinear cell, two complementary current mirrors with variable current gain and seven improved Wilson current mirrors, which provides an electronic tuning of the current gain. The validity of the performance of the scheme is verified through PSPICE simulation results. Example applications employing the proposed tunable FTFN as an active element show that the circuit properties can be varied by electronic means are also included.

**Keywords:** four-terminal floating nullor (FTFN), current-mode circuit, current conveyor (CC)

## 1. INTRODUCTION

An FTFN is a more flexible and versatile active building block than an operational amplifier and the current conveyor (CC). This explains the growing interest in designing analog circuits based on the use of FTFN as an active element, for instances, active-RC filters, gyrators, sinusoidal oscillators and floating immittances [1]-[5]. Therefore, there are many FTFN realizations that have been available in the literature [6]-[8]. However, the realization scheme of an electronically tunable FTFN with multi-output terminals, which is suitable for implementing monolithic integrated circuit form, has not yet been reported. The multi-output FTFN whose the current gain can be tuned by electronic means seems to be more attractive, flexible and suitable for design and implementation of the frequency selective systems.

In this paper, an alternative scheme for realizing a monolithically integrable multi-output FTFN that can provide variable current gain is introduced. The proposed circuit is based on the use of a transconductance amplifier, an improved translinear cell and some current

mirrors. Some applications using the proposed tunable FTFN are given with the simulation results and will show that the characteristics of the resulting circuits become an electronically tunable.

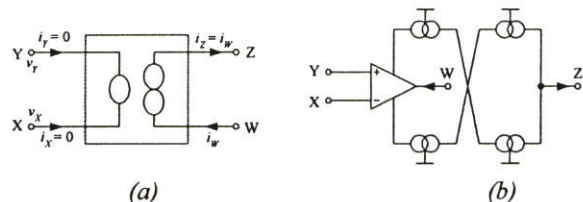
## 2. CIRCUIT DESCRIPTION

### 2.1 Nullor Model of the FTFN

Ideally, an FTFN is a high gain transconductance amplifier with floating input and output terminals. The nullor model of an ideal FTFN is shown in Fig.1(a), where the port characteristics can be described as :

$$i_Y = i_X = 0, \quad v_X = v_Y \quad \text{and} \quad i_Z = i_W \quad (1)$$

It should be noted that the output impedance of the W- and Z-ports are generally arbitrary. However, most of the FTFNs are traditionally realized from the basic type shown in Fig.1(b), where the output impedance of the W-port is very low and that of the Z-port is very high. In addition, the usefulness of the FTFN can be extended if equation (1) is implemented in such a way that the current transfer ratio between  $i_W$  and  $i_Z$  can be varied by electronic means, in which case a more generalized tunable FTFN should be investigated.



**Fig.1: Model of the FTFN**

(a) an ideal nullor model

(b) possible implementation model

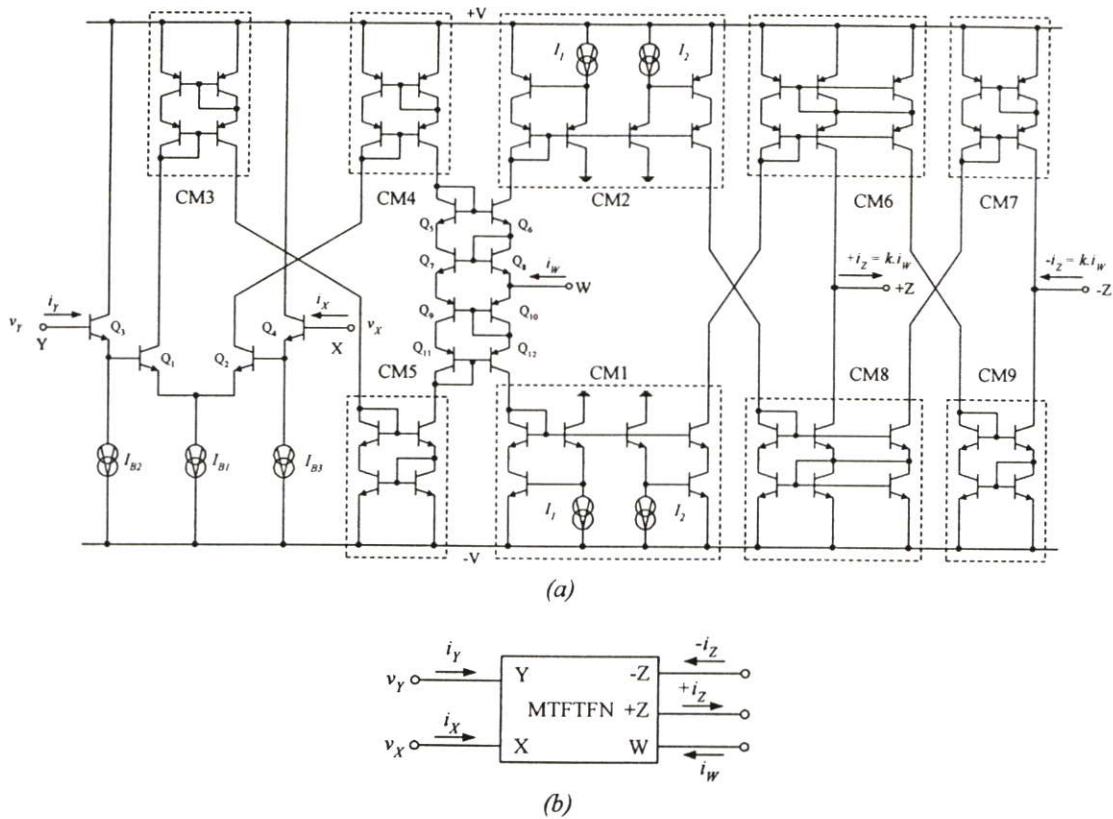


Fig.3: Proposed MTFTFN  
(a) bipolar realization (b) its symbol

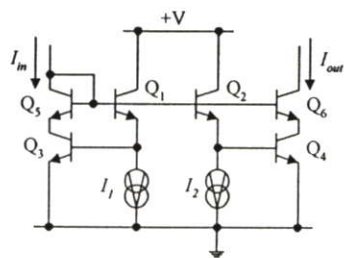


Fig.2 : Cascode npn current mirror  
with adjustable current gain

## 2.2 Current Mirror with Adjustable Current Gain

Fig.2 shows the cascode npn current mirror that can adjustable the current gain by the external bias currents, where  $I_{in}$  and  $I_{out}$  are the input and output signal currents. Transistors  $Q_1$  to  $Q_4$  function as a classical translinear loop, and the currents  $I_1$  and  $I_2$  are the external dc bias currents with controllable values [9]. In addition, the cascode stages  $Q_5$  and  $Q_6$  provide the high output impedance and also lead to minimize the severe peaking of the frequency responses. Applying the translinear principle and assuming that all the transistors are well matched with the common-emitter current gains  $\beta$  are  $\gg 1$ , then the relationship of the collector currents can be characterized by the following equation :

$$I_{C1}I_{C3} = I_{C2}I_{C4} \quad (2)$$

where  $I_{C1} = I_1$ ,  $I_{C2} = I_2$ ,  $I_{C3} = I_{in}$  and  $I_{C4} = I_{out}$ . Therefore, the output current  $I_{out}$  of this circuit becomes

$$I_{out} = kI_{in} \quad (3)$$

where  $k$  is the current gain of the mirror and equals to the ratio of the external bias currents  $I_1/I_2$ .

## 2.3 Proposed Multi-output Tunable FTFN

The circuit implementation and representation of the proposed multi-output tunable FTFN, namely MTFTFN, with variable current gain is shown in Fig.3. Transistors  $Q_1$ - $Q_4$  and the bias currents  $I_{B1}$ - $I_{B3}$  function as a transconductance amplifier with very high input impedance so that  $i_Y \cong i_X \cong 0$ . If  $Q_1$ - $Q_4$  are perfectly matched, then the voltage at node X will follow the voltage at the port Y, or  $v_X \cong v_Y$ . Group of transistors  $Q_5$ - $Q_{12}$  forms an improved translinear cell, which  $Q_7$ - $Q_{10}$  functions as a dual translinear loop.

Ideally, it is required that the pair of transistors  $Q_7$ - $Q_8$  and  $Q_9$ - $Q_{10}$  are closely matched and the current mirrors CM3, CM4 and CM5 have the exactly unity gain. Consequently, for  $v_Y \cong v_X \cong 0$ , the quiescent currents through  $Q_6$ ,  $Q_8$  and  $Q_{10}$ ,  $Q_{12}$  are respectively equal to the quiescent current of the diode-connected transistors  $Q_5$  and  $Q_{11}$ , and are equal to  $I_{B1}/2$ . This translinear cell

performs as a current follower, where its allow an input current  $i_W$  to source and sink at the terminal W. By two complementary variable-gain current mirrors CM1-CM2 and assuming that the current gain of the current mirrors CM6-CM9 are equal to unity, the current  $i_W$  flowing through the port W will be reflected and inverted to the ports +Z and -Z, which has the current transfer ratio as  $k = i_Z/i_W$ . The output impedance at the port W is low since it is looking into the emitters of translinear cell's transistors while the output impedances of the ports Z are very high due to the effective parallel combination of output impedances of the current mirrors. Therefore, this MTFTFN will provide a unity voltage transfer between ports Y and X, and a current transfer between ports W and Z that the gain value is equal to  $k$ . The voltage-current characteristics of this device can be characterized as follows:

$$i_Y = i_X = 0, \quad v_X = v_Y \quad \text{and} \quad \pm i_Z = ki_W \quad (4)$$

we can see that the proposed MTFTFN in Fig.3 can be tuned electronically by adjusting the ratio of the external bias currents  $I_1/I_2$ .

### 3. SIMULATIONS RESULTS

The performances of the proposed MTFTFN in Fig.3 have been verified by PSPICE simulation results with the transistor model parameters of 2N3904 and 2N3906 for npn and pnp transistors, respectively. The bias conditions were set to  $I_{B1} = 400 \mu\text{A}$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu\text{A}$  and  $\pm V = \pm 5\text{V}$ . The simulated maximum DC offset current between the port -Z and the port W was approximately about  $0.7 \mu\text{A}$ , while the offset current between the port +Z and the port W of  $19 \mu\text{A}$  was obtained. The output impedance at the ports W, -Z and +Z were about  $27 \text{k}\Omega$ ,  $7 \text{M}\Omega$  and  $175 \text{k}\Omega$ , respectively.

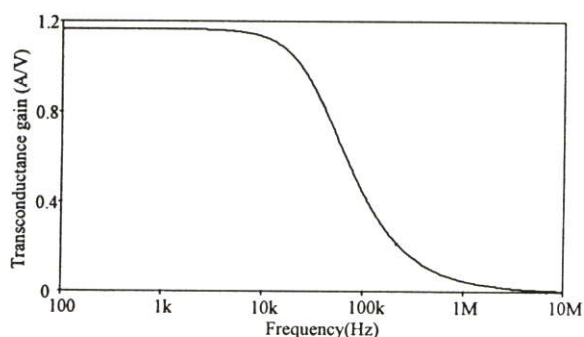


Fig.4 : Simulated open-loop transconductance gain

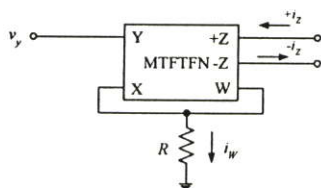


Fig.5 : MTFTFN-based voltage to current converter

Fig.4 shows the characteristic of the open loop transconductance gain of the proposed circuit. From the response, it can be measured that the  $-3\text{dB}$  bandwidth of  $40 \text{kHz}$  and the transconductance gain of  $1.16 \text{A/V}$  are achieved.

To demonstrate the tunable performances, the MTFTFN-based voltage-to-current converter was constructed as shown in Fig.5 with  $R = 1 \text{k}\Omega$ . The AC voltage transfer characteristic from the port Y to the port X is shown in Fig.6. Fig.7 represents the DC current transfer of  $+i_Z$  and  $-i_Z$  of Fig.5 for three different values of  $I_1$  whereby  $I_2$  is set to  $100 \mu\text{A}$ . The simulated current transfer characteristic proves that the circuit can exhibit an electronically tunable current gain over a very wide current range.

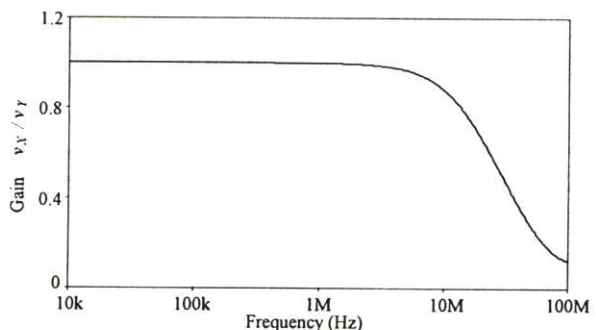


Fig.6 : AC voltage transfer characteristics

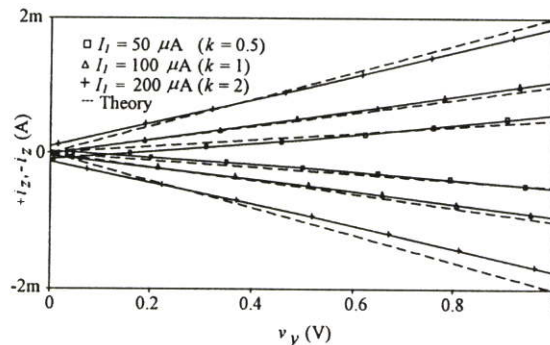


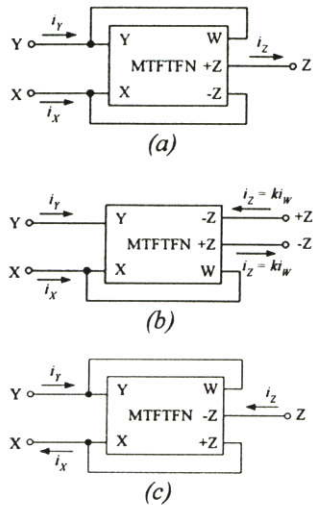
Fig.7 :  $+i_Z$  and  $-i_Z$  when  $k$  is adjusted.

### 4. APPLICATION EXAMPLES

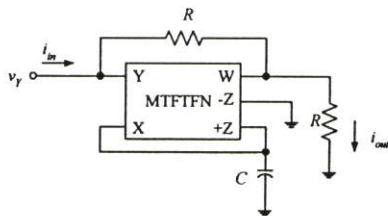
The outlines of some examples on the application of the proposed MTFTFN as a tunable active element will be described in this section, demonstrating the wide-ranging usefulness of this device.

#### 4.1 Current conveyor realizations

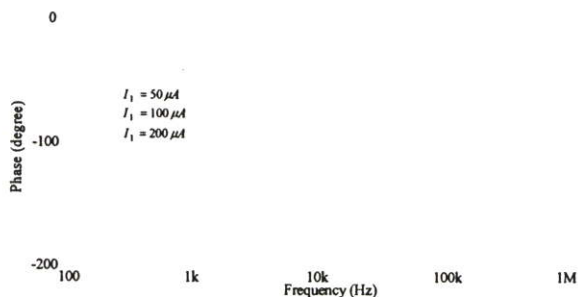
Fig.8 shows the numerous applications of the proposed MTFTFN to realize the current conveyors (CCs). The first one shown in Fig.8(a) is the realization of a first-generation CC (CCI). Furthermore, by connecting the low-impedance port W to the port X as shown in Fig.8(b), the circuit behaves an electronically tunable positive and negative type second-generation CC ( $\pm\text{CCII}$ ) that the current ratio  $i_Z/i_X$  can be tuned by the gain  $k (= I_1/I_2)$ . Fig.8(c) functions as a third-generation CC (CCIII).



**Fig.8 :** Current conveyor realizations using MTFTFN  
(a) CCI (b) electronically tunable  $\pm$ CCII (c) CCIII



**Fig.9 :** MTFTFN-based current-mode allpass filter



**Fig.10 :** Frequency responses of the MTFTFN-based current-mode allpass filter

#### 4.2 Current-controlled current-mode allpass filter

As the second example of the proposed MTFTFN, it was constructed a current-controlled current-mode allpass filter shown in Fig.9. Routine analysis yields the current transfer function expressed by

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{1 - (sRC/k)}{1 + (sRC/k)} \quad (5)$$

$$\text{and} \quad \theta_d = -2 \tan^{-1} \left( \frac{\omega RC}{k} \right) \quad (6)$$

where  $\theta_d$  is the phase angle of the filter. The simulation responses of a current-mode allpass filter in Fig.9 were

presented with  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$ , this phase shifter was designed for a  $90^\circ$  phase shift at  $\omega_o/2\pi = 15.9 \text{ kHz}$  when  $k = 1$  ( $I_1 = I_2 = 100 \mu\text{A}$ ). Fig.10 shows the frequency responses of the filter of Fig.9 for three different values of  $I_1$ . In the figure, it can be seen that the parameter  $\theta_d$  can be adjusted by controlling the current gain  $k = I_1/I_2$ . This confirms the validity of the results of the theoretical analysis.

#### 5. CONCLUSION

A generalized electronically tunable FTFN, which is suitable for realizing in bipolar monolithic integrated circuit form, has been presented. Simulation results confirm the high qualification performances of the proposed circuit. Some application examples have been demonstrated that the employment of the proposed scheme is attractive in that the obtained characteristic of the circuit becomes electronic tunability.

#### 6. ACKNOWLEDGEMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF), under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003.

#### 7. REFERENCES

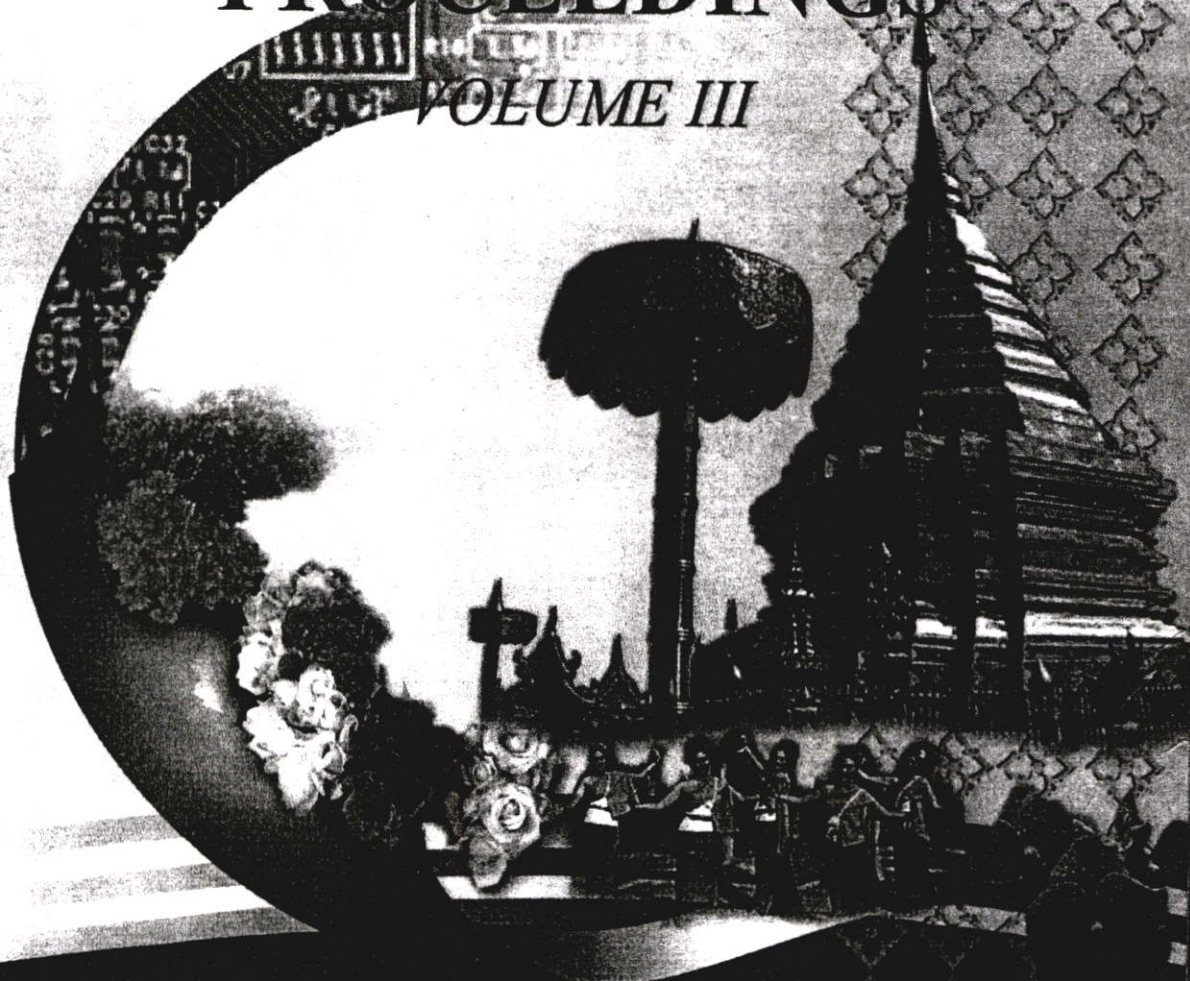
- [1] M. Higashimura, "Current-mode allpass filter using FTFN with grounded capacitor", *Electronic Letters*, vol. 27, pp.1182-1183, 1991.
- [2] M. Higashimura "Current-mode lowpass, bandpass and highpass filters using an FTFN". *Microelectronic Journal*, pp 659-662, 1993.
- [3] S.I. Liu, "Cascasable current-mode filters using single FTFN", *Electronic Letters*, vol. 31, no. 23, pp. 1965-1966, 1995.
- [4] B. Chipipop and W. Surakamponorn, "Realisation of current-mode FTFN-based inverse filter", *Electronic Letter*, vol.35, pp. 690-692, 1999.
- [5] D.R. Bhakar, "Ground-capacitor SRCO using only one PFTFN", *Electronic letters*, vol.38, no. 20, pp. 1156-1157, 2002.
- [6] J.H. Huijsing and C.F. Veelenturf, "Monolithic class AB operational mirrored amplifier", *Electronic Letters*, vol.17, pp.119-120, 1981.
- [7] T.H. Laopoulos, S. Siskos, M. Bafleur, P.H. Givelin and E. Tournier, "Design and application of an easily integrable CMOS operational floating amplifier for the megahertz range", *Analog Integrated circuits and Signal Processing*, vol.7, pp.103-111, 1995.
- [8] U. Cam, A. Toker and H. Kuntman, "CMOS FTFN realization based on translinear cells", *Electronic Letters*, vol.36, pp.1255-1256, 2000.
- [9] B. Gilbert, "Current-mode circuits from a translinear viewpoint : A tutorial", in *Analog IC Design : The Current-Mode Approach*, TOUMAZOU, C., LIDGEY, F.J., and HAIGH, D.G., Eds. London, U.K. : Peter Peregrinus, pp.11-91, 1990.

# ITC-CSCC 2006

*The International Technical Conference on  
Circuits/Systems, Computers and Communications*

## PROCEEDINGS

*VOLUME III*



### *Sponsored By*

THE ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION ASSOCIATION (ECTI), THAILAND

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS ENGINEERS OF KOREA (IEEK), KOREA

THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS (IEICE), JAPAN  
NATIONAL ELECTRONICS AND COMPUTER TECHNOLOGY CENTER, THAILAND

*In association with IEEE THAILAND SECTION*

# CURRENT-CONTROLLED CURRENT-MODE BIQUADRATIC FILTER USING TUNABLE MULTIPLE-OUTPUT FTFNs

Jirawat Hirunporm \*

Teerasilapa Dumawipata\*\*

Sumalee Unhavanich\*\*

Worapong Tangsrirat\*

Wanlop Surakampontrorn\*

\* Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
E-mail : s8060506@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th

\*\* Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangsue, Bangkok 10800, Thailand

## ABSTRACT

A realization of the current-controlled current-mode biquadratic filter using a modified type of a four-terminal floating nullor (FTFN), which is called as an electronically tunable multiple-output FTFN (ET-FTFN), is presented. The proposed filter consisting of four ET-FTFNs and four grounded passive elements can simultaneously realize the highpass, bandpass and lowpass current transfer functions. The natural angular frequency  $\omega_o$  and the quality factor of the proposed circuit are independently tuned by electronic means through adjusting the external bias current of the ET-FTFN. All the active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are employed to verify the circuit performance.

**Keywords:** Four Terminal Floating Nullor (FTFN), current mode circuit, biquadratic filter

## 1. INTRODUCTION

It is well known that current-mode circuits have been receiving significant attention owing to its advantage over the voltage-mode counterpart, particularly for higher frequency of operation and simpler filtering structure [1]. Applications and advantages in the realization of transfer functions using four-terminal floating nullors (FTFNs) have also received considerably attention. The design of current-mode circuits employing FTFNs as active devices such as current-mode filters and sinusoidal oscillators have been developed in the literature [2]-[7]. They have been demonstrated that an FTFN is a more flexible and versatile active building block than an operational amplifier (op-amp) and a second generation current conveyor (CCII) [2]-[3]. Recently, an implementation of an electronically tunable multi-output FTFN (ET-FTFN) in integrated circuit (IC) form has been presented [8], which offers the flexibility in designing analog signal processing circuits.

This paper describes the circuit configuration for realizing a current-controlled current-mode biquadratic filter employing only four ET-FTFNs and four grounded passive components. The proposed circuit can realize the

highpass (HP), bandpass (BP) and lowpass (LP) current transfer functions simultaneously from the same circuit configuration. The natural angular frequency ( $\omega_o$ ) and the quality factor ( $Q$ ) of the filter can be orthogonally and electronically tuned, and both its active and passive sensitivities are quite small. PSPICE simulation results are employed to confirm the theoretical analysis.

## 2. ELECTRONICALLY TUNABLE MULTIPLE-OUTPUT FTFN (ET-FTFN)

As proposed in [8], the schematic diagram of an ET-FTFN and its symbol are shown in Fig.1. The port characteristics of the ET-FTFN can be described by the following equation.

$$i_Y = i_X = 0, \quad v_X = v_Y \quad \text{and} \quad i_{Z\pm} = ki_W \quad (1)$$

where  $k$  is the current gain of an ET-FTFN which can be tuned by the ratio of the external bias current  $I_1/I_2$ .

## 3. PROPOSED FILTER CONFIGURATION

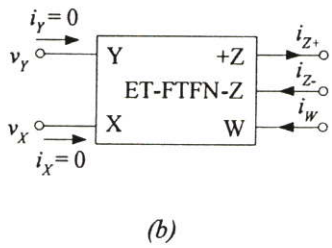
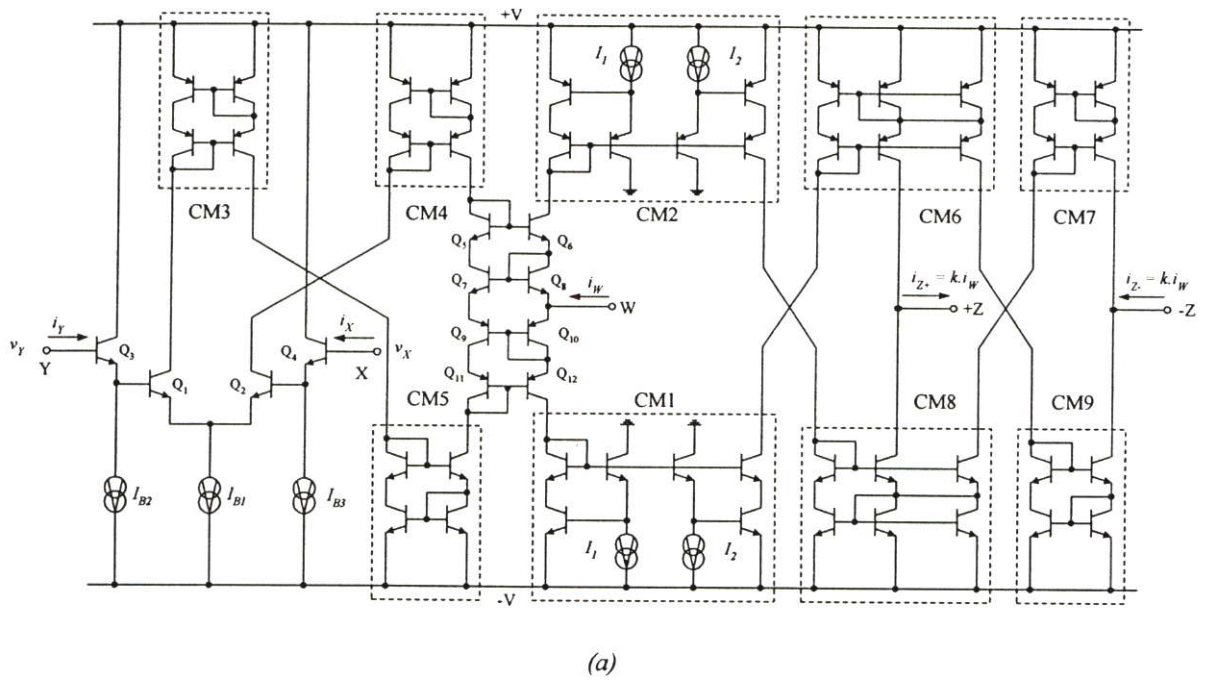
The realization scheme of the proposed filter configuration using ET-FTFNs is shown in Fig.2. The use of grounded passive components is suitable for the IC fabrication point of view [9]-[10]. From routine circuit analysis, the current transfer functions can be given by

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2 k_4}{D(s)} \quad (2)$$

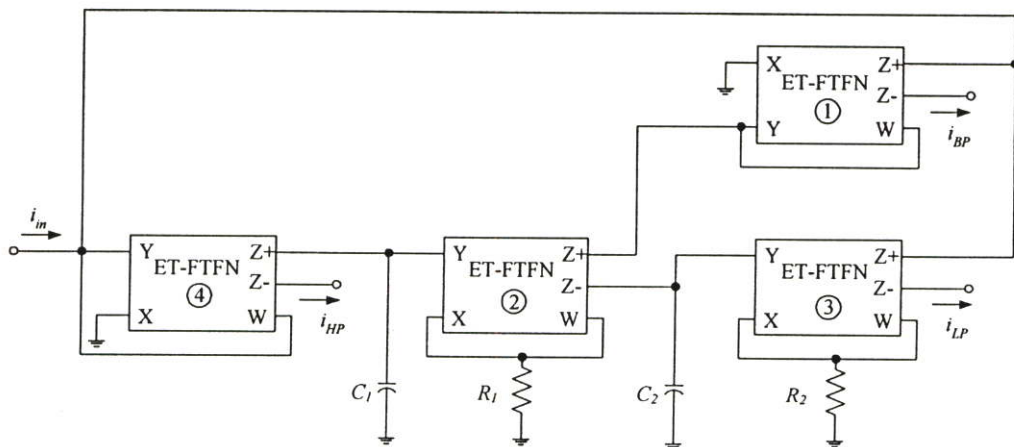
$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s \frac{k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1}}{D(s)} \quad (3)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}}{D_n(s)} \quad (4)$$

$$\text{and} \quad D(s) = s^2 + s \frac{k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} + \frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \quad (5)$$



**Fig.1 : ET-FTFN**  
(a) circuit diagram (b) its symbol



**Fig.2: Proposed current-controlled current-mode biquadratic filter using ET-FTFNs**

where  $k_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) is the current gain of the  $i$ -th ET-FTFN. It can be seen from eqns. (2)-(5) that the proposed filter can simultaneously realize the highpass  $T_{HP}(s)$ , bandpass  $T_{BP}(s)$  and lowpass  $T_{LP}(s)$  current transfer functions without changing circuit configuration and elements. The parameters  $\omega_o$  and  $Q$  of this filter can be given by :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (6)$$

and 
$$Q = \frac{1}{k_1 k_4} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_3 k_4}{C_2 R_2 k_2}} \quad (7)$$

If  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $k_4 = 1$ , and  $k_2 = k_3 = k_n$ , then the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  can be rewritten as :

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (8)$$

and 
$$Q = \frac{1}{k_1} \quad (9)$$

It is clearly seen from eqn.(8) that the  $\omega_o$  can be tuned by adjusting the value of  $k_n$ , whereas eqn.(9) shows that  $Q$  can be orthogonally controlled by varying  $k_1$ . This means that the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  of the proposed filter can separately controllable by electronic means. The passive and active sensitivities of  $\omega_o$  and  $Q$  are :

$$S_C^{\omega_o} = S_R^{\omega_o} = S_{k_1}^Q = -S_{k_n}^{\omega_o} = -1 \quad (10)$$

Observing that all of the sensitivities are small.

#### 4. EFFECTS OF THE ET-FTFN NON-IDEALITIES

The influences of the ET-FTFN non-idealities on the filter performance have been taken into consider in this section. Assuming that the port relations of the non-ideal performance of the ET-FTFN are considered as :  $v_X = \beta v_Y$ ,  $i_{Z+} = \alpha_p k_i w$  and  $i_{Z-} = \alpha_n k_i w$ , where  $\beta = (1 - \varepsilon)$ , ( $|\varepsilon| \ll 1$ ), is the voltage tracking error from Y to X terminals,  $\alpha_p = (1 - \delta_p)$ , ( $|\delta_p| \ll 1$ ) is the current tracking error from W to +Z terminals, and  $\alpha_n = (1 - \delta_n)$ , ( $|\delta_n| \ll 1$ ) is current tracking error from W to -Z terminals, respectively. Therefore, re-analysis the circuit configuration of Fig.2 yields the non-ideal current transfer functions as follows:

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{s^2 k_4}{D_n(s)} \quad (11)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2 D_n(s)} \quad (12)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{s \left( \frac{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{p4} \beta_2 k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} \right)}{D_n(s)} \quad (13)$$

and

$$D(s) = s^2 + s \left( \frac{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{p4} \beta_2 k_1 k_2 k_4}{C_1 R_1} \right) + \left( \frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4}{C_1 R_1 C_2 R_2} \right) \quad (14)$$

where  $\beta_i$ ,  $\alpha_{pi}$  and  $\alpha_{ni}$  are the voltage and current-tracking errors of the  $i$ -th ET-FTFN, respectively. As the same condition mentioned-above, the parameters  $\omega_{on}$  and  $Q_n$  for the non-ideal case can be given by

$$\omega_{on} = \frac{1}{CR} \sqrt{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_2 \beta_3 k_2 k_3 k_4} \quad (15)$$

and 
$$Q_n = \left( \frac{1}{\alpha_{p1} \alpha_{p2} k_1} \right) \sqrt{\frac{\alpha_{p3} \alpha_{p4} \alpha_{n2} \beta_3}{\alpha_{p4} \beta_2}} \quad (16)$$

It can be found that the active and passive sensitivities for this case are :

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{p4}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_2, \beta_3}^{\omega_{on}} = S_{k_2, k_3, k_4}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (17)$$

$$S_{\alpha_{p3}, \alpha_{n2}}^{Q_n} = S_{\beta_3}^{Q_n} = -S_{\alpha_4, \beta_2}^{Q_n} = \frac{1}{2} \quad (18)$$

and 
$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p2}, \alpha_{p4}}^{Q_n} = S_{\beta_2}^{Q_n} = S_{k_1}^{Q_n} = -1 \quad (19)$$

All of the calculated sensitivities obtained from eqns. (17)-(19) are quite small.

#### 5. SIMULATIONS RESULTS

The characteristics of the proposed circuit of the Fig.2 have been confirmed by PSPICE simulation results with the transistor model parameters of 2N3904 and 2N3906 for npn and pnp transistors, respectively. The bias conditions were set to  $I_{B1} = 400 \mu A$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$  and  $\pm V = \pm 5V$ .

Fig.3 shows simulated frequency responses for the HP, BP and LP filters with  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$  and  $k_i = 1$  ( $I_1 = I_2 = 100 \mu A$ ). This following setting was selected to obtain  $f_o = \omega_o/2\pi = 15.91 \text{ kHz}$  at  $Q = 1$ . The simulated  $f_o$  measured from PSPICE is approximately equal to 15.49 kHz, which is obtained to be in good agreement with the presented theory.

The BP responses when  $\omega_o$  is varied are shown in Fig.4 in which the value of  $k_n$  is tuned to be 1, 2 and 10, respectively. To show the tuning of  $Q$  by varying the value of  $k_1$ , the BP output for three different values of  $k_1$  are shown in Fig.5, while  $I_2$  is set to be constant at 100  $\mu A$ . Note that the various values of the  $Q$  can be obtained

by adjusting  $k_1$  without disturbing the parameter  $\omega_0$ . It can be concluded both from Figs.4-5 that the parameters  $\omega_0$  and  $Q$  of this filter are orthogonally tuned and are found to be in close agreement with the theoretical analysis calculated from eqns.(8) and (9).

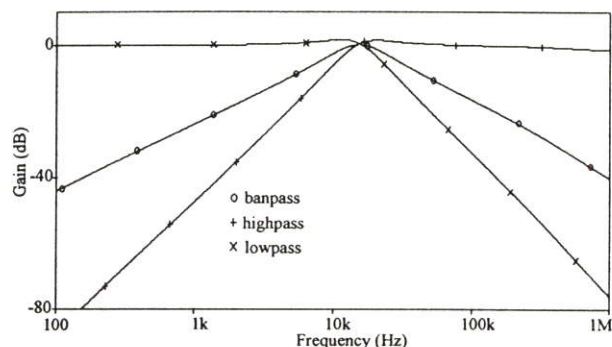


Fig.3: Simulated frequency responses of the proposed filter

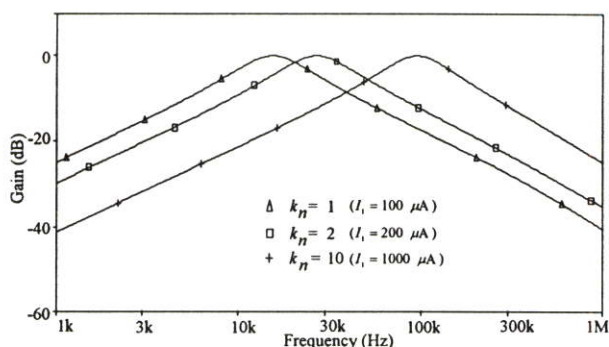


Fig.4: Simulated BP responses for different values of  $k_n$

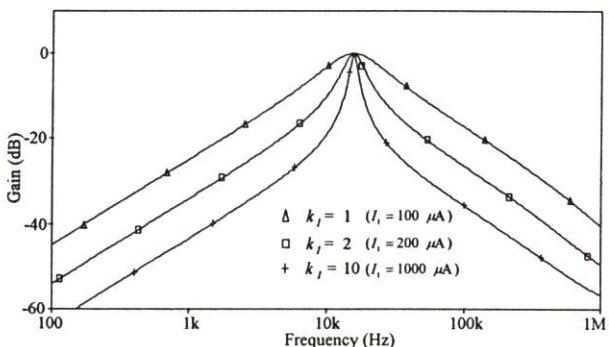


Fig.5: Simulated BP responses for different values of  $k_1$

## 6. CONCLUSION

An electronically tunable current-mode biquadratic filter using ET-FTFNs as active elements has been presented. The proposed circuit, which consists of four ET-FTFNs and all grounded passive elements, can realize HP, BP and LP current responses simultaneously. The natural angular frequency  $\omega_0$  and the quality factor  $Q$  of the filter can be orthogonally adjusted by means of electronic. The characteristics of the proposed implementation are verified by the simulation results.

## 7. ACKNOWLEDGMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF), under the Senior Research Scholar Program, grant number RTA 4680003

## 8. REFERENCES

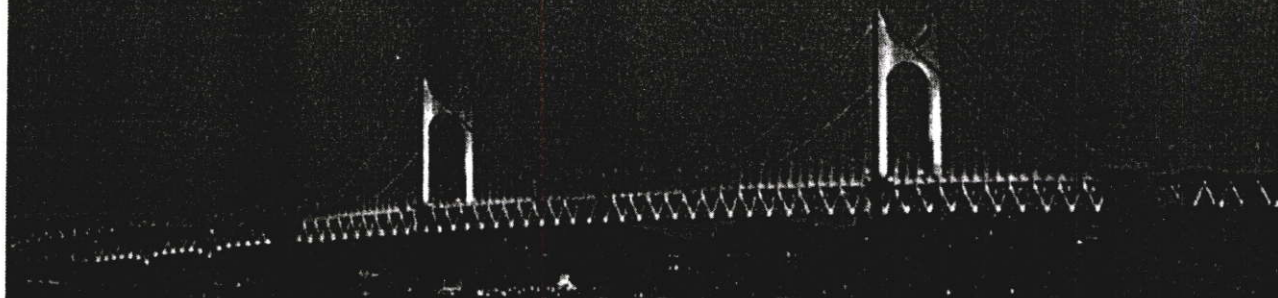
- [1] B. Wilson, "Recent development in current conveyors and current mode circuits", *IEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. G., pp.63-77, 1990.
- [2] M. Higashimura, "Realization of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor" *Electronics Letters*, Vol.27, pp.170-171, 1991.
- [3] M. T. Abuelma'atti and H. A. Al-zaher, "Universal two-input two-output current mode active biquad using FTFNs", *International Journal of Electronics*, Vol.86, pp 181-188, 1999.
- [4] E. O. Gunes, F. Anday "Realization of voltage/current-mode filters using four-terminal floating nullors", *Microelectronics Journal*, Vol.30, pp 211-216, 1999.
- [5] W. Tangsrirat, and W. Surakampornorn, "A realization of current-mode biquadratic filters using multiple-output FTFNs", *The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS2000)*, Tianjin China, pp.571-574, 2000.
- [6] A. Jiraseri-amornkun, B. Chippipop, and W. Surakampornorn, "Novel Tranlinear-based Multi-output FTFN", *The 2001 IEEE International Symposium on Circuit and Systems (ISCAS2001)*, Sydney, Australia, Vol.1, pp.180-183, 2001.
- [7] D.R. Bhaskar, R. Senani, "New FTFN-based grounded-capacitor SRCO with explicit current-mode output and reduced number of resistors" *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, Vol.59, pp.48-51, 2005.
- [8] J.Hirunporm, W.Tangsrirat and W. Surakampornorn, "Electronically tunable multiple-output FTFN and its applications", *Proceeding of ECTI-CON 2006*, Ubon Rachathani, Thailand, May 10-13, pp. 805-808, 2006.
- [9] M. Bhusan, R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics letters*, Vol.3, pp.148-149, 1967.
- [10] K. Pal, R. Sinh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, Vol.18, pp. 47, 1982.

Final Program & Digest Book



# SICE-ICCAS 2006

**SICE - ICASE International Joint Conference 2006**



October 18 - 21, 2006

**BEXCO(Busan Exhibition & Convention Center), Busan, KOREA**



The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan (<http://www.sice.or.jp>)



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers (ICASE), Korea (<http://icase.or.kr>)

## Current-controlled Current-mode Biquadratic Filter with two inputs and three outputs Using Multiple-Output FTFNs

Jirawat Hirunporm      Tattaya Pukkalanun      Worapong Tangsrirat

Department of Control Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND  
(E-mail: s8060506@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th)

**Abstract:** A current-controlled current-mode biquadratic filter using a modified type of a four-terminal floating nullor (FTFN), which is called as an electronically tunable multiple-output FTFN (ET-FTFN), is proposed. The proposed filter with two-input and three-output terminals comprises only ET-FTFNs and four grounded passive elements. The filter can simultaneously realize the inverting-type lowpass, noninverting-type lowpass, inverting-type bandpass, noninverting-type bandpass, highpass, bandstop and allpass filter functions. The natural angular frequency and the quality factor are independently controlled by adjusting the external bias currents of the ET-FTFNs. All the active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are employed to verify the circuit performance.

**Keywords:** Four Terminal Floating Nullor (FTFN), current-mode circuit, biquadratic filter

### 1. INTRODUCTION

It is well known that current-mode circuits have been receiving significant attention owing to its advantage over the voltage-mode counterpart, particularly for higher frequency of operation and simpler filtering structure [1]. Applications and advantages in the realization of transfer functions using four-terminal floating nullors (FTFNs) have also received considerably attention. The design of current-mode circuits employing FTFNs as active devices such as current-mode filters and sinusoidal oscillators have been developed in the literature [2]-[7]. They have been demonstrated that an FTFN is a more flexible and versatile active building block than an operational amplifier (op-amp) and a second generation current conveyor (CCII) [2]-[3]. Recently, an implementation of an electronically tunable multi-output FTFN (ET-FTFN) in integrated circuit (IC) form has been presented [8], which offers the flexibility in designing analog signal processing circuits.

This paper describes the circuit configuration for realizing a current-controlled current-mode biquadratic filter employing only four ET-FTFNs and four grounded passive components. The proposed circuit can realize seven basic filter functions, i.e. inverting-type lowpass (LP), noninverting-type LP, inverting-type bandpass (BP), noninverting-type BP, highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) responses simultaneously from the same circuit configuration. The natural angular frequency ( $\omega_o$ ) and the quality factor ( $Q$ ) of the filter can be orthogonally and electronically tuned, and its active and passive sensitivities are quite small. PSPICE simulation results are employed to confirm the theoretical analysis.

### 2. ELECTRONICALLY TUNABLE MULTIPLE-OUTPUT FTFN (ET-FTFN)

As recently proposed in [8], the circuit diagram of an ET-FTFN and its symbol are shown in Fig.1. Its port

characteristics can be described by the following equation.

$$i_y = i_x = 0, \quad v_x = v_y \quad \text{and} \quad i_{Z\pm} = ki_W \quad (1)$$

where  $k$  is the current gain of an ET-FTFN which can be tuned by the ratio of the external bias current  $I_1/I_2$ .

### 3. PROPOSED FILTER CONFIGURATION

The proposed filter configuration using ET-FTFNs is shown in Fig.2. The use of grounded passive components is suitable for the IC fabrication point of view [9]-[10]. From routine circuit analysis, the current transfer functions can be given by :

$$I_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + sk_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2) I_1}{D(s)} \quad (2)$$

$$I_{OB} = -\frac{sk_1 C_2 R_2 (k_3 I_1 - I_2)}{D(s)} \quad (3)$$

$$I_{OC} = -\frac{k_1 k_2 (k_3 I_1 - I_2)}{D(s)} \quad (4)$$

$$\text{and} \quad D(s) = s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + sk_1 k_4 C_2 R_2 + k_1 k_2 \quad (5)$$

where  $k_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) is the current gain of the  $i$ -th ET-FTFN. From equations (2)-(5), it can be summarized that:

- 1) The inverting-type LP response can be realized with  $I_2 = 0, I_1 = I_{in}$  and  $I_{OC} = I_{out}$ ;
- 2) The noninverting-type LP response can be realized with  $I_1 = 0, I_2 = I_{in}$  and  $I_{OC} = I_{out}$ ;
- 3) The inverting-type BP response can be realized with  $I_2 = 0, I_1 = I_{in}$  and  $I_{OB} = I_{out}$ ;
- 4) The noninverting-type BP response can be realized with  $I_1 = 0, I_2 = I_{in}$  and  $I_{OB} = I_{out}$ ;

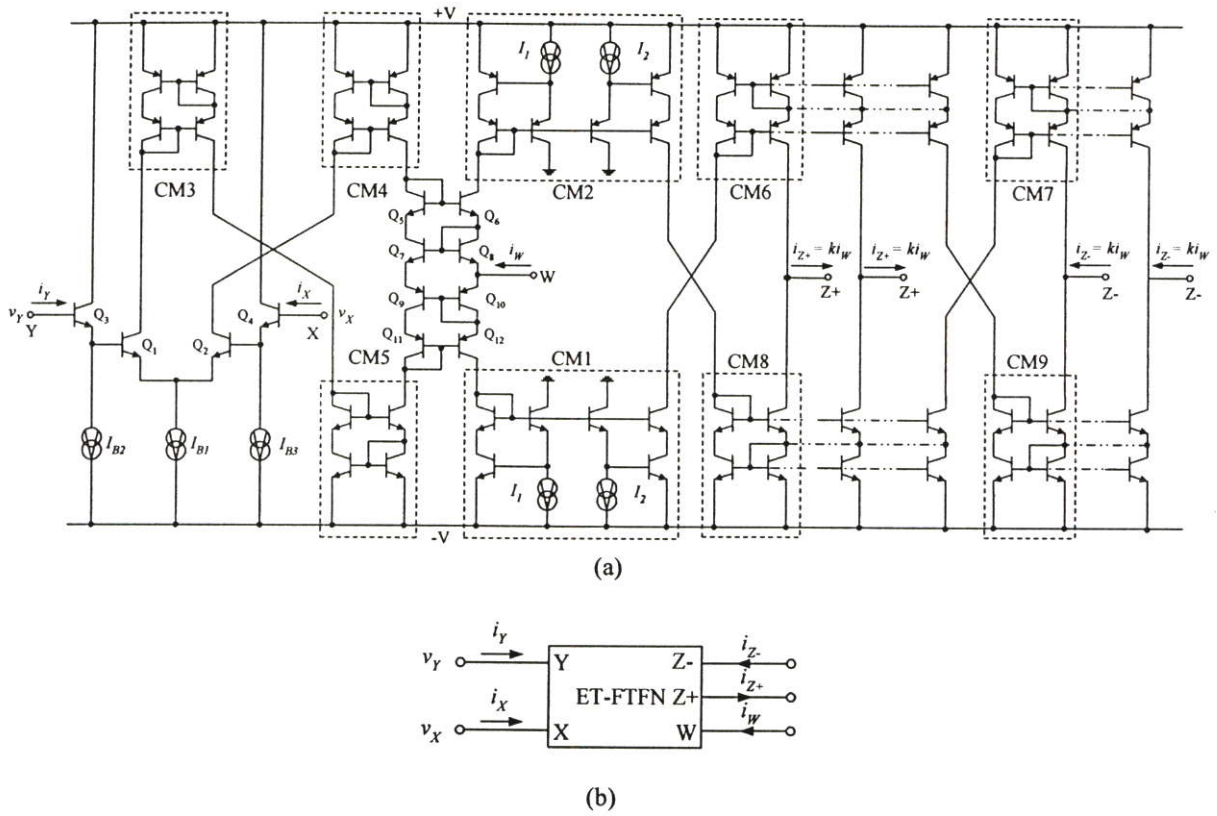


Fig.1 : ET-FTFN  
(a) circuit diagram (b) its symbol

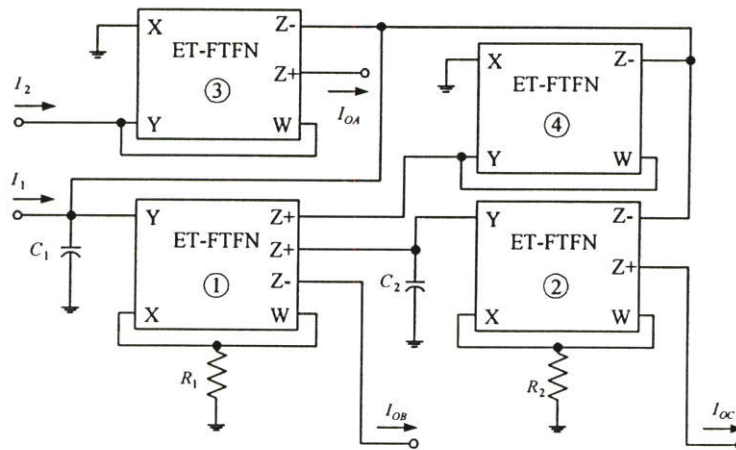


Fig.2: Proposed electronically tunable current-mode biquadratic filter using ET-FTFNs

- 5) The HP response can be realized with  $I_2 = 0$ ,  $I_1 = I_{in}$  and  $I_{OA} + I_{OB} + I_{OC} = I_{out}$  ;
- 6) The BS response can be realized with  $I_2 = 0$ ,  $I_1 = I_{in}$  and  $I_{OA} + I_{OB} = I_{out}$  ;
- 7) The AP responses can be realized with  $I_1 = I_{in}$ ,  $I_2 = -I_{in}$  and  $I_{OA} + I_{OB} = I_{out}$  ;

In this case, the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  of this proposed filter can be given by :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_1 k_2}{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{1}{k_4} \sqrt{\frac{C_1 R_1 k_2}{C_2 R_2 k_1}} \quad (7)$$

If  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , and  $k_1 = k_2 = k_n$ , then the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  can be rewritten as :

$$\omega_o = \frac{k_n}{CR} \quad (8)$$

$$Q = \frac{1}{k_4} \quad (9)$$

It is clearly seen from equation.(8) that the  $\omega_o$  can be tuned by adjusting the value of  $k_n$ , whereas equation (9) shows that  $Q$  can be orthogonally controlled by varying  $k_4$ . This means that the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  of the proposed filter can separately controllable by electronic means. The passive and active sensitivities of  $\omega_o$  and  $Q$  are :

$$S_C^{\omega_o} = S_R^{\omega_o} = S_{k_4}^Q = -S_{k_n}^{\omega_o} = -1 \quad (10)$$

Observing that all of the sensitivities are very small.

#### 4. EFFECTS OF THE ET-FTFN NON-IDEALITIES

The effects of the ET-FTFN non-idealities on the filter performance have been taken into consider in this section. Assume that the port relations of the non-ideal performance of the ET-FTFN are considered as :  $v_X = \beta v_Y$ ,  $i_{z+} = \alpha_p k_i v_W$  and  $i_{z-} = \alpha_n k_i v_W$ , where  $\beta = (1 - \varepsilon)$ , ( $|\varepsilon| \ll 1$ ), is the voltage tracking error from Y to X terminals,  $\alpha_p = (1 - \delta_p)$ , ( $|\delta_p| \ll 1$ ) is the current tracking error from W to Z+ terminals, and  $\alpha_n = (1 - \delta_n)$ , ( $|\delta_n| \ll 1$ ) is current tracking error from W to Z- terminals, respectively. Therefore, re-analysis the circuit configuration of Fig.2 yields the non-ideal current transfer functions as follows:

$$I_{OA} = \frac{(s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(k_1 k_4 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 C_2 R_2) + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2) I_1}{D(s)} \quad (11)$$

$$I_{OB} = -\frac{s k_1 \alpha_{n1} \beta_1 C_2 R_2 (k_3 \alpha_{n3} I_1 - I_2)}{D(s)} \quad (12)$$

$$I_{OC} = -\frac{k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{p2} \beta_1 \beta_2 (k_3 \alpha_{n3} I_1 - I_2)}{D(s)} \quad (13)$$

and

$$D(s) = s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s k_1 k_4 \alpha_{p1} \alpha_{n4} \beta_1 C_2 R_2 + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2 \quad (14)$$

where  $\beta_i$ ,  $\alpha_{pi}$  and  $\alpha_{ni}$  are the voltage and current-tracking errors of the  $i$ -th ET-FTFN, respectively. As the same condition mentioned-above, the parameters  $\omega_{on}$  and  $Q_n$  for the non-ideal case can be given by

$$\omega_{on} = \frac{k_n}{CR} \sqrt{\alpha_{p1} \alpha_{n2} \beta_1 \beta_2} \quad (15)$$

$$Q_n = \frac{1}{k_4 \alpha_{n4}} \sqrt{\frac{\alpha_{n2} \beta_2}{\alpha_{p1} \beta_1}} \quad (16)$$

The active and passive sensitivities for this case are :

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_1, \beta_2}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (17)$$

$$S_{\alpha_{n2}, \beta_2}^{Q_n} = S_{\alpha_{p1}, \beta_1}^{Q_n} = \frac{1}{2} \quad (18)$$

$$S_{\alpha_{n4}} = -1 \quad (19)$$

All of the calculated active sensitivities are also small.

#### 5. SIMULATION RESULTS

The characteristics of the proposed circuit of the Fig.2 have been confirmed by PSPICE simulation results with the transistor model parameters of 2N3904 and 2N3906 for npn and pnp transistors, respectively. The bias conditions were set to  $I_{B1} = 400 \mu A$ ,  $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$  and  $\pm V = \pm 15V$ .

Fig.3 shows simulated frequency responses for the HP, BP, LP and BS filters with  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$  and  $k_n = 1$  ( $I_1 = I_2 = 100 \mu A$ ). This following setting was selected to obtain  $f_o = \omega_o / 2\pi = 15.91 \text{ kHz}$  at  $Q = 1$ . The simulated  $f_o$  measured from PSPICE is approximately equal to 15.48 kHz, which is obtained to be in good agreement with the presented theory.

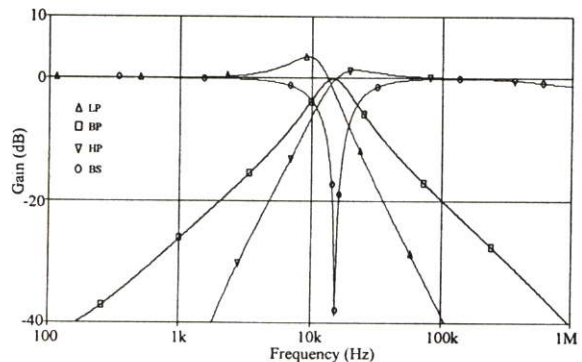


Fig.3: Simulated frequency responses of the proposed.

The BP responses when  $\omega_o$  is varied are shown in Fig.4 in which the value of  $k_n$  is tuned to be 1, 2 and 5, respectively. To show the tuning of  $Q$  by varying the value of  $k_4$ , the BP output for three different values of  $k_4$  are shown in Fig.5, while  $I_1$  is set to be constant at 100  $\mu A$ . Note that the various values of the  $Q$  can be obtained by adjusting  $k_4$  without disturbing the parameter  $\omega_o$ . It can be concluded both from Figs.4-5 that the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  of this filter are orthogonally tuned and are found to be in close agreement with the theoretical analysis calculated from

equations (8) and (9). Fig.5 shows the simulated frequency response of the gain and phase characteristics of AP filter.

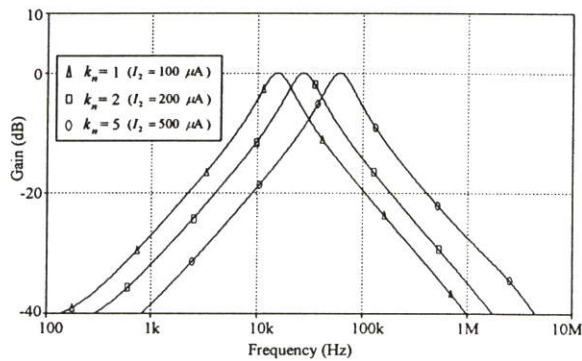


Fig4: Simulated BP responses for different values of  $k_n$ ,

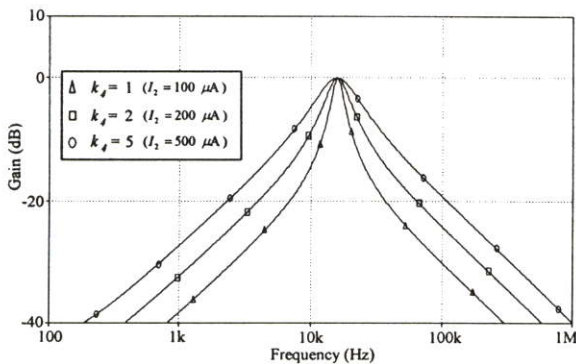


Fig.5: Simulated BP responses for different values of  $k_d$ ,

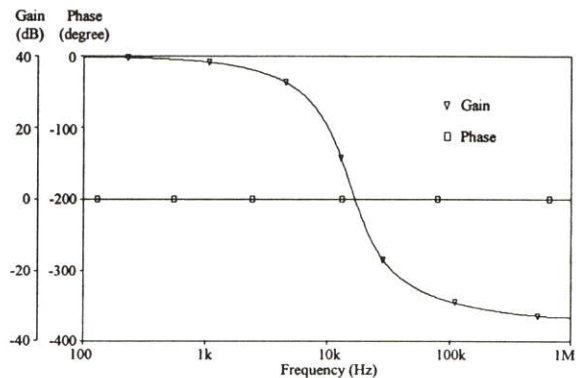


Fig.6: Gain and phase characteristics of the AP filter.

## 6. CONCLUSION

An electronically tunable current-mode universal biquadratic filter using ET-FTFNs as active elements has been presented. The proposed circuit, which consists of ET-FTFNs and all grounded passive elements, can realize the seven basic filter functions simultaneously. The natural angular frequency  $\omega_0$  and the quality factor  $Q$  of the filter can be orthogonally adjusted by means of electronic. The characteristics of the proposed implementation are verified by the

simulation results.

## REFERENCES

- [1] B. Wilson, "Recent development in current conveyors and current mode circuits", *IEE Proceedings*, Vol. 137, Pt. G, pp.63-77, 1990.
- [2] M. Higashimura, "Realization of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor", *Electronics Letters*, Vol.27, pp.170-171, 1991.
- [3] M. T. Abuelma'atti and H. A. Al-zaher, "Universal two-input two-output current mode active biquad using FTFNs", *International Journal of Electronics*, Vol.86, pp 181-188, 1999.
- [4] E. O. Gunes, F. Anday "Realization of voltage/current-mode filters using four-terminal floating nullors", *Microelectronics Journal*, Vol.30, pp 211-216, 1999.
- [5] W. Tangsrirat, and W. Surakamporn, "A realization of current-mode biquadratic filters using multiple-output FTFNs", *The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS2000)*, Tianjin China, pp.571-574, 2000.
- [6] A. Jiraseri-amornkun, B. Chippipop, and W. Surakamporn, "Novel Tranlinear-based Multi-output FTFN", *The 2001 IEEE International Symposium on Circuit and Systems (ISCAS2001)*, Sydney, Australia, Vol.1, pp.180-183, 2001.
- [7] D. R. Bhaskar, R. Senani, "New FTFN-based grounded-capacitor SRCO with explicit current-mode output and reduced number of resistors", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, Vol.59, pp.48-51, 2005.
- [8] J. Hirunporm, W. Tangsrirat and W. Surakamporn, "Electronically tunable multiple-output FTFN and its applications", *Proceeding of ECTI-CON 2006*, Ubon Rachathani, Thailand, May 10-13, pp. 805-808, 2006.
- [9] M. Bhusan, R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, Vol.3, pp.148-149, 1967.
- [10] K. Pal, R. Sinh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, Vol.18, pp. 47, 1982.

## ประวัติผู้เขียน



ชื่อ-นามสกุล	นาย จิรวัดน์ หิรัญเพิ่ม
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 6 กันยายน 2524 ที่กรุงเทพฯ
ที่อยู่	75 ซ.1(ศาลเจ้าพ่อทองคำ) ถ.คลองตะเคียนฝั่งตะวันตก ต.ปากน้ำ อ.เมือง จ.สมุทรปราการ 10270 โทร. 02-701-7848, 08-4014-5997
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าพระนครเหนือปีการศึกษา 2547 และในปีการศึกษา 2548 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณ- ดิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง