

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์
โดยใช้โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน

ELECTRONICALLY ADJUSTABLE GROUNDED INDUCTANCE
SIMULATOR USING OTAs AND ITS APPLICATIONS

กานต์ชนก ไกรโสตา
KANCHANOK KRAISODA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

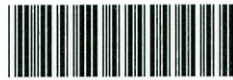
พ.ศ.2558

KMITL-2015-EN-M-080-165

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์
โดยใช้โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน

ELECTRONICALLY ADJUSTABLE GROUNDED INDUCTANCE
SIMULATOR USING OTAs AND ITS APPLICATIONS



T138512

กานต์ชนก ไกรโสตา
KANCHANOK KRAISODA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 138512
รับเดือนปี..... - 8 ต.ค. 2558

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2558

KMITL-2015-EN-M-080-165

ELECTRONICALLY ADJUSTABLE GROUNDED INDUCTANCE
SIMULATOR USING OTAs AND ITS APPLICATIONS

KANCHANOK KRAISODA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2015
KMITL-2015-EN-M-080-165

COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นางสาวกานต์ชนก ไกรโสตา
รหัสประจำตัว	53610923
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ. ดร.วันชัย รุ่งรุจา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน โดยใช้วงจรขยายค่าความนำหรือโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักในการออกแบบ ต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละหนึ่งตัวเทียบกราวด์ โดยค่าความเหนียวนำที่สังเคราะห์ได้มีค่าเป็นบวกและสามารถปรับค่าความเหนียวนำได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรที่นำเสนอมีโครงสร้างอย่างง่าย และอุปกรณ์สามารถหาซื้อได้ง่ายในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งได้มีการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร รวมถึงทดสอบการทำงานได้ด้วยการต่อวงจรจริง ได้มีการนำตัวจำลองค่าความเหนียวนำที่สังเคราะห์ขึ้นไปประยุกต์ใช้งานในวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้าและวงจรกรองตัดแถบความถี่ อีกทั้งได้ทำการทดสอบการทำงาน of วงจรทั้งสองด้วยการต่อวงจรจริงเช่นกัน เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นถึงการทำงานของตัวจำลองค่าความเหนียวนำที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้จริง

Title	Electronically Adjustable Grounded Inductance Simulator Using OTAs and Its Applications
Student	Ms.Kanchanok Kraisola
Student ID.	53610923
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Prof.Dr.Vanchai Riewruja

ABSTRACT

This thesis presents a design of electronically adjustable grounded inductance simulator using operational transconductance amplifier (OTA) as active element connected together a capacitor and a resistor to ground. The proposed inductance simulator provides positive value and electronic adjustment capability. The configuration of proposed circuit is simple and employs commercial available devices. The circuit performance is analyzed and experimented on breadboard. Moreover, applications of the proposed inductance simulator are in phase lead compensator and notch filter circuits. As a result, the proposed simulator can operate in analog circuit.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนต้องขอกราบขอบพระคุณ ศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจา อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ คำปรึกษา และชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ตลอดการทำงานวิจัย รวมถึงฝึกฝนทักษะต่างๆ ในการทำงานวิจัย เพื่อที่จะสามารถทำงานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตลอดจนเป็นแบบอย่างในการดำเนินชีวิต และมุมมองแนวคิดที่ดีให้แก่ผู้เขียน

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร. วรรณดี เพชรณิล้ำค่า ที่ให้ความกรุณาให้คำแนะนำและข้อเสนอแนะอันเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาทั้งภาคทฤษฎีและปฏิบัติ รวมทั้งตรวจตราและแก้ไขข้อบกพร่องของเนื้อหา จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ ดร.อภิณัย ฤกษ์รัตน์ ที่ให้ความกรุณาให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในด้านปฏิบัติการในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณพี่ เพื่อน และน้อง ในห้องปฏิบัติการ CS-Lab ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือในการแก้ไขปัญหา และคอยแจ้งข้อมูลข่าวสารอยู่เสมอ จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา คุณตา คุณยาย ตลอดจนญาติๆ ทั้งหลายของข้าพเจ้าที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา ให้ความช่วยเหลือ ให้ความหวังใจ ให้กำลังใจแก่ผู้เขียนตลอดระยะเวลาการศึกษา

สุดท้ายนี้ศิษย์ขอกราบขอบพระคุณครูบาอาจารย์ทุกท่านที่กล่าวมาอีกครั้ง ที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้เพื่อให้สามารถนำไปพัฒนาตนเองและส่วนรวม คุณงามความดีอันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบให้กับครูบาอาจารย์ และบุพการีอันเป็นที่รักยิ่งของข้าพเจ้า

กานต์ชนก ไกรโสดา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ตัวจำลองค่าความเหนียวนำที่มีการนำเสนอในอดีต.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ตัวจำลองค่าความเหนียวนำโดยใช้อุปแอมป์ที่น่าสนใจโดย D. F. Stout และ M. Kaufman.....	4
2.3 ตัวจำลองค่าความเหนียวนำโดยใช้อุปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ.....	7
2.4 ตัวจำลองค่าความเหนียวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแส แบบ CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ.....	9
2.5 สรุป.....	13
บทที่ 3 หลักการของวงจรอทีโอ.....	14
3.1 กล่าวนำ.....	14
3.2 การทำงานในทางอุดมคติของวงจรอทีโอ.....	14
3.3 โครงสร้างและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรอทีโอ.....	16
3.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรอทีโอ.....	19
3.5 สรุป.....	22
บทที่ 4 ตัวจำลองค่าความเหนียวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีโอที่น่าสนใจ.....	23
4.1 กล่าวนำ.....	23
4.2 การทำงานของตัวจำลองค่าความเหนียวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้โอทีโอที่น่าสนใจ.....	23
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจร.....	26
4.3.1 ค่าความผิดพลาดจากการประมาณค่า.....	26

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.2 ค่าความผิดพลาดจากความไม่เท่ากันของกระแส.....	27
4.3.3 ช่วงปฏิบัติงานของวงจร	29
4.4 การทดสอบและผลการทดสอบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ	29
4.4.1 การทดสอบคุณสมบัติและสมรรถนะการทำงานของวงจร โดยการต่อวงจรจริง	29
4.4.2 การทดสอบผลตอบแทนของความถี่ของวงจร.....	37
4.5 สรุป	38
บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอ.....	39
5.1 กล่าวนำ.....	39
5.2 การประยุกต์ใช้งานในวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า	39
5.3 การประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองตัดแถบความถี่.....	45
5.4 สรุป	50
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	50
6.1 สรุปผลการวิจัย	50
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ	50
เอกสารอ้างอิง	51
ภาคผนวก.....	53
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ	54
ก1 การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตกับค่าแรงดันอินพุต ของโอทีเอ	54
ก2 การวิเคราะห์ผลตอบแทนของความถี่ของวงจรโอทีเอ	58
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์	59
ประวัติผู้เขียน.....	65

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบงานวิจัยที่นำเสนอในอดีต	13
5.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า	41
5.2 ค่ากระแสไป้อัส I_{B1} ที่ใช้ในการทดสอบวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า	41
5.3 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรกรองตัดแถบความถี่	47
5.4 ค่ากระแสไป้อัส I_{B1} ที่ใช้ในการทดสอบวงจรกรองตัดแถบความถี่	47

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ ที่นำเสนอโดย D.F. Stout และ M. Kaufman.....	5
2.2 วงจรสมมูลตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ ที่นำเสนอโดย D.F. Stout และ M. Kaufman.....	6
2.3 สัญลักษณ์ของ CFOA.....	7
2.4 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ.....	8
2.5 วงจรสมมูลตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ.....	9
2.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCII.....	9
2.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCIII.....	10
2.8 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ.....	11
3.1 โอทีเอ.....	15
3.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอ.....	16
3.3 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ.....	19
3.4 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอสำหรับใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่.....	19
3.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ.....	21
4.1 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอ.....	24
4.2 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 1k\Omega$	30
4.3 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 1k\Omega$	30
4.4 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 5k\Omega$	31
4.5 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 5k\Omega$	31
4.6 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 10k\Omega$	32
4.7 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 10k\Omega$	32
4.8 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ โดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.1\mu F$	33
4.9 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.1\mu F$	33
4.10 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.2\mu F$	34
4.11 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.2\mu F$	34
4.12 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.3\mu F$	35
4.13 เปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.3\mu F$	35
4.14 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำ โดยเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_1	36
4.15 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ C_1	36

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำปรับค่า โดยใช้โอทีเอทีที่นำเสนอ แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 1kHz–500kHz.....	37
5.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตัวขดเคยแบบเฟสนำหน้า.....	40
5.2 วงจรตัวขดเคยแบบเฟสนำหน้าที่นำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้.....	40
5.3 ผลตอบสนองทางเวลา โดยการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_{B1}	43
5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวขดเคยเฟสนำหน้า.....	44
5.5 วงจรกรองตัดแถบความถี่ที่นำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้.....	45
5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองตัดแถบความถี่ เมื่อกำหนด $I_{B1} = 500\mu\text{A}$	47
5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองตัดแถบความถี่ เมื่อกำหนด $I_{B1} = 1\text{mA}$	48
5.8 ผลตอบสนองทางความถี่ขอตัดแถบความถี่เมื่อกำหนด $I_{B1} = 1.5\text{mA}$	48
5.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร กรองตัดแถบความถี่ $I_{B1} = 500\mu\text{A}, 1\text{mA}$, และ 1.5mA	49
ก1 โครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอ.....	54
ก2 วงจรสมมูลของโอทีเอสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก.....	57

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในอดีตตัวเหนี่ยวนำได้ถูกนำเสนอโดยโจเซฟ เฮนรี (Joseph Henry) นักวิทยาศาสตร์ชาวอเมริกัน โดยตัวเหนี่ยวนำจะสร้างจากการนำเส้นลวดพันรอบแกนซึ่งแกนมีหลายชนิดมีคุณสมบัติของการเหนี่ยวนำไฟฟ้าแตกต่างกัน เมื่อจ่ายกระแสเข้าไปยังขดลวดทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux) ค่าความเหนี่ยวนำนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวด วัสดุที่นำมาทำเป็นแกนซึ่งแต่ละชนิดมีคุณสมบัติในการเพิ่มความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ต่างกันรวมถึงพื้นที่หน้าตัดของแกน และความยาวของแกน ในการใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ สนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำจะรบกวนไปยังอุปกรณ์อื่นได้ อีกทั้งตัวเหนี่ยวนำจริงมีข้อจำกัดทั้งขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก มีค่าความเป็นแม่เหล็กอยู่ จึงมีการศึกษาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่สามารถนำไปใช้กับวงจรรวมทางอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ทำให้สามารถลดขนาดของวงจร อีกทั้งไม่มีเทอมของความเป็นแม่เหล็กอยู่ จึงไม่มีผลกับวงจรที่นำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำไปใช้งาน

ในปัจจุบันการสังเคราะห์วงจรเพื่อจำลองแบบอุปกรณ์พาสซีฟจำพวกตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำเป็นที่นิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากสามารถประยุกต์ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้หลากหลาย โดยเฉพาะวงจรสังเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำที่นำไปทดแทนตัวเหนี่ยวนำจริง ซึ่งวงจรสังเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ การประยุกต์ใช้งานของวงจรตัวเหนี่ยวนำสามารถพบได้ใน วงจรกรองสัญญาณแบบแอคทีฟ (Active filter) วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) วงจรเลื่อนเฟสแบบแอนะล็อก (Analog phase shifter) และวงจรชดเชยผลตอบสนองของระบบ (System response compensation) [1-5] เป็นต้น ในอดีตมีการศึกษาและนำเสนอวงจรสังเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Current controlled second-generation current conveyor, CCCII) [6] วงจรขยายความแตกต่างระหว่างกระแส (Current differencing buffered amplifier, CDBA) [7] และวงจรขยายสัญญาณแบบกระแส (Current amplifier, CA) [8] แต่ทว่างานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้นใช้อุปกรณ์เฉพาะที่ไม่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดทำให้มีค่าใช้จ่ายที่สูง จากข้างต้นที่กล่าวมา จึงมีการศึกษาออกแบบวงจรตัวเหนี่ยวนำที่สามารถให้ประสิทธิภาพสูง มีราคาถูกเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร และลดต้นทุนการผลิต มีการค้นคว้าศึกษาวิจัยในการนำวงจรขยายค่าความนำ (Operational transconductance amplifier, OTA) มาใช้ออกแบบวงจรตัวเหนี่ยวนำ เหตุที่ใช้โอทีเอเพราะเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาถูกสามารถหาได้ง่ายตามท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป มีคุณสมบัติของการส่งผ่านความนำที่สามารถควบคุมได้เป็นเชิงเส้น รวมถึงสามารถนำไปออกแบบเป็นบล็อกวงจรที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จึงทำให้มีความน่าสนใจเป็นอย่างมาก

จากที่กล่าวมาข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอ จุดมุ่งหมายในออกแบบให้ง่ายต่อการใช้งานมากขึ้นด้วยการ

ปรับพารามิเตอร์ของโอทีเอเพียงตัวเดียว ทำให้สามารถได้ค่าของความเหนียวหน้าที่ต้องการ เหมาะสม เป็นอย่างยิ่งสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานในการต่อร่วมกับวงจรอื่นๆ ต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอการออกแบบและสังเคราะห์ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้โดยใช้โอทีเอ ต่อกับอุปกรณ์พาสซีฟคือตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละหนึ่งตัวต่อเทียบกราวด์ โดยสามารถปรับค่าความเหนียวหน้าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบให้ง่ายต่อการใช้งานมากขึ้นโดยควบคุมค่ากระแสไบอัสของโอทีเอเพียงตัวเดียว และไม่มีผลกระทบจากคลื่นแม่เหล็กจึงไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรที่มีการนำตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าไปใช้

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้โอทีเอ 3 ตัว ต่อกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละหนึ่งตัวต่อเทียบกราวด์ โดยค่าความเหนียวหน้าที่ได้นั้นไม่มีค่าความเป็นแม่เหล็ก และสามารถปรับค่าความเหนียวหน้าได้ โดยการควบคุมกระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอเพียงตัวเดียว

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บทกับอีก 2 ภาคผนวก โดยมีรายละเอียดของแต่ละบท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ ในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบเทียบกราวด์ที่มีการนำเสนอในอดีต ในบทนี้จะกล่าวถึงตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบเทียบกราวด์ที่นำเสนอในอดีต 3 งานวิจัยคือ ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบเทียบกราวด์โดยใช้โอปแอมป์ที่นำเสนอโดย D. F. Stout และ M. Kaufman [9] ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าโดยใช้โอปแอมป์อินเวอร์ตกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10] และตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11]

บทที่ 3 ทฤษฎีของวงจรโอทีเอ กล่าวถึง วงจรโอทีเอในอุดมคติ วงจรโอทีเอในทางปฏิบัติ โครงสร้างวงจรโอทีเอ การวิเคราะห์และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ

บทที่ 4 ตัวจำลองค่าความเหนียวหน้าแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่เป็นวงจรที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงาน การทดสอบการทำงาน และการทดสอบสมรรถนะของวงจร

บทที่ 5 การประยุกต์ใช้งานตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราฟด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอทีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยการนำมาสังเคราะห์เป็นวงจรชุดเซพเฟสนำหน้าและการประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองตัดแถบความถี่

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ กล่าวถึงบทสรุปผลงานของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการวิจัยพัฒนาต่อไป

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์ประกอบด้วยภาคผนวก กล่าวถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอรวมทั้งผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ โดยมีรายละเอียดดังนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ

ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่มีการนำเสนอในอดีต

2.1 กล่าวนำ

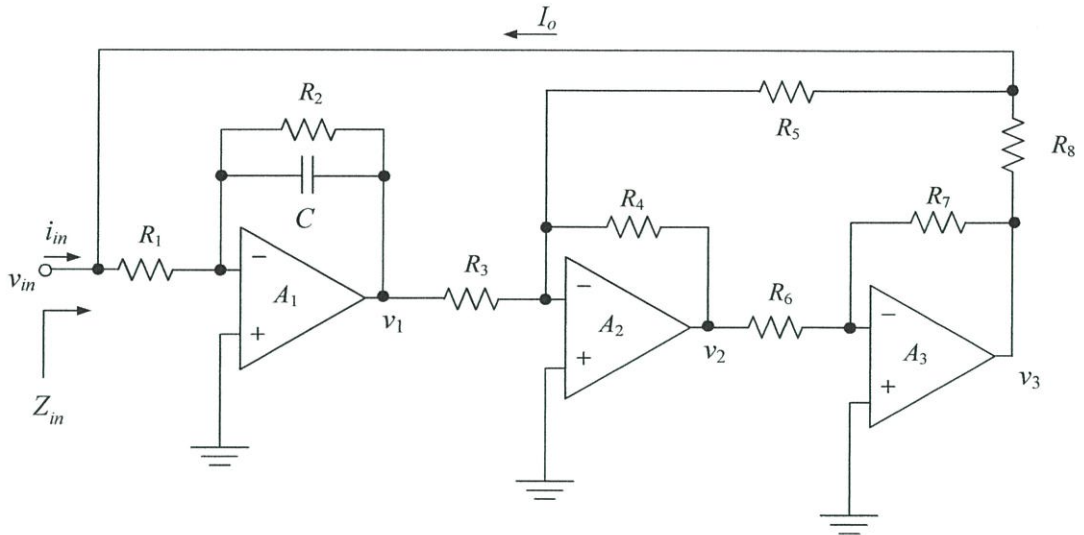
ในปัจจุบันมีการศึกษาและสร้างตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำหลายประเภทซึ่งวงจรจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์เป็นอีกวงจรหนึ่งที่มีการศึกษา เนื่องจากข้อเด่นของวงจรคือใช้พลังงานต่ำ ใช้พื้นที่ในการสร้างเป็นวงจรรวมน้อย ตัววงจรมีประสิทธิภาพ และต้นทุนในการสร้างถูก โดยอุปกรณ์สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป

ในบทนี้จะกล่าวถึงตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์ชนิดสูญเสียกำลังงาน (Lossy inductance) ที่นำเสนอในอดีต 3 งานวิจัยคือ ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้โอปแอมป์ที่นำเสนอโดย D. F. Stout และ M. Kaufman [9] ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10] และตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สาม CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11] โดยรายละเอียดจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.2 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้โอปแอมป์ที่นำเสนอโดย D. F. Stout และ M. Kaufman [9]

ออปแอมป์ (Operational amplifier, op-amp) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สำคัญและมีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้งานต่างๆ มากมาย วงจรภายในพื้นฐานของออปแอมป์โดยทั่วไปประกอบด้วย ภาคอินพุตใช้วงจรขยายสัญญาณผลต่าง (Differential amplifier) ภาคขยายจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันให้ได้อัตราขยายสัญญาณรวมของวงจรที่มีค่าสูงมากก่อนที่จะป้อนให้กับภาคเอาต์พุตต่อไป และภาคเอาต์พุตมักใช้วงจรขยายสัญญาณจำพวกบัฟเฟอร์ (Buffer) หรือวงจรตามแรงดัน (Voltage follower) โดยคุณสมบัติของออปแอมป์คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าสูงมาก และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำมากๆ อีกทั้งสามารถขยายสัญญาณได้ทั้งสัญญาณกระแสไฟตรง (Direct current, DC) และไฟสลับ (Alternative current, AC)

โดยหัวข้อนี้จะกล่าวถึงตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้โอปแอมป์ที่นำเสนอโดย D. F. Stout และ M. Kaufman [9] โดยในวงจรประกอบด้วยออปแอมป์ 3 ตัว ตัวต้านทาน 8 ตัว และตัวเก็บประจุ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ออปแอมป์ที่นำเสนอโดย D.F. Stout และ M. Kaufman [9]

จากวงจรในรูปที่ 2.1 เมื่อป้อนแรงดันอินพุต (v_{in}) ผ่านออปแอมป์ A_1 ที่ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) จะสามารถหาแรงดันเอาต์พุต (v_1) ได้ดังนี้

$$v_1 = \frac{R_2}{R_1(1 + R_2Cs)} v_{in} \quad (2.1)$$

เมื่อ v_{in} คือ แรงดันอินพุตของออปแอมป์ A_1
 v_1 คือ แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ A_1
 R_2/R_1 คือ อัตราขยายแรงดันของออปแอมป์ A_1

พิจารณาออปแอมป์ A_2 และ A_3 ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นกระแส (Voltage to current - converter) สามารถหาสมการกระแสเอาต์พุต (I_o) ได้จาก

$$I_o = \frac{(R_4R_7/R_3R_6)}{R_8 + Z_L[1 - (R_4R_7/R_5R_6)]} v_1 \quad (2.2)$$

เมื่อ Z_L คือ อิมพีแดนซ์ของโหลดตัวแปลงแรงดันเป็นกระแส

นำสมการที่ (2.1) แทนใน (2.2) จะได้ สมการกระแสเอาต์พุต (I_o) ดังนี้

$$I_o = \frac{(R_4R_7/R_3R_6)}{R_8 + Z_L[1 - (R_4R_7/R_5R_6)]} \cdot \frac{R_2}{R_1(1 + R_2Cs)} v_{in} \quad (2.3)$$

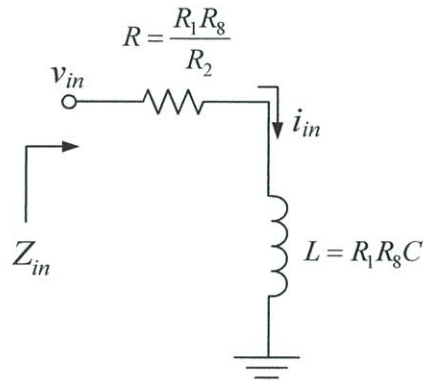
กำหนดให้ $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7$ จะได้

$$I_o = \frac{R_2}{R_1 R_8 (1 + R_2 C s)} v_{in} \quad (2.4)$$

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำที่ได้ คือ

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{I_o} = R_1 R_8 C s + \frac{R_1 R_8}{R_2} = L s + R \quad (2.5)$$

เมื่อ $L = R_1 R_8 C$ และ $R = \frac{R_1 R_8}{R_2}$ ดังนั้นสามารถแสดงในรูปวงจรสมมูลได้ ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้โอปแอมป์
ที่นำเสนอโดย D.F. Stout และ M. Kaufman [9]

เมื่อสมการค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor, Q) สามารถหาได้จาก

$$Q = \frac{2\pi f L}{R} \quad (2.6)$$

ทำการแทนค่าความเหนี่ยวนำ $L = R_1 R_8 C$ และค่าความต้านทาน $R = \frac{R_1 R_8}{R_2}$ ลงในสมการที่ (2.6)

เพื่อหาค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจร ได้ดังนี้

$$Q = 2\pi f R_2 C \quad (2.7)$$

จากสมการข้างต้นแสดงให้เห็นว่าค่าตัวประกอบคุณภาพที่น้อยที่สุดของวงจร Q_{min} สัมพันธ์กับค่าความถี่ต่ำสุด f_{min} และมีขีดจำกัดที่ความถี่สูงในกรณีที่อัตราขยายวงปิด (Close loop gain) ของ

ออปแอมป์ A_1 มีค่าเท่ากับอัตราขยายวงเปิด (Open loop gain) ของออปแอมป์ A_1 ดังแสดงให้เห็นในสมการที่ (2.8)

$$f_{\max} = \frac{f_u R_1}{R_2} \quad (2.8)$$

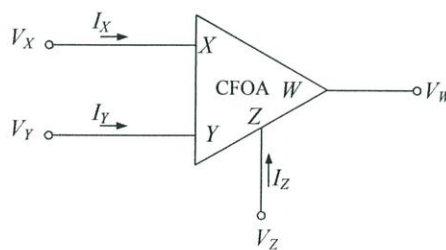
เมื่อ f_{\max} คือ ความถี่สูงสุดของการทำงาน
 f_u คือ ความถี่ของออปแอมป์ A_1 ที่มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง

จากงานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้นได้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกรวดโดยใช้ ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก แต่จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก อีกทั้งยังไม่สามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

2.3 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ออปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10]

การสร้างตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำจากหลักการของออปแอมป์ได้มีการพัฒนาขึ้นมาอีกหลายวงจรด้วยกันซึ่งวงจรขยายสัญญาณออปแอมป์ป้อนกลับกระแส (Current feedback operational amplifier, CFOA) เป็นหนึ่งในการพัฒนาและมีการนำมาเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการนำมาใช้งานวิจัยนี้ เพื่อความเข้าใจในเนื้อหาจึงนำเอาหลักการของวงจร CFOA มาอธิบายความได้ดังนี้

วงจรภายในพื้นฐานของวงจร CFOA ประกอบด้วย จุดเข้า 3 ขั้ว คือ X, Y และ Z มีจุดออก 1 ขั้วคือ W สัญลักษณ์ของวงจร CFOA แสดงรูปที่ 2.3

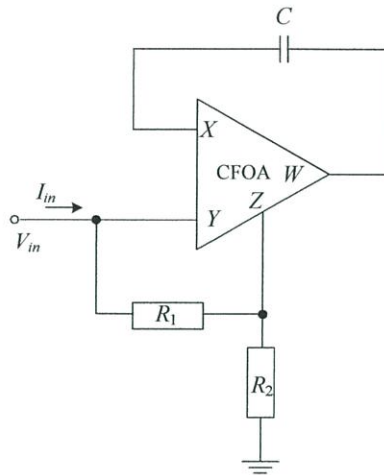


รูปที่ 2.3 สัญลักษณ์ของ CFOA

จากรูปที่ 2.3 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของวงจรได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ I_Z \\ V_X \\ V_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA ไว้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะนำเสนอเฉพาะรูปแบบตัวเหนี่ยวนำแบบสูญเสียกำลังงาน โดยวงจรแสดงในรูปที่ 2.4 ประกอบด้วย CFOA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว



รูปที่ 2.4 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA
นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10]

จากสมการความสัมพันธ์ของ CFOA ที่แสดงไว้ในสมการที่ (2.9) เมื่อกำหนดให้ $I_Y = 0$, $I_Z = I_X$, $V_Z = V_Y$ และ $V_W = V_Z$ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสามารถหาได้จาก

$$Z_{eq} = \frac{sC + G_1 + G_2}{G_1 G_2} = sL_{eq} + R_{eq} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} สามารถหาได้ดังนี้

$$L_{eq} = \frac{C}{G_1 G_2} = R_1 R_2 C \quad (2.11)$$

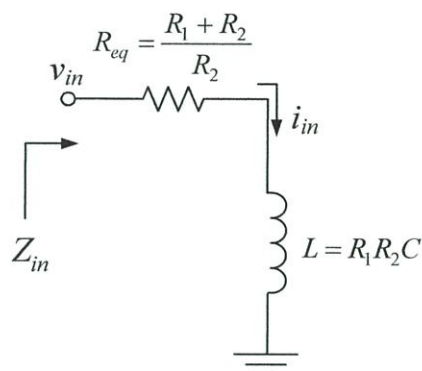
และ

$$R_{eq} = \frac{G_1 + G_2}{G_1 G_2} \quad (2.12)$$

เมื่อ G_1 และ G_2 คือ ค่าความนำไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ $1/R_1$ และ $1/R_2$ ตามลำดับ ดังนั้นสามารถเขียนให้อยู่ในรูปค่าความต้านทาน R_{eq} ได้ดังนี้

$$R_{eq} = R_1 + R_2 \quad (2.13)$$

โดยอิมพีแดนซ์ที่ได้จะอยู่ในรูปของตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งวงจรสมมูลของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ดังแสดงในรูปที่ 2.5



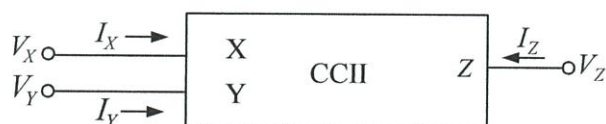
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้โอปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA
นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10]

เห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก สามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้แต่เนื่องจากตัวต้านทานเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ดังนั้นจึงไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

2.4 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11]

การสร้างตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำจากหลักการของวงจรสายพานกระแสได้มีการพัฒนาขึ้นมาอีกหลายวงจร ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้มีการนำวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สาม (Third generation current conveyor, CCIII) มาใช้เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลักในการออกแบบ เพื่อความเข้าใจในเนื้อหาของงานวิจัยนี้ จึงนำเอาหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและสามมาอธิบายความได้ดังนี้

ในส่วนของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองซึ่งเป็นบล็อกวงจรที่มีจุดเข้า 2 ขั้ว คือ X กับ Y และมีจุดออก 1 ขั้วคือ Z สัญลักษณ์ของวงจร CCII แสดงรูปที่ 2.6

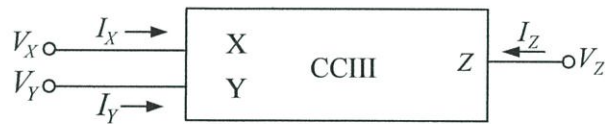


รูปที่ 2.6 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

โดยมีสมการความสัมพันธ์ของวงจรดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_X \\ I_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) กรณีที่กระแส I_Z เป็นบวกได้จากความสัมพันธ์ที่กระแส I_Z มีทิศทางการไหลในทิศทางเดียวกันกับกระแส I_X เรียกว่าวงจรสายพานกระแสชนิดบวก (CCII+) และเมื่อกระแส I_Z เป็นลบจะได้จากความสัมพันธ์ที่กระแส I_Z มีทิศทางการไหลในทิศทางตรงข้ามกับกระแส I_X เรียกว่าวงจรสายพานกระแสชนิดลบ (CCII-) สำหรับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สามได้มีการปรับปรุงจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง โดยสัญลักษณ์ของวงจรมีความคล้ายคลึงกันดังรูปที่ 2.7



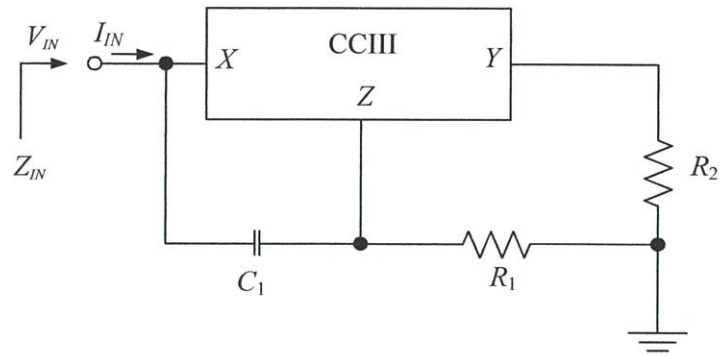
รูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCIII

จากรูปที่ 2.7 สัญลักษณ์ของวงจร CCIII ที่ขั้ว Z จะมีอิมพีแดนซ์สูงมากและขั้ว X มีอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งสมการที่ (2.15) ได้แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสของวงจรได้ดังนี้

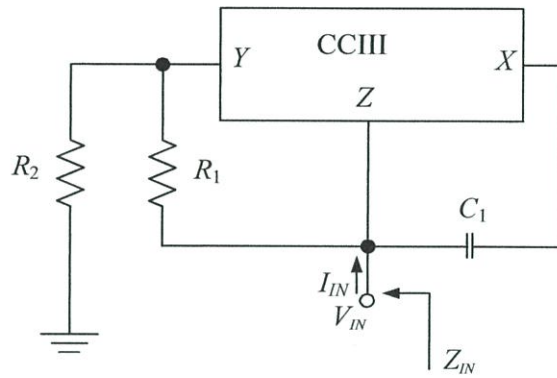
$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_Y ที่จุดเข้า Y และกระแส I_X ที่จุดเข้า X เป็น $I_Y = -I_X$ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_Y ที่จุดเข้า Y และแรงดัน V_X ที่จุดเข้า X เป็น $V_Y = V_X$ และความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_Z ที่จุดออก Z และกระแส I_X ที่จุดเข้า X เป็น $I_Z = \pm I_X$

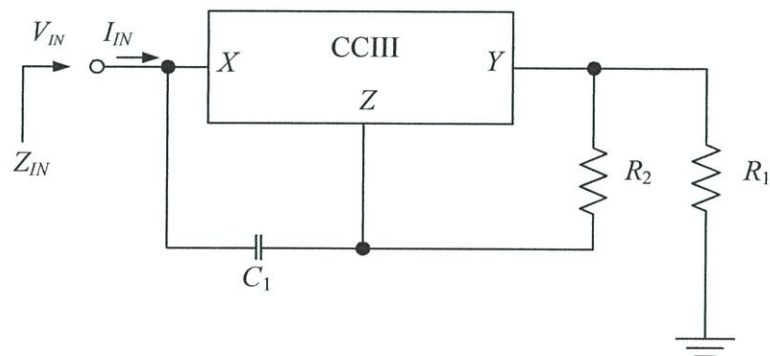
ในงานวิจัยนี้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII ที่นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11] โดยได้นำเสนอไว้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะนำเสนอเฉพาะรูปแบบที่เป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำโดยวงจรแสดงในรูปที่ 2.8(ก) ถึง 2.8(ค) ซึ่งประกอบด้วยบล็อกวงจร CCIII ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ต่อร่วมกัน



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.8 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII
นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11]

(ก) แบบที่ 1

(ข) แบบที่ 2

(ค) แบบที่ 3

จากตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII ในรูปที่ 2.8(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสามารถหาได้จาก

$$Z_{IN} = sC_1 R_1 R_2 + 2R_2 = sL_{eq} + R_{eq} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} หาได้จาก

$$L_{eq} = C_1 R_1 R_2 \quad (2.17)$$

$$R_{eq} = 2R_2 \quad (2.18)$$

เมื่อพิจารณาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII ในรูปที่ 2.8(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสามารถหาได้จาก

$$Z_{IN} = sC_1 R_1 R_2 + R_1 + R_2 = sL_{eq} + R_{eq} \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} หาได้จาก

$$L_{eq} = C_1 R_1 R_2 \quad (2.20)$$

$$R_{eq} = R_1 + R_2 \quad (2.21)$$

เมื่อพิจารณาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII ในรูปที่ 2.8(ค) ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสามารถหาได้จาก

$$Z_{IN} = sC_1 R_1 R_2 + 2R_1 = sL_{eq} + R_{eq} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} หาได้จาก

$$L_{eq} = C_1 R_1 R_2 \quad (2.23)$$

$$R_{eq} = 2R_1 \quad (2.24)$$

งานวิจัยที่กล่าวมาในหัวข้อนี้ได้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากและไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยอิมพีแดนซ์ที่ได้ของทั้งสามแบบอยู่ในรูปของตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

2.5 สรุป

จากการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์ที่มีการนำเสนอในอดีตในบทนี้ สามารถสรุปได้ดังนี้ จากงานวิจัยที่ 1 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ออปแอมป์ที่นำเสนอโดย D. F. Stout และ M. Kaufman [9] งานวิจัยนี้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์โดยใช้ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากและไม่สามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากงานวิจัยที่ 2 ได้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้ออปแอมป์ป้อนกลับกระแส CFOA นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [10] ที่นำบล็อกวงจร CFOA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก แต่จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก สามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้แต่เนื่องจากตัวต้านทานเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ดังนั้นจึงไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ จากงานวิจัยที่ 3 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้วงจรสายพานกระแสแบบ CCIII นำเสนอโดย H. Kuntman และคณะ [11] นำบล็อกวงจร CCIII ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ 3 ตัว โครงสร้างของวงจรมีการใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก และไม่สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์เช่นกัน ซึ่งจากที่กล่าวมาสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบงานวิจัยที่นำเสนอในอดีต

	งานวิจัยที่ 1 [9]	งานวิจัยที่ 2 [10]	งานวิจัยที่ 3 [11]
อุปกรณ์แอคทีฟ	ออปแอมป์ 3 ตัว	CFOA 1 ตัว	CCIII 1 ตัว
อุปกรณ์พาสซีฟ	ตัวต้านทาน 8 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว	ตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว	ตัวต้านทาน 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว
ชนิดตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำ	เทียบกราวด์	เทียบกราวด์	เทียบกราวด์
ความสมพียงกันของอุปกรณ์	จำเป็น	ไม่จำเป็น	ไม่จำเป็น
การปรับค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี

จากงานวิจัยที่เลือกศึกษาทั้ง 3 งานวิจัยนี้ นำมาซึ่งการศึกษาและพัฒนาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์ให้สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ โดยใช้โอทีเอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟในวงจรที่มีคุณสมบัติในการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ จากการปรับกระแสไอบัสภายนอกของโอทีเอ โดยรายละเอียดของโอทีเออธิบายในบทที่ 3

บทที่ 3

หลักการของวงจรโอทีเอ

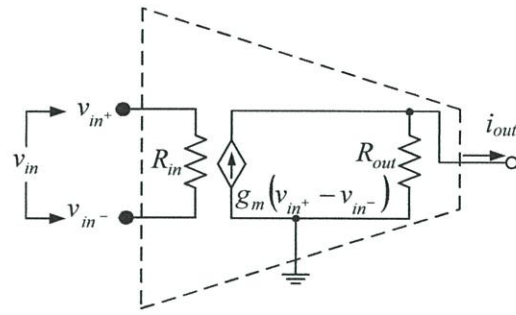
3.1 กล่าวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการนำวงจรโอทีเอหรือวงจรขยายค่าความนำ (Operational transconductance amplifier, OTA) ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ มาเป็นองค์ประกอบหลักในการสร้างตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยวงจรโอทีเอทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส หรือทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage controlled current source, VCCS) อีกทั้งยังสามารถปรับค่าแบบอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับอัตราขยายค่าความนำของวงจร (Transconductance gain, g_m) ได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัส ด้วยเหตุนี้วงจรโอทีเอจึงถูกนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะในการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก เช่น วงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟ (Analog active filter) [12,13] วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator) [14] และวงจรขยายอินสทรูเมนต์ (Instrumentation amplifier) [15] เป็นต้น จากการศึกษางานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันมีการนำเสนอตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟไว้หลายงานวิจัย อาทิ การใช้วงจรสายพานกระแส (CCII) วงจรขยายค่าความต่างของกระแส (Current differencing buffered amplifier, CDBA) วงจรขยายกระแส (Current amplifier, CA) และวงจรขยายค่าความนำ (OTA) เป็นต้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำวงจรโอทีเอมาใช้ในวงจรจำลองค่าความเหนี่ยวนำ เนื่องจากโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีคุณสมบัติแปรค่าผลต่างของแรงดันอินพุตเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณกระแสเอาต์พุต และสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำของวงจรได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งเป็นวงจรที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ราคาถูกและเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟที่สามารถสังเคราะห์วงจรได้โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทาน อีกทั้งทำงานเป็นเชิงเส้น รวมถึงสามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

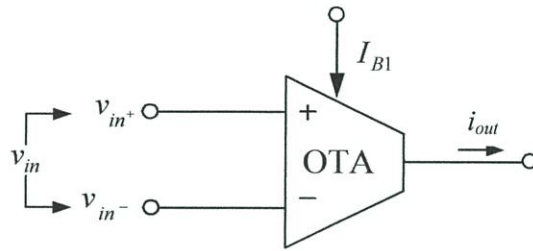
ในบทนี้จะกล่าวถึง การทำงานในทางอุดมคติของวงจรโอทีเอ โครงสร้างและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรโอทีเอ การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ และส่วนสุดท้ายคือสรุปหลักการของวงจรโอทีเอ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

3.2 การทำงานของวงจรโอทีเอในทางอุดมคติ

โอทีเอทำงานในลักษณะแหล่งจ่ายกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดัน อีกทั้งยังสามารถปรับค่าแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยการปรับอัตราขยายค่าความนำของวงจร (g_m) ภายในโอทีเอเป็นวงจรสำเร็จรูปที่มีโครงสร้างเป็นแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ การทำงานของวงจรโอทีเอในทางอุดมคติ [16-18] แสดงในรูปที่ 3.1



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 โอทีเอ

(ก) วงจรสมมูลทางอุดมคติ

(ข) สัญลักษณ์ของโอทีเอ

โดยในรูปที่ 3.1 ค่ากระแสเอาต์พุต i_{out} มีค่าแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของแรงดันอินพุตของโอทีเอ สมการกระแสเอาต์พุตของโอทีเอจะแสดงได้ ดังนี้

$$i_{out} = g_m (v_{in+} - v_{in-}) = g_m (v_{in}) \tag{3.1}$$

เมื่อ v_{in} คือ ผลต่างของแรงดันอินพุต ($v_{in+} - v_{in-}$)

g_m คือ อัตราขยายค่าความนำของโอทีเอ

โดย g_m มีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส (I_B) ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

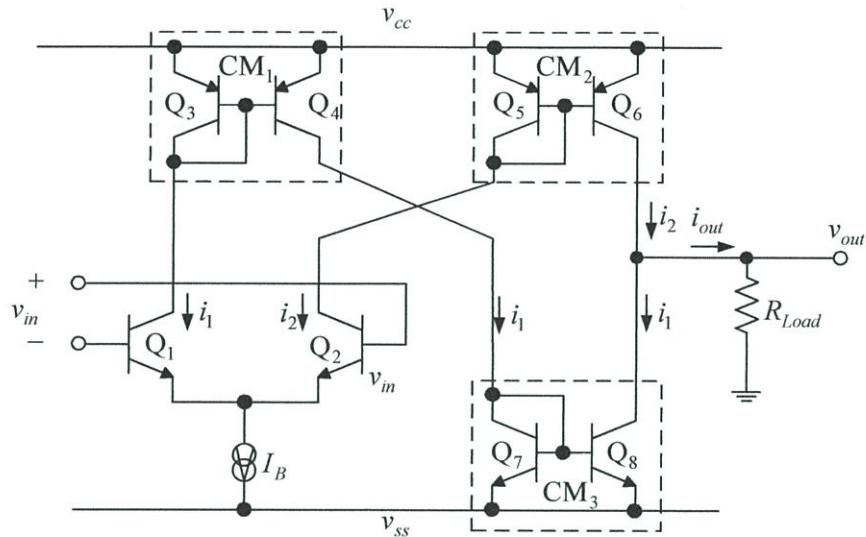
$$g_m = \frac{I_B}{2v_T} \tag{3.2}$$

เมื่อ I_B คือ ค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ

v_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ มีค่าประมาณ 26mV ที่อุณหภูมิห้อง (27°C หรือ 300K)

3.3 โครงสร้างและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรโอทีเอ

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอดังรูปที่ 3.2 โดยโอทีเอเป็นวงจรสำเร็จรูปที่มีโครงสร้างแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีรายละเอียดดังนี้ กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพจน์กันทุกประการ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นวงจรคู่ผลต่าง (Differential pair) ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) CM_1 และ CM_2 ซึ่งมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง ที่มี I_B เป็นกระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอ

จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอสามารถหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_1 และ i_2 [ภาคผนวก ก1] ได้ดังนี้

$$i_1 = \frac{I_B e^{(-v_n/2v_T)}}{e^{(-v_n/2v_T)} + e^{(v_n/2v_T)}} \quad (3.3)$$

$$i_2 = \frac{I_B e^{(v_{in}/2v_T)}}{e^{(-v_{in}/2v_T)} + e^{(v_{in}/2v_T)}} \quad (3.4)$$

เมื่อ v_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ มีค่าเท่ากับ kT/q

k คือ ค่าคงที่ของโบลต์แมน (Boltzman's Constant) มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} J/K

T คือ ค่าอุณหภูมิแวลลุ่ม (K)

q คือ ค่าประจุไฟฟ้าอิเล็กตรอน (Electron Charge) มีค่าเท่ากับ 1.602×10^{-19} C

ทำให้ได้ค่ากระแสเอาต์พุต

$$i_{out} = i_2 - i_1 = \frac{I_B [e^{(v_m/2v_T)} - e^{(-v_m/2v_T)}]}{e^{(v_m/2v_T)} + e^{(-v_m/2v_T)}} \quad (3.5)$$

เมื่อ $\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$ จะทำให้ได้ค่ากระแสเอาต์พุต ดังสมการ

$$i_{out} = I_B \tanh\left(\frac{v_m}{2v_T}\right) \quad (3.6)$$

พิจารณาถึงอัตราขยายค่าความนำ (g_m) หรือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตขนาดเล็กเป็นกระแสของโอทีเอในสมการที่ (3.6) สามารถหาได้จากสมการ

$$g_m = \frac{di_{out}}{dv_m} = \frac{I_B}{2v_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{v_m}{2v_T}\right) \quad (3.7)$$

เมื่อขนาดของแรงดันอินพุต v_m มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ส่งผลให้เทอมของ $\operatorname{sech}^2\left(\frac{v_m}{2v_T}\right)$ มีค่าประมาณ 1 ดังนั้น จากสมการที่ (3.7) จะได้

$$g_m = \left. \frac{di_{out}}{dv_m} \right|_{v_m=0} = \frac{I_B}{2v_T} \quad (3.8)$$

หากทำการพิจารณากระแสเอาต์พุต i_{out} ในสมการที่ (3.6) ซึ่งติดอยู่ในรูปฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ (Hyperbolic tangent) หากทำการประมาณค่าความเป็นเชิงเส้น (Linear approximation) ด้วยวิธีการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's Series) จะแสดงได้ว่า

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots \quad \text{เมื่อ } |x| < \frac{\pi}{2} \quad (3.9)$$

เมื่อแทนค่า $x = v_m/2v_T$ ลงในสมการที่ (3.9) จะได้

$$\tanh\left(\frac{v_m}{2v_T}\right) = \left(\frac{v_m}{2v_T}\right) - \frac{1}{3}\left(\frac{v_m}{2v_T}\right)^3 + \frac{2}{15}\left(\frac{v_m}{2v_T}\right)^5 - \frac{17}{315}\left(\frac{v_m}{2v_T}\right)^7 + \dots \quad \text{เมื่อ } \left|\frac{v_m}{2v_T}\right| < \frac{\pi}{2} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) ในกรณีที่ $v_m \ll 2v_T$ สามารถประมาณค่าความเป็นเชิงเส้นของสมการฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ได้ดังนี้

$$\tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) \cong \frac{v_{in}}{2v_T} \quad (3.11)$$

เมื่อนำค่าฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่ได้ทำการประมาณแล้วจากสมการ (3.11) แทนกลับในสมการที่ (3.6) จะได้ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรคือ

$$i_{out} = I_B \cdot \frac{v_{in}}{2v_T} \quad (3.12)$$

ดังนั้นจากอัตราขยายค่าความนำ (g_m) ในสมการที่ (3.8) และค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรหลังจากทำการประมาณค่าความเป็นเชิงเส้นในสมการที่ (3.12) แล้ว จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุต ดังนี้

$$i_{out} = \frac{I_B}{2v_T} v_{in} = g_m v_{in} \quad (3.13)$$

เห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุต (i_{out}) มีค่าขึ้นอยู่กับผลต่างของแรงดันอินพุตและผลของอุณหภูมิที่แฝงอยู่ในแรงดันเชิงอุณหภูมิ ดังนั้นสามารถนำสมการ (3.13) มาวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร (Sensitivity, S) ได้ดังนี้

$$S_T^{i_{out}} = \frac{\partial i_{out}/i_{out}}{\partial T/T} = -1 \quad (3.14)$$

หากเขียนอยู่ในรูปเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของกระแสเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{\delta i_{out}}{i_{out}} = -1 \frac{\Delta T}{T} \times 100\% \quad (3.15)$$

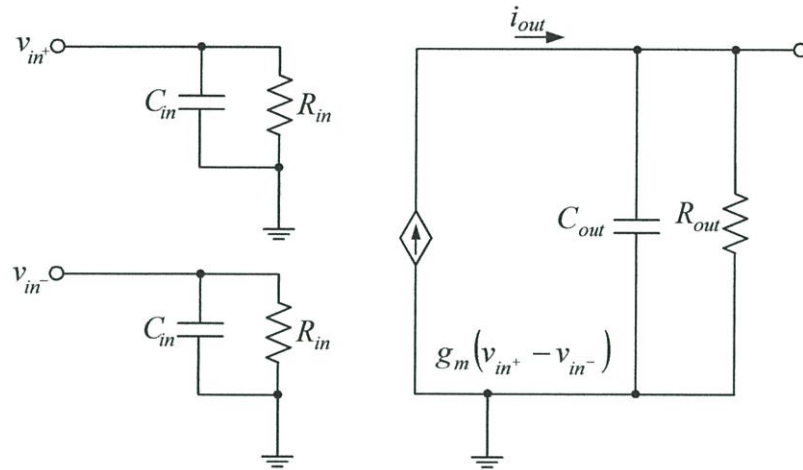
เมื่อ δi_{out} คือ กระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง
 ΔT คือ อุณหภูมิแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง

พิจารณาเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ Q_8 และ Q_6 จากโครงสร้างพื้นฐานของวงจรโอทีเอ รูปที่ 3.2 สามารถวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุต R_{out} ของโอทีเอมีค่าสูง โดยค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ Q_8 (r_{outQ_8}) ต่อกันกับค่าความต้านทานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ Q_6 (r_{outQ_6}) จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุต ดังนี้

$$R_{out} = \frac{r_{outQ_6} r_{outQ_8}}{r_{outQ_6} + r_{outQ_8}} \quad (3.16)$$

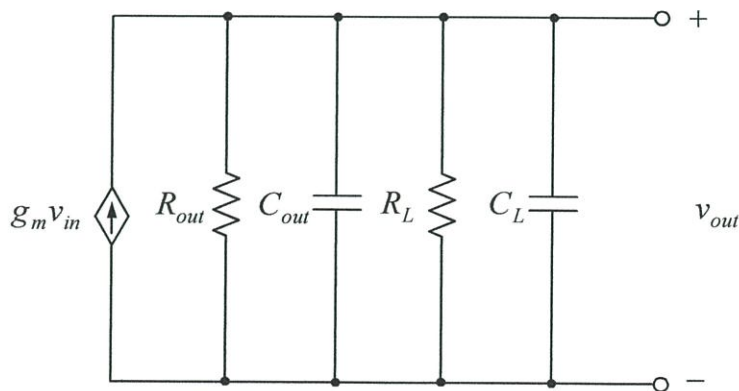
3.4 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรโอทีเอ

ในทางปฏิบัติโอทีเอสำเร็จรูปในท้องตลาดอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปไม่สามารถปฏิบัติงานได้ตามหลักการทำงานของโอทีเอในทางอุดมคติได้ เนื่องจากโอทีเอมีขีดจำกัดการทำงานของแรงดันอินพุตที่สามารถทำงานในช่วงเชิงเส้นไม่เกิน $\pm 26\text{mV}$ และกระแสเอาต์พุตของโอทีเอนั้นมีค่าขึ้นกับความถี่ของแรงดันอินพุต แสดงในรูปที่ 3.3 ดังนี้



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของโอทีเอในทางปฏิบัติ

เมื่อ R_{in} และ C_{in} คือ ค่าความต้านทานแฉงและค่าความจุไฟฟ้าแฉงด้านอินพุต ตามลำดับ ส่วน R_{out} และ C_{out} คือ ค่าความต้านทานแฉงและค่าความจุไฟฟ้าแฉงด้านเอาต์พุต ตามลำดับ โดยไม่คิดรวมค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าอินพุตแบบโหมดร่วม (Common mode) เนื่องจากมีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าด้านเอาต์พุตจึงเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร โดยวงจรสมมูลขนาดเล็กที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์ความถี่แสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอ
สำหรับใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่

เมื่อ R_L คือ ความต้านทานของโหลดที่นำมาต่อร่วมกับโอทีเอ
 C_L คือ ความจุไฟฟ้าของโหลดที่นำมาต่อร่วมกับโอทีเอ

จากวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอสำหรับใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ รูปที่ 3.4 จะได้สมการค่าอัตราขยายแรงดันสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก [ภาคผนวก ก2] ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m(R_{out} // R_L)}{(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)s + 1} \quad (3.17)$$

แทนค่า $s = j\omega$

$$A_v(j\omega) = \frac{g_m R_L}{R_L C_L j\omega + 1} = \frac{g_m (R_{out} // R_L)}{(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)j\omega + 1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c) + 1} \quad (3.18)$$

พิจารณาสมการที่ (3.18) จะเห็นได้ว่าวงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับโอทีเอสำหรับใช้วิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ อยู่ในรูปของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass filter) โดยมีความถี่หักมุม (Corner frequency, ω_c) คือ

$$\omega_c = \frac{1}{(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)} \quad (3.19)$$

ทำให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth, f_c) ของตัวกรองผ่านความถี่ต่ำ มีค่าเป็น

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.18) จะได้อัตราขยายแรงดัน ที่ความถี่ต่ำ $\omega \ll \omega_c$ ดังนี้

$$A_{vo} = g_m(R_{out} // R_L) = \frac{I_B}{2v_T}(R_{out} // R_L) \quad (3.21)$$

ซึ่งสามารถกำหนดอัตราขยายแรงดันได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสภายนอก I_B สำหรับกรณีการทำงานที่มีความถี่สูง หรือ $j(\omega/\omega_c) \gg 1$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้ ดังนี้

$$A_v(j\omega) = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c)} \quad (3.22)$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่ $\omega = \omega_T$ เป็นความถี่สูงที่ทำให้อัตราขยายเท่ากับหนึ่ง (Unity gain frequency) ดังนี้

$$|A_v(j\omega_T)| = \left| \frac{A_{vo}}{j(\omega_T/\omega_c)} \right| = \left| \frac{A_{vo}}{\sqrt{(\omega_T/\omega_c)^2}} \right| = 1 \quad (3.23)$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$\omega_T = A_{vo}\omega_c \quad (3.24)$$

แทนค่า $\omega_c = \frac{1}{(R_{out} // C_L)(C_{out} + C_L)}$ จากสมการที่ (3.19) และ $A_{vo} = \frac{I_B}{2v_T}(R_{out} // R_L)$ จากสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$\omega_T = \frac{I_B}{2v_T(C_{out} + C_L)} \quad (3.25)$$

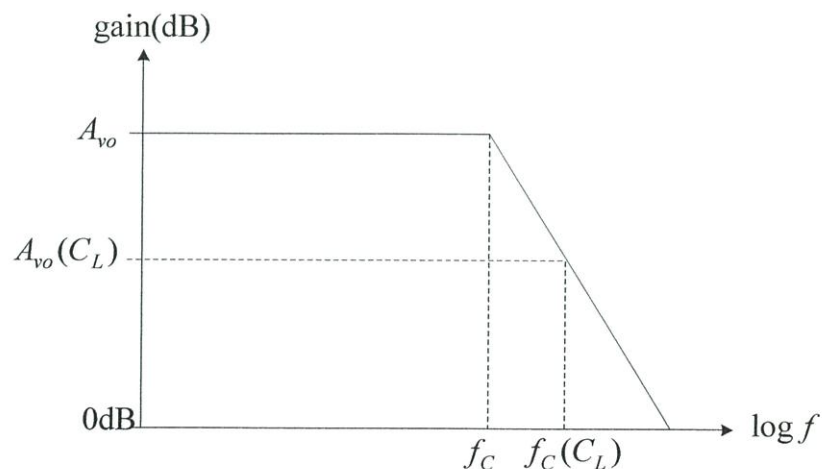
ดังนั้นค่าแบนด์วิดท์ f_T ของความถี่ ω_T มีค่าเท่ากับ

$$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi} = \frac{I_B}{4\pi v_T(C_{out} + C_L)} \quad (3.26)$$

ค่าแบนด์วิดท์แบบวงปิด (Close loop Bandwidth, $f_C(C_L)$) ในกรณีใช้วิธีการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) มีค่าเป็น

$$f_C(C_L) = \frac{A_{vo}}{A_{vo}(C_L)} f_c \quad (3.27)$$

โดยสามารถแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอด้วยความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยาย (Gain) และค่าแบนด์วิดท์ในเทอมของ (Logarithm : $\log f$)



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของโอทีเอ

จะเห็นว่าค่ากระแสไอส์ของโอทีเอ (I_B) สามารถควบคุมค่าอัตราขยายของโอทีเอและค่าแบนด์วิดท์แบบป้อนกลับของวงจรจึงทำให้มีการนำโอทีเอไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรของสัญญาณแบบแอกทีฟ

3.5 สรุป

เนื่องจากโอทีเอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีคุณสมบัติของสัญญาณกระแสเอาต์พุตเป็นส่วนโดยตรงกับผลต่างของแรงดันอินพุต และสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำของวงจรด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อีกทั้งเป็นวงจรที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนราคาถูกและเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟที่สามารถสังเคราะห์วงจรได้โดยไม่ต้องใช้ตัวต้านทาน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำโอทีเอมาใช้ในการออกแบบวงจรจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่สามารถปรับค่าได้จากกระแสไอส์ภายนอก โดยรายละเอียดจะกล่าวถึงในบทที่ 4

บทที่ 4

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอสอน

4.1 กล่าวนำ

จากการศึกษาการออกแบบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถให้ประสิทธิภาพสูง มีราคาถูกเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร และลดต้นทุนการผลิต มีการค้นคว้าศึกษาวิจัยในการนำโอทีเอมาใช้ออกแบบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำมานาน เหตุที่โอทีเอเพราะเป็นอุปกรณ์ที่มีราคาไม่แพงทำให้มีความน่าสนใจเป็นอย่างมาก จึงเป็นที่มาของแบบจำลองตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอสอน มีจุดมุ่งหมายเพื่อออกแบบให้ง่ายต่อการใช้งานมากขึ้นโดยการปรับค่ากระแสไบอัสของโอทีเอเพียงตัวเดียว เหมาะสมเป็นอย่างยิ่งสำหรับการนำไปใช้และประยุกต์ใช้งานในการต่อร่วมกับวงจรอื่นๆ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการออกแบบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่ใช้โอทีเอเบอร์ CA3280 ต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุอย่างละหนึ่งตัว

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานของแบบจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ที่นำเสนอสอนและการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรดังนี้

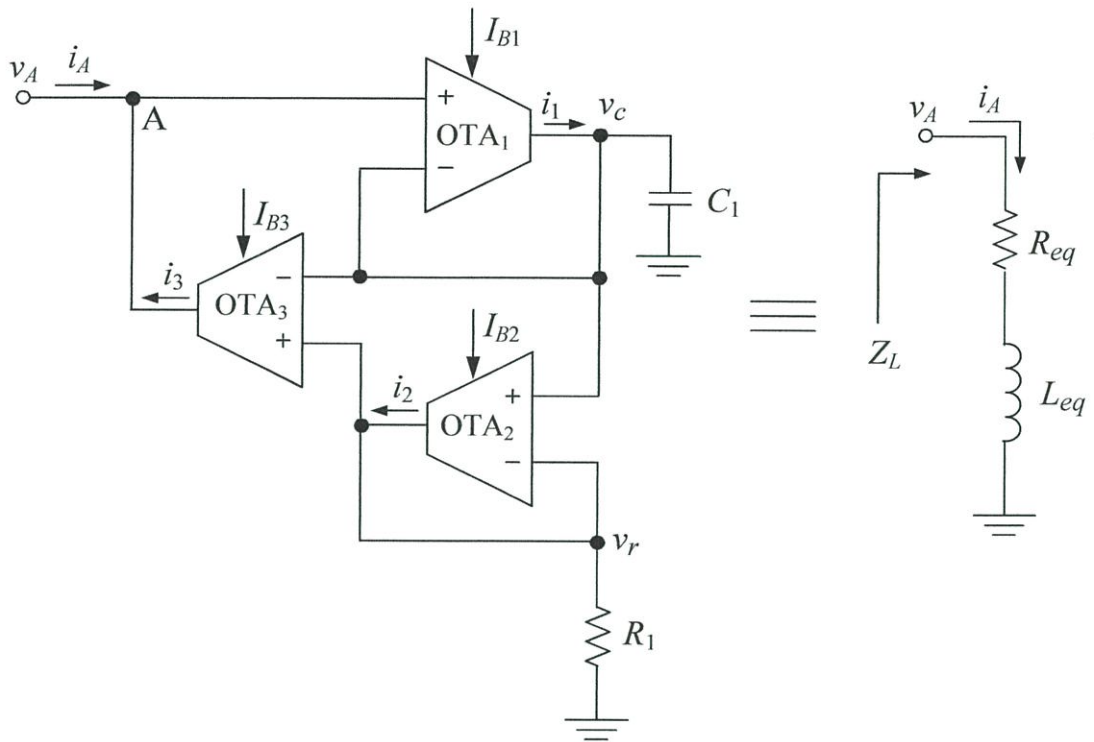
4.2 การทำงานของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอสอน

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอสอนประกอบไปด้วยโอทีเอที่เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลักต่อร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานซึ่งเป็นอุปกรณ์พาสซีฟต่อเทียบกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยการทำงานของวงจรตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ที่นำเสนอสอน เมื่อป้อนแรงดันอินพุต (v_A) เข้าที่โนด A พิจารณาหาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 (v_c) โดยโอทีเอตัวที่ 1 (OTA_1) ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน [19] จะสามารถหาแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุ C_1 (v_c) ได้จาก

$$v_c = \frac{\frac{1}{C_1 s}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{C_1 s}} v_A = \frac{v_A}{1 + \frac{C_1}{g_{m1}} s} \quad (4.1)$$

เมื่อ g_{m1} คือ อัตราขยายค่าความนำของ OTA_1 มีค่าเท่ากับ $I_{B1} / 2v_T$

I_{B1} คือ กระแสไบอัสภายนอกของ OTA_1



รูปที่ 4.1 ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอทีนำเสนอส

พิจารณาหาแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 (v_r) เมื่อ OTA_2 ต่อร่วมกับตัวต้านทาน R_1 ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน สามารถหาแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 ได้ดังสมการที่ (4.2)

$$v_r = \frac{R_1}{\frac{1}{g_{m2}} + R_1} v_c = \frac{g_{m2} R_1}{1 + g_{m2} R_1} v_c \quad (4.2)$$

เมื่อ g_{m2} คือ อัตราขยายค่าความนำของ OTA_2 มีค่าเท่ากับ $I_{B2}/2v_T$

I_{B2} คือ กระแสไบอัสภายนอกของ OTA ตัวที่ 2

แทนค่าแรงดัน v_c จากสมการที่ (4.1) ลงในสมการที่ (4.2) สามารถจัดรูปสมการแรงดัน v_r ได้ดังนี้

$$v_r = \frac{g_{m1} g_{m2} R_1}{(1 + g_{m2} R_1)(g_{m1} + C_1 s)} v_A \quad (4.3)$$

เมื่อประมาณค่า $g_{m2} R_1 \gg 1$ จะได้สมการแรงดัน v_r ใหม่คือ

$$v_r = \frac{g_{m1}}{(C_1 s + g_{m1})} v_A \quad (4.4)$$

จากหลักการพื้นฐานของโอทีเอ [20] กระแสเอาต์พุต i_2 จาก OTA_2 และกระแสเอาต์พุต i_3 จาก OTA_3 หาได้จาก

$$i_2 = g_{m2}(v_c - v_r) \quad (4.5)$$

$$i_3 = g_{m3}(v_r - v_c) \quad (4.6)$$

จากกฎของโอห์ม กระแส i_2 สามารถหาได้จาก

$$i_2 = \frac{v_r}{R_1} \quad (4.7)$$

แทนค่าแรงดัน v_r จากสมการที่ (4.4) ลงในสมการที่ (4.7) จะได้กระแส i_2 เท่ากับ

$$i_2 = \frac{g_{m1}}{R_1(C_1s + g_{m1})} v_A \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.5) และ (4.6) กำหนดให้ กระแสไบอัส $I_{B2} = I_{B3}$ จะทำให้ $i_3 = -i_2$ เมื่อพิจารณาที่ โหนด A จะได้ความสัมพันธ์

$$i_3 = -i_A \quad (4.9)$$

ดังนั้นกระแส i_A จึงมีทิศทางและขนาดเท่ากับกระแส i_2 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$i_A = i_2 = \frac{g_{m1}}{R_1C_1s + g_{m1}} v_A = \frac{1}{\frac{R_1C_1}{g_{m1}}s + 1} v_A \quad (4.10)$$

เมื่อพิจารณาแรงดัน v_A และกระแส i_A ที่โหนด A จะได้ค่าอิมพีแดนซ์เป็น

$$Z_L = \frac{v_A}{i_A} = \frac{R_1C_1}{g_{m1}}s + R_1 = L_{eq}s + R_{eq} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้นั้น นำเสนอว่ามีค่าเป็นบวก อยู่ในรูปของการอนุกรมกันของตัวต้านทาน R_{eq} และตัวเหนี่ยวนำ L_{eq} เทียบกราวด์ โดยค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} มีค่าเป็น

$$L_{eq} = \frac{R_1 C_1}{g_{m1}} = \frac{2v_T R_1 C_1}{I_{B1}} \quad (4.12ก)$$

$$R_{eq} = R_1 \quad (4.12ข)$$

จะเห็นได้ว่าจากสมการที่ (4.12ก) ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สามารถเปลี่ยนได้ขึ้นอยู่กับค่าการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอก I_{B1} ของ OTA_1

4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรถ่าย

4.3.1 ค่าความผิดพลาดจากการประมาณค่า

วงจรถ่ายจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอทีนำเสนอ จากการประมาณค่าในทางอุดมคติโดยประมาณให้ $g_{m2} R_1 \gg 1$ ด้วยเหตุนี้ทำให้สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังสมการที่ (4.11) ซึ่งในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ กล่าวคือ $g_{m2} R_1$ มีค่ามากกว่า 1 เล็กน้อย สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ ได้ดังนี้

$$Z_L = \frac{v_A}{i_A} = \frac{(1 + g_{m2} R_1)(g_{m1} + C_1 s)}{g_{m1} g_{m2}} \quad (4.13)$$

หรือ

$$Z_L = \frac{v_A}{i_A} = \frac{(1 + g_{m2} R_1)g_{m1} + (1 + g_{m2} R_1)C_1 s}{g_{m1} g_{m2}} \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) ดังนั้นจะได้ ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} และค่าความต้านทาน R_{eq} ดังสมการ

$$L_{eq} = \frac{C_1 + C_1 R_1 g_{m2}}{g_{m1} g_{m2}} = \frac{4v_T^2 C_1}{I_{B1} I_{B2}} + \frac{2v_T R_1 C_1}{I_{B1}} \quad (4.15)$$

$$R_{eq} = \frac{1 + R_1 g_{m2}}{g_{m2}} = \frac{1}{g_{m2}} + R_1 = \frac{2v_T}{I_{B2}} + R_1 \quad (4.16)$$

เมื่อกำหนดค่าให้ $C_1 = 1\text{nF}$, $R_1 = 500\Omega$, $I_{B1} = 500\mu\text{A}$, $I_{B2} = 500\mu\text{A}$ และแรงดันเชิงอุณหภูมิมีค่า 26mV ทำการแทนค่าหาอิมพีแดนซ์ Z_L ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติ จากสมการที่ (4.14) ได้เท่ากับ 604Ω เมื่อทำการแทนค่าหาความเหนี่ยวนำ L_{eq} ในกรณีที่เป็นอุดมคติจากสมการที่ (4.12ก) มีค่า

เท่ากับ $52\mu\text{H}$ จากสมการที่ (4.15) เห็นได้ว่าค่า L_{eq} ที่ผิดไปจากการประมาณค่าในทางอุดมคติ คือ $10.816\mu\text{H}$ หรืออยู่ในรูปของ $\frac{4v_T^2 C_1}{I_{B1} I_{B2}}$

4.3.2 ค่าความผิดพลาดจากความไม่เท่ากันของกระแส

ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบเทียบกราวด์ที่ปรับค่าได้ตั้งที่นำเสนอไว้ในรูปที่ 4.1 ในทางอุดมคติสามารถกำหนดค่าให้กระแสไบอัส I_{B2} เท่ากับ I_{B3} ได้ แต่ในทางปฏิบัตินั้นสามารถเกิดค่าความผิดพลาดจากความไม่เท่ากันของกระแสได้ โดยสามารถวิเคราะห์ในกรณีที่ I_{B2} ไม่เท่ากับ I_{B3} ได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาการไม่เท่ากันของกระแส I_{B2} และ I_{B3} จากความสัมพันธ์ $i_3 = -i_2$ สามารถเขียนสมการค่าความสัมพันธ์ในทางปฏิบัติได้ดังนี้

$$i_3 = -(1 - \varepsilon_1)i_2 \quad (4.18)$$

โดย ε_1 คือ ค่าความผิดพลาดจากการไม่เท่ากันของกระแส I_{B2} และ I_{B3} หาได้จากสมการ (4.19)

$$\varepsilon_1 = 1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \quad (4.19)$$

จากแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในสมการที่ (4.1) จากค่ากระแส i_2 ในสมการที่ (4.10) และจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแส $i_3 = -i_2 = -i_A$ ในทางปฏิบัติตั้งสมการที่ (4.18) สามารถเขียนค่ากระแส i_A ได้ดังนี้

$$i_A = (1 - \varepsilon_1)i_2 = (1 - \varepsilon_1) \left[\frac{v_A}{R_1(1 + C_1 s / g_{m1})} \right] \quad (4.20)$$

จากรูปที่ 4.1 สามารถหาค่าแรงดัน v_r จากความสัมพันธ์ของกระแส i_2 และกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R_1 ได้จาก

$$v_r = \frac{R_1 g_{m2} v_c}{(1 + R_1 g_{m2})} \quad (4.21)$$

เมื่อแรงดัน v_c สามารถหาได้จากสมการ

$$v_c = \frac{g_{m1} v_A}{(C_1 s + g_{m1})} = \frac{v_A}{(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}})} \quad (4.22)$$

แทนค่าแรงดัน v_r ในสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.21) จะได้สมการใหม่คือ

$$v_r = \frac{R_1 g_{m2} v_A}{(1 + R_1 g_{m2}) \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}}\right)} \quad (4.23)$$

แทนค่าแรงดัน v_c จากสมการ (4.22) และแรงดัน v_r จากสมการ (4.23) ลงในสมการที่ 4.5 สามารถหาค่ากระแส i_2 ได้ดังนี้

$$i_2 = g_{m2} (v_c - v_r) = g_{m2} \left(\frac{v_A + g_{m1} g_{m2} v_A - R_1 g_{m2} v_A}{(1 + R_1 g_{m2}) \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}}\right)} \right) \quad (4.24)$$

หรือ

$$i_2 = \frac{g_{m2} v_A}{(1 + R_1 g_{m2}) \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}}\right)} \quad (4.25)$$

กำหนดให้ $R_1 g_{m2} \gg 1$ จากสมการ (4.25) สามารถประมาณค่ากระแส i_2 ใหม่ ได้ดังนี้

$$i_2 = \frac{v_A}{R_1 \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}}\right)} \quad (4.26)$$

สามารถเขียนค่ากระแส i_A จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแส $i_A = -i_3 = i_2$ ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง i_3 และ i_2 ในทางปฏิบัติจากสมการที่ (4.18) และค่ากระแส i_2 จากสมการที่ (4.26) ได้ดังนี้

$$i_A = (1 - \varepsilon_1) i_2 = (1 - \varepsilon_1) \frac{v_A}{R_1 \left(1 + \frac{C_1 s}{g_{m1}}\right)} \quad (4.27)$$

จากสมการที่ (4.27) ค่าอิมพีแดนซ์จะมีสมการดังนี้

$$Z_L = \frac{v_A}{i_A} = (1 - \varepsilon_1) R_1 + \frac{(1 - \varepsilon_1) R_1 C_1 s}{g_{m1}} \quad (4.28)$$

ดังนั้นค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{L2} ของวงจรจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอในกรณีที่ค่าไม่เป็นไปตามอุดมคติ กรณี I_{B2} ไม่เท่ากับ I_{B3} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_{L2} = \left[1 - \frac{I_{B3}}{I_{B2}} \right] \times 100\% \quad (4.29)$$

จากสมการที่ (4.29) ถ้ากำหนดค่าให้ $I_{B2} = 500\mu\text{A}$ และ $I_{B3} = 496.5\mu\text{A}$ ดังนั้นกรณีนี้ที่ค่าไม่เป็นไปตามอุดมคติ ค่าความผิดพลาดสัมพัทธ์ E_{L2} มีค่าเท่ากับ 0.7 เปอร์เซ็นต์

4.3.3 ช่วงปฏิบัติงานของวงจรถ่วง

จากรูปที่ 4.1 วงจรถ่วงค่าความเหนี่ยวนำแบบลอยตัวที่นำเสนอ นำมาวิเคราะห์ช่วงปฏิบัติงานของวงจรถ่วงเพื่อให้วงจรถ่วงสามารถทำงานได้ในช่วงการทำงานแบบเป็นเชิงเส้น จะทำการพิจารณาแรงดัน v_A ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรถ่วงที่นำเสนอ ซึ่งแรงดัน v_A นี้ ยังคงทำให้วงจรถ่วงทำงานในช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น คือแรงดันที่ตกคร่อมอินพุตของโอทีเอตัวที่หนึ่ง โอทีเอตัวที่สอง และแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 ดังสมการ

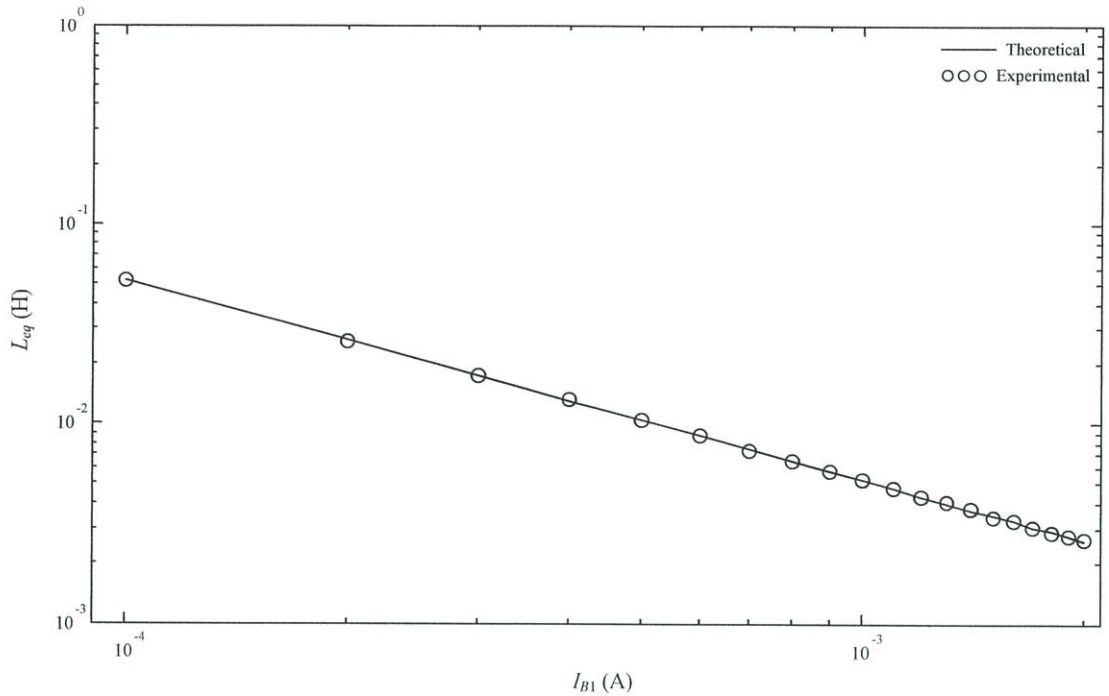
$$v_A = 2v_T + 2v_T + i_2 R_1 \quad (4.30)$$

จากสมการที่ (4.30) แรงดัน v_A สูงสุดจะขึ้นอยู่กับตัวต้านทาน R_1 และกระแส i_2 ซึ่งการเลือกตัวต้านทาน R_1 จะต้องอยู่ในเงื่อนไข $g_{m2} R_1 \gg 1$ และกระแส i_2 จะต้องไม่เกินกระแสไบอัสของ OTA₂

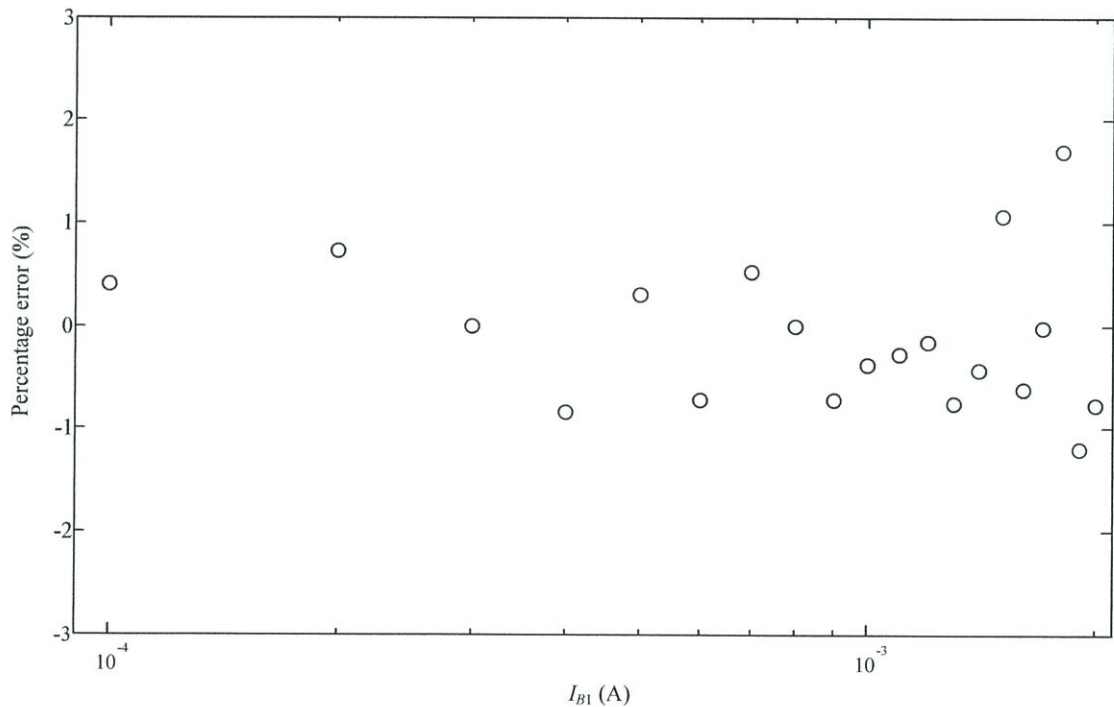
4.4 การทดสอบและผลการทดสอบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ

4.4.1 การทดสอบคุณสมบัติและสมรรถนะการทำงานของวงจรถ่วงโดยการต่อวงจรถ่วงจริง

การทดสอบคุณสมบัติและสมรรถนะการทำงานของวงจรถ่วงตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอตั้งรูปที่ 4.2 ถึง รูปที่ 4.15 ได้ทำการทดสอบโดยการต่อวงจรถ่วงจริงโดยเลือกใช้งานโอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 เพื่อพิสูจน์ว่าวงจรถ่วงสามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้จริง โดยการเลือกค่า $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ และเปลี่ยนค่าความต้านทาน R_1 จำนวน 3 ค่า แล้วได้ทำการเลือกค่า $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ C_1 จำนวน 3 ค่า สำหรับการทดสอบคุณสมบัติการแปรค่าด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรถ่วงที่นำเสนอ กำหนดค่ากระแสไบอัส I_{B2} และ I_{B3} เท่ากับ $500\mu\text{A}$ ทำการปรับค่ากระแสไบอัส I_{B1} จาก $100\mu\text{A} - 2\text{mA}$ โดยปรับค่าทีละ $100\mu\text{A}$ เพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่เปลี่ยนไปตามสมการที่ (4.12ก)

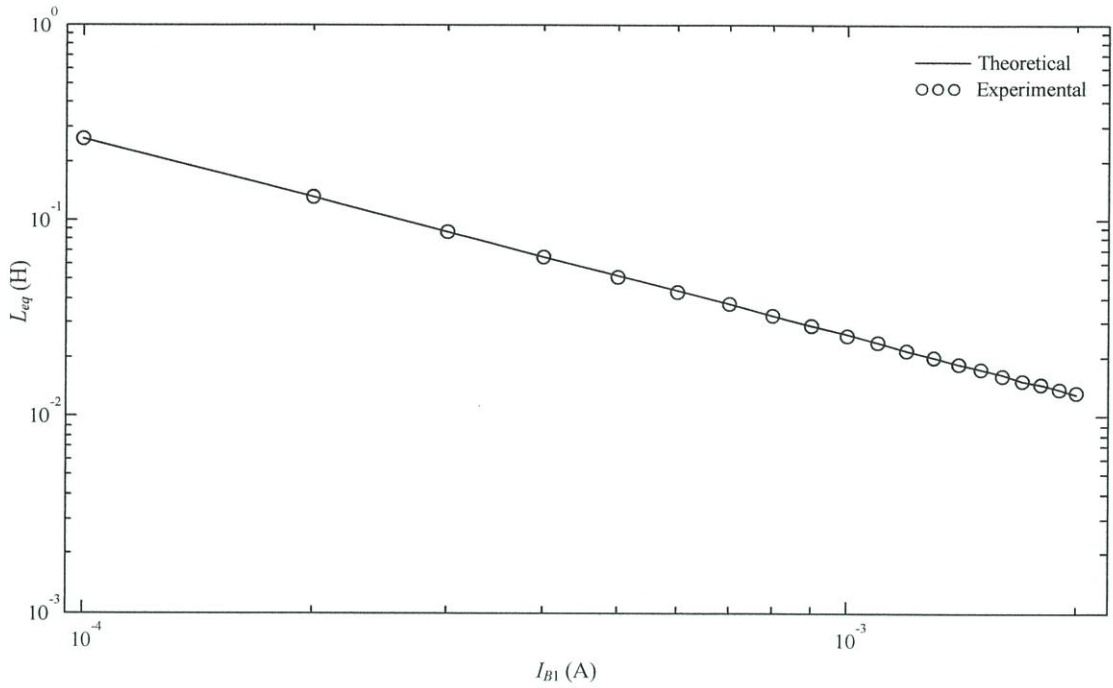


รูปที่ 4.2 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 1k\Omega$

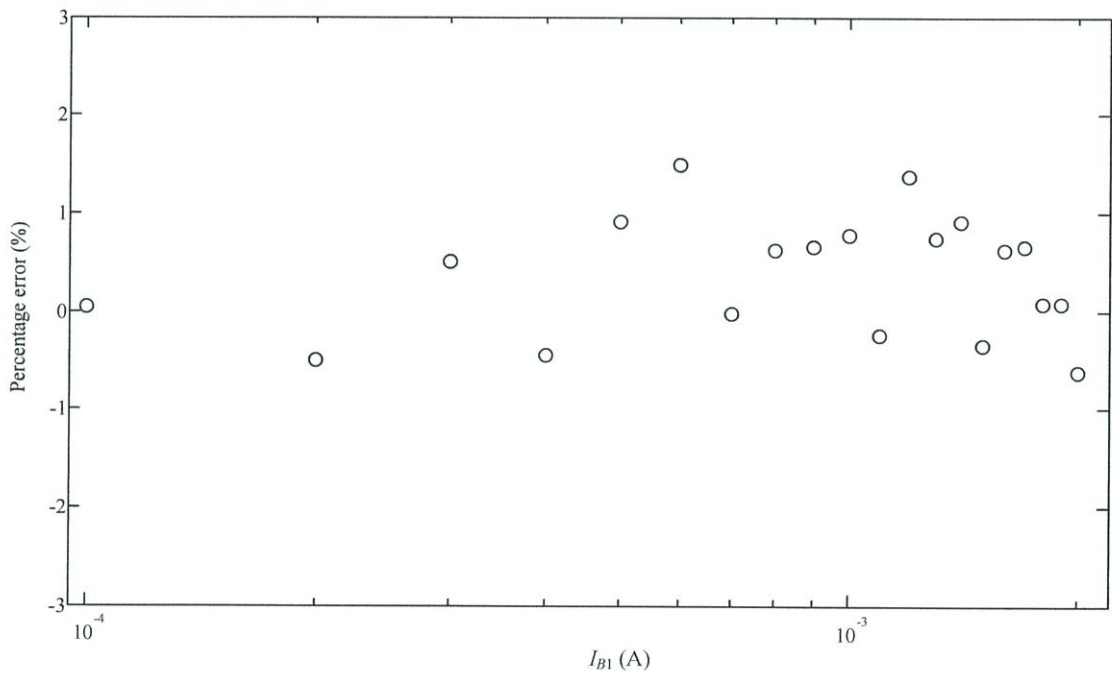


รูปที่ 4.3 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 1k\Omega$

จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 52mH ต่ำสุดอยู่ที่ 2.6mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 1.7%

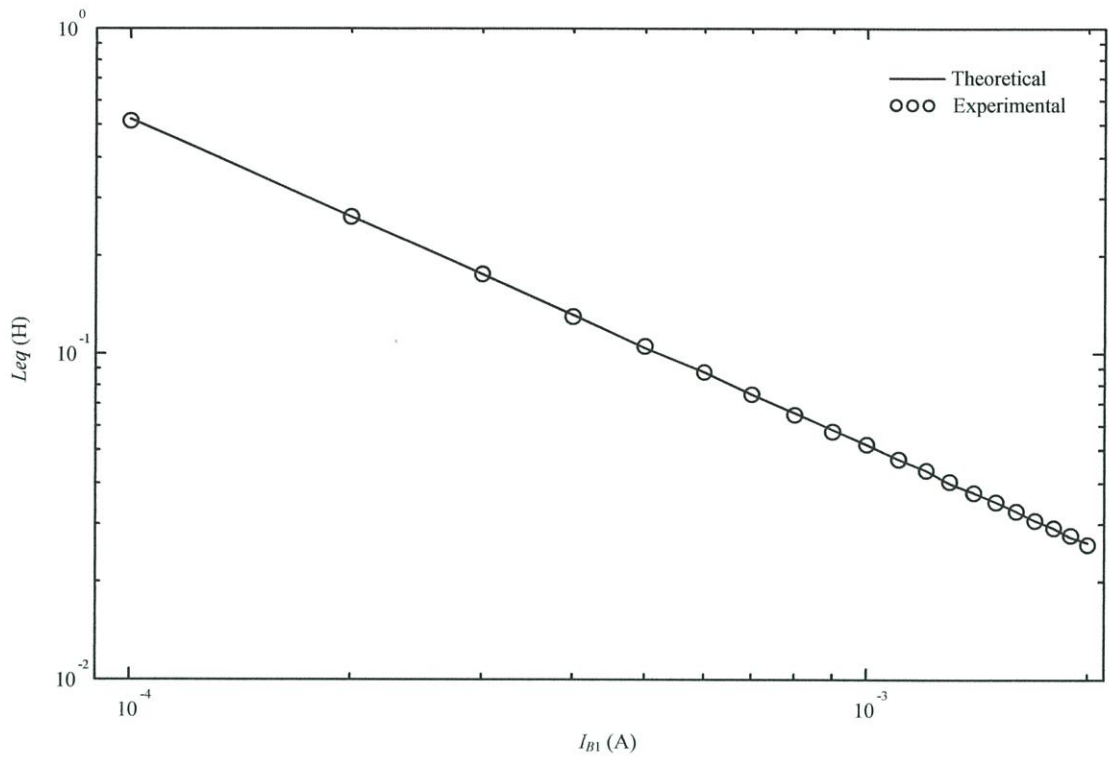


รูปที่ 4.4 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 5k\Omega$

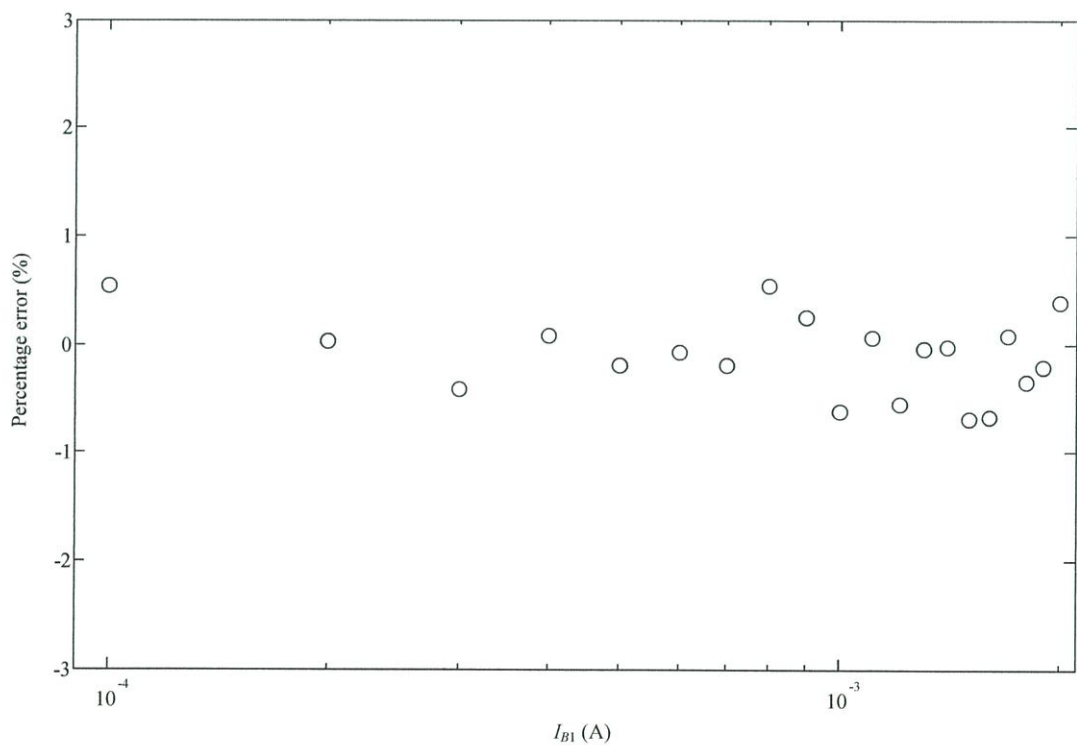


รูปที่ 4.5 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 5k\Omega$

จากรูปที่ 4.4 และ 4.5 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 260mH ต่ำสุดอยู่ที่ 13mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 1.5%

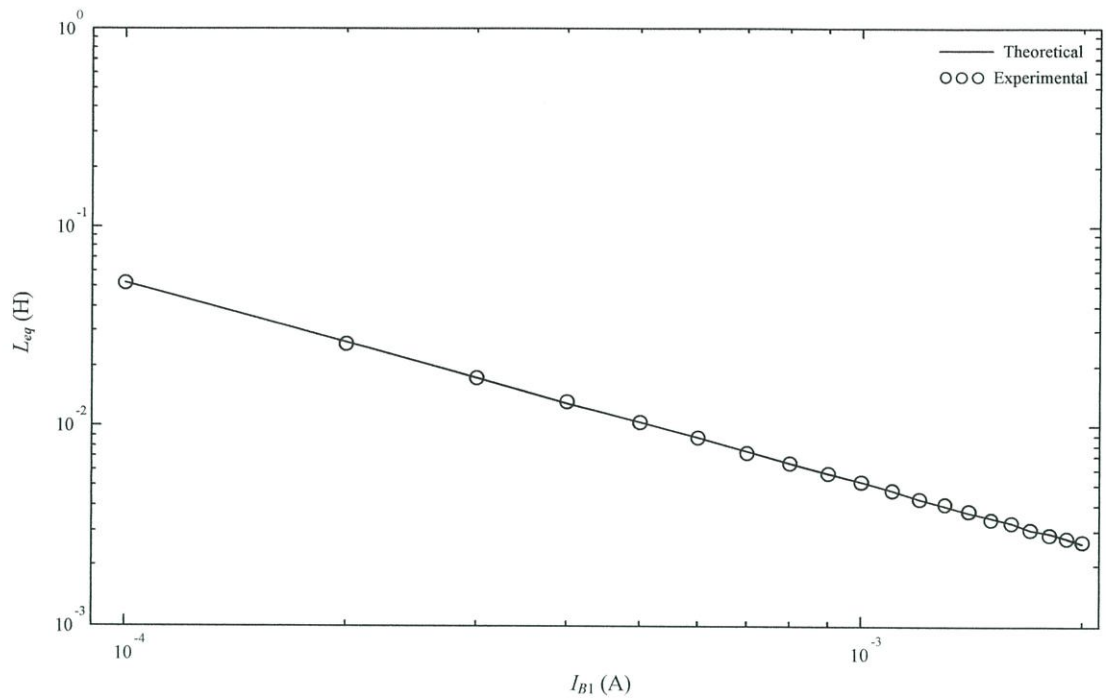


รูปที่ 4.6 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $R_1 = 10\text{k}\Omega$

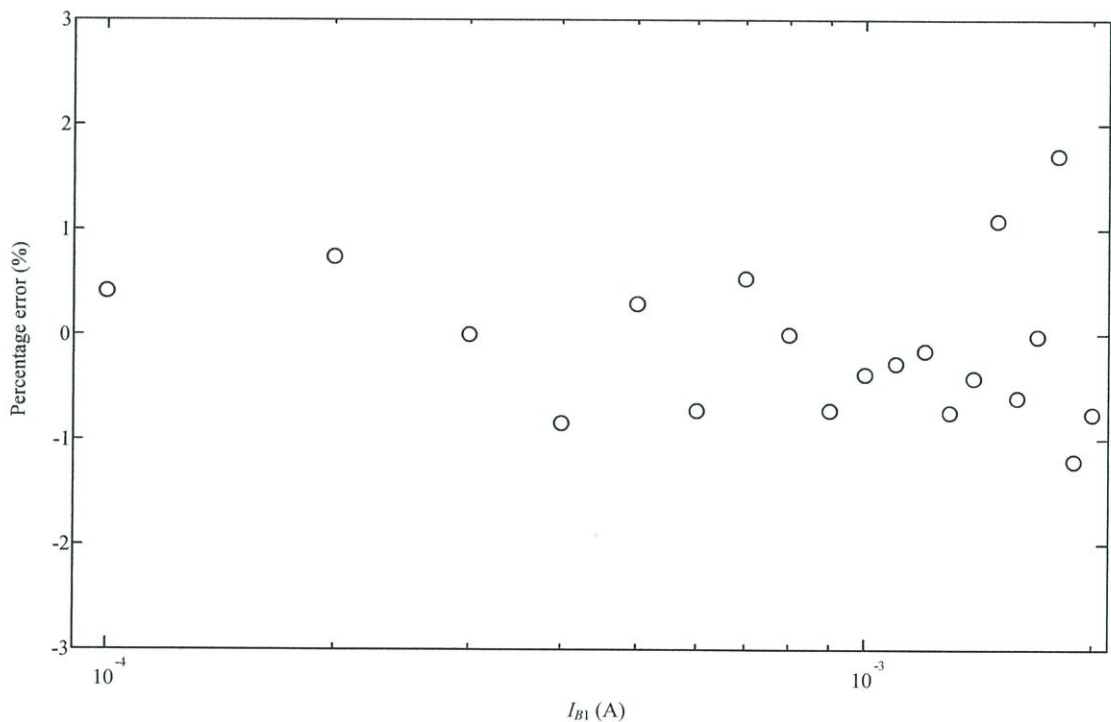


รูปที่ 4.7 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 10\text{k}\Omega$

จากรูปที่ 4.6 และ 4.7 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 520mH ต่ำสุดอยู่ที่ 26mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 0.68%

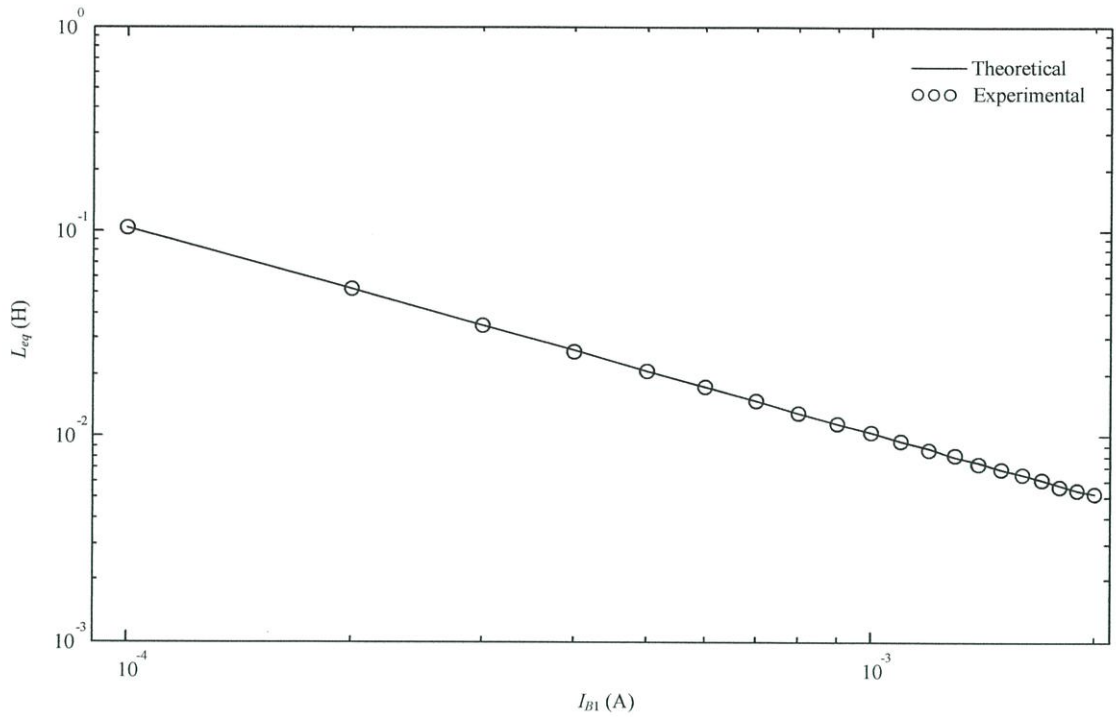


รูปที่ 4.8 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ โดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.1\mu\text{F}$

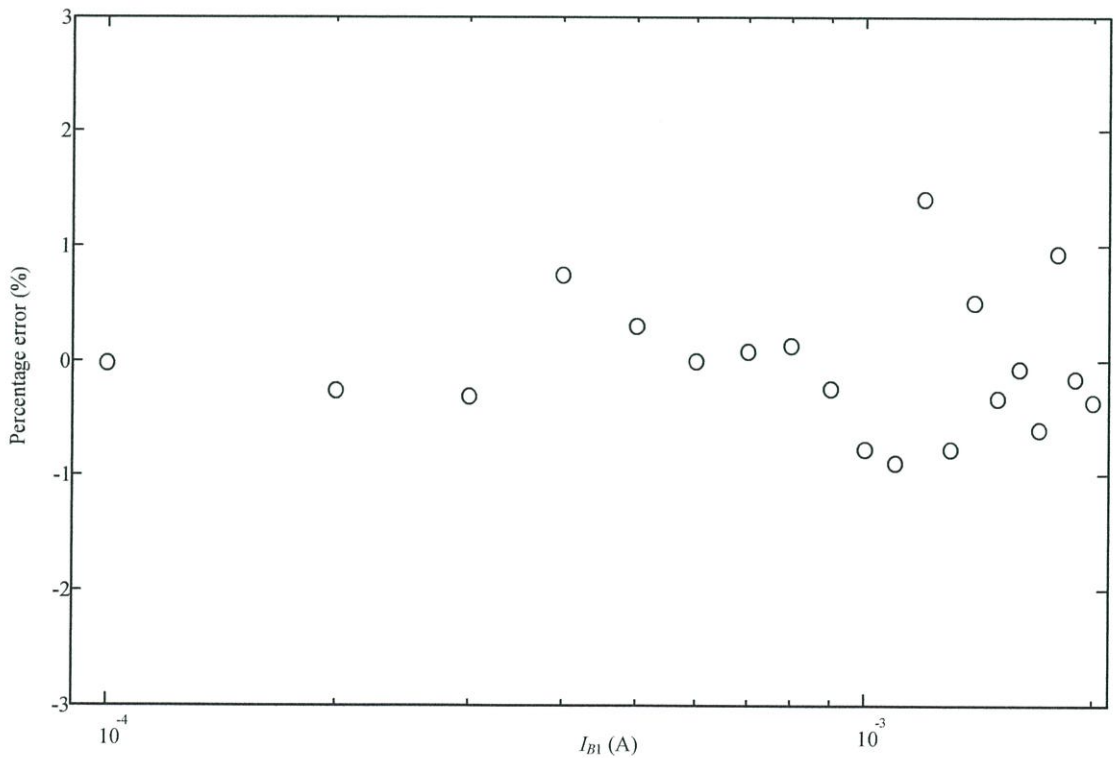


รูปที่ 4.9 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.1\mu\text{F}$

จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 52mH ต่ำสุดอยู่ที่ 2.6mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 1.7%

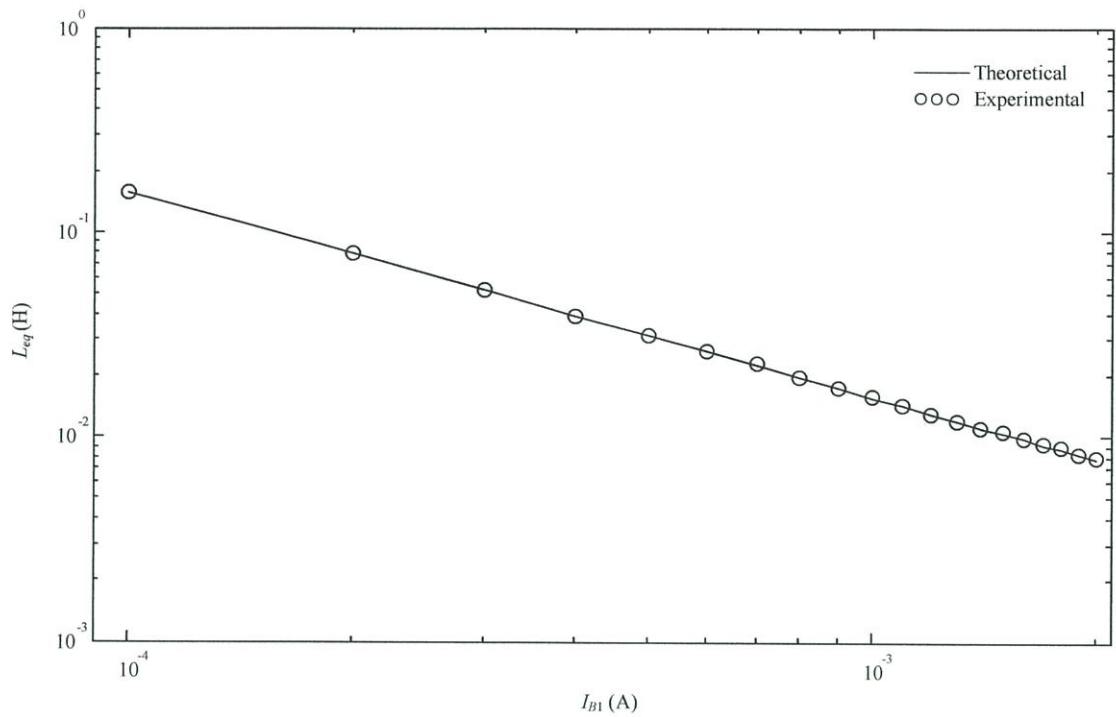


รูปที่ 4.10 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.2\mu\text{F}$

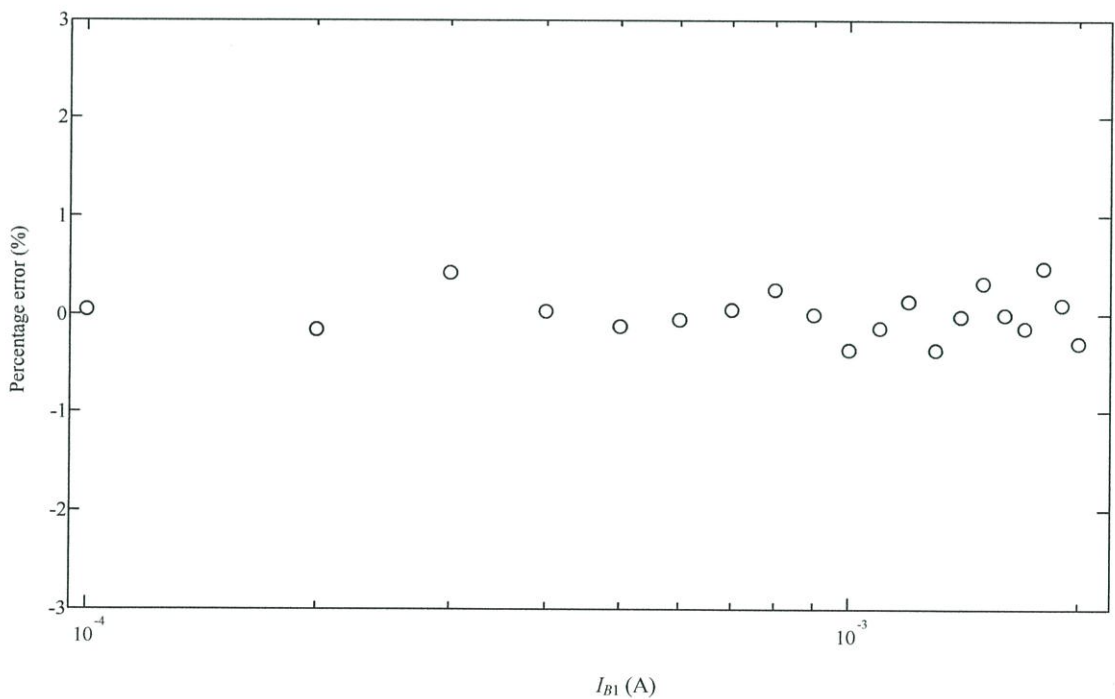


รูปที่ 4.11 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.2\mu\text{F}$

จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 104mH ต่ำสุดอยู่ที่ 5.2mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 0.15%

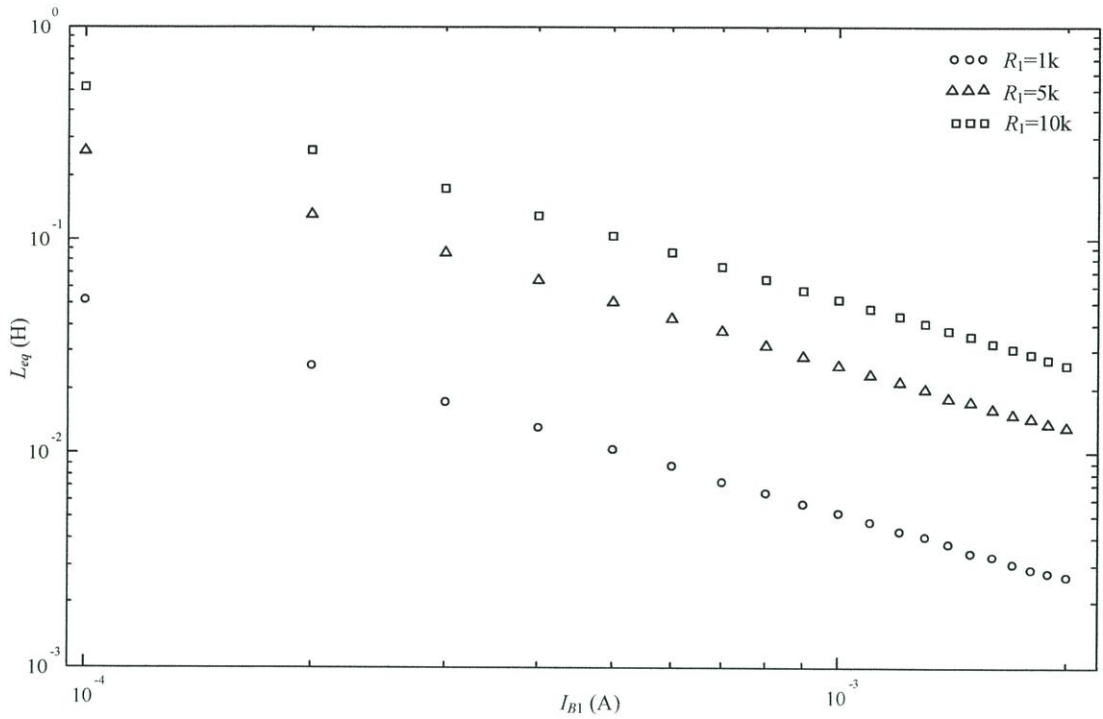


รูปที่ 4.12 กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริงที่ $C_1 = 0.3\mu\text{F}$

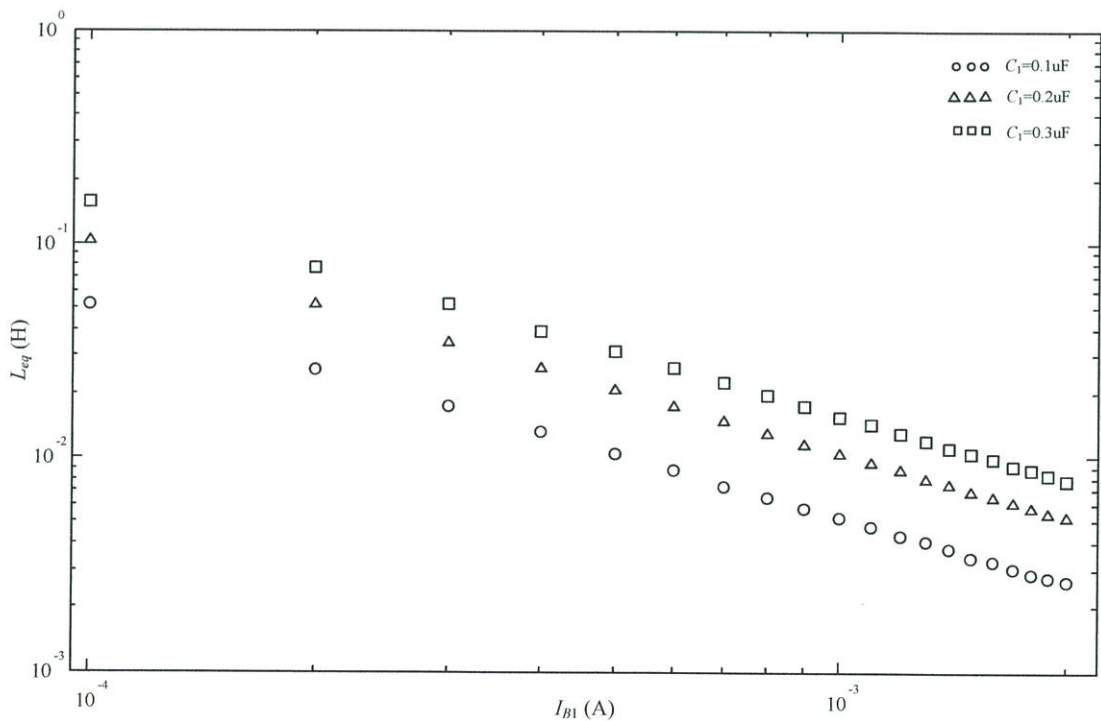


รูปที่ 4.13 เปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.3\mu\text{F}$

จากรูปที่ 4.12 และ 4.13 จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สูงสุดอยู่ที่ 156mH ต่ำสุดอยู่ที่ 7.8mH และเปอร์เซนต์ค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดอยู่ที่ 0.47%



รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทาน $R_1 = 1k\Omega$, $5k\Omega$ และ $10k\Omega$

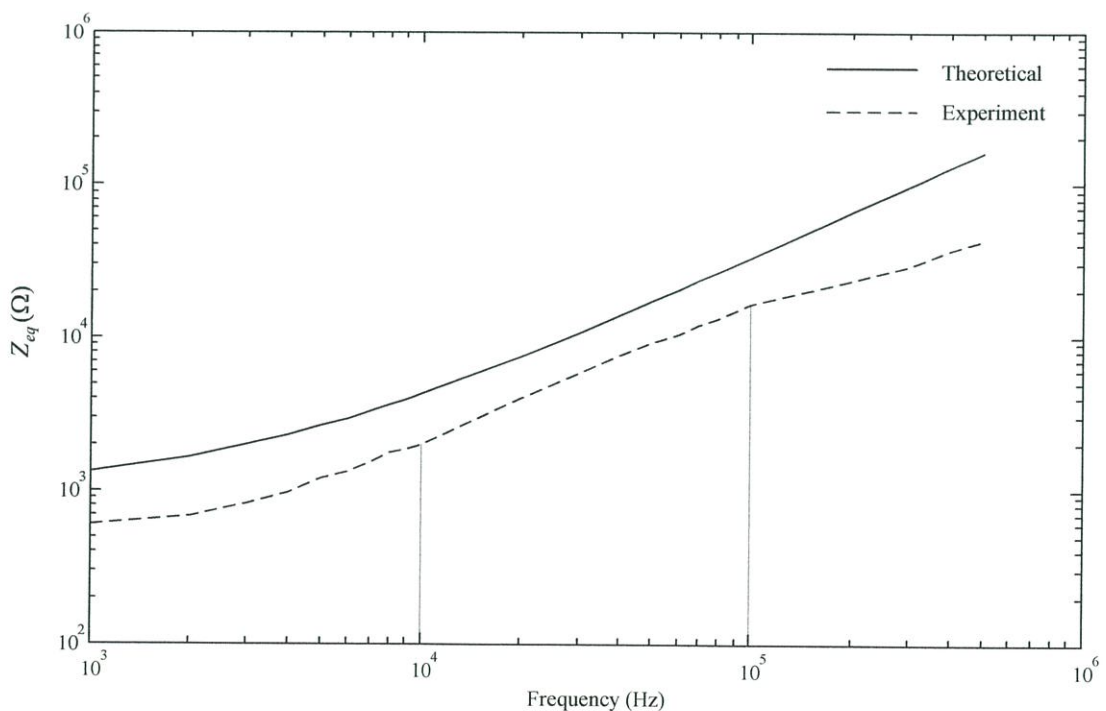


รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอที่ $R_1 = 1k\Omega$ โดยการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 0.1\mu\text{F}$, $0.2\mu\text{F}$ และ $0.3\mu\text{F}$

จากผลการทดสอบตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการต่อวงจรจริง กราฟคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอตั้งรูปที่ 4.2, 4.4, 4.6, 4.8, 4.10 และ 4.12 มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น ซึ่งรูปที่ 4.3, 4.5, 4.7, 4.9, 4.11 และ 4.13 แสดงเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของรูปที่ 4.2, 4.4, 4.6, 4.8, 4.10 และ 4.12 ตามลำดับ โดยจากผลที่ได้ มีค่าเปอร์เซ็นต์ผิดพลาดสูงสุดอยู่ที่ 1.70% และจากการเปรียบเทียบคุณสมบัติตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอโดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 4.14 และ รูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นว่าวงจรที่สังเคราะห์ได้สามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้จริง ตามสมการที่ (4.12ก) ดังนั้นสามารถพิสูจน์ได้ว่าวงจรที่ออกแบบมีประสิทธิภาพและสมรรถนะการทำงานของวงจรมีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎี ซึ่งแสดงให้เห็นว่าตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอทีนำเสนอสามารถทำงานได้จริง

4.4.2 การทดสอบผลตอบแทนทางความถี่ของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำปรับค่าโดยใช้โอทีเอทีนำเสนอ

การทดสอบผลตอบแทนทางความถี่ของแบบจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าโดยใช้โอทีเอทีนำเสนอ โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ โอทีเอเบอร์ CA3280 แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 10V$ ค่าความต้านทาน R_1 มีค่า $1k\Omega$ ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่า $0.1\mu F$ กระแสไบอัส I_{B2} และ I_{B3} มีค่า $500\mu A$ และกระแสไบอัส I_{B1} มีค่า $100\mu A$ ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำอยู่ที่ $52mH$ โดยทำการทดสอบผลตอบแทนทางความถี่ของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำด้วยการแปรค่าความถี่ตั้งแต่ $1kHz - 500kHz$



รูปที่ 4.16 ผลตอบแทนทางความถี่ของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำปรับค่าโดยใช้โอทีเอทีนำเสนอ แปรค่าความถี่ตั้งแต่ $1kHz - 500kHz$

จากผลตอบสนองทางความถี่ของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอนำเสนอ แปรค่าความถี่ตั้งแต่ 1kHz–500kHz ดังรูปที่ 4.16 มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นในช่วงความถี่ตั้งแต่ 10kHz–100kHz สามารถพิสูจน์ได้ว่าวงจรที่ออกแบบมีประสิทธิภาพและสมรรถนะการทำงานของวงจรมีความสอดคล้องกับค่าที่ได้จากทฤษฎี แสดงให้เห็นว่าตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอที่นำเสนอสามารถทำงานได้จริง

4.5 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึง ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอ ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พร้อมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะการทำงาน และการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร โดยค่าความเหนี่ยวนำที่สังเคราะห์ได้เป็นตัวเหนี่ยวนำชนิดบวก สามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยจากผลการสอบคุณสมบัติการทำงานของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรที่มีความสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี สามารถสรุปได้ว่า ตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าโดยใช้ไอทีเอที่สังเคราะห์ขึ้นมีค่าสอดคล้องกับทฤษฎีสามารถทำงานได้ในช่วงปฏิบัติงานที่กว้าง และที่สำคัญเนื่องจากเป็นตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำจึงไม่มีค่าความเป็นแม่เหล็กอยู่ เหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรรวมต่อไป

บทที่ 5

การประยุกต์ใช้งานของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอทีที่นำเสนอ

5.1 กล่าวนำ

จากตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอทีที่นำเสนอในบทที่ 4 ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรต่างๆ เพื่อแสดงถึงสมรรถนะของวงจรที่สามารถต่อใช้งานร่วมกับวงจรอื่นได้จริงและมีประสิทธิภาพ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานของตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์ในวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า (Phase lead compensator) และวงจรกรองตัดแถบความถี่ (Notch filter) โดยมีรายละเอียดดังนี้

5.2 การประยุกต์ใช้งานในวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า

วงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้า ถูกนำมาใช้งานกับระบบที่ต้องการความรวดเร็วในการตอบสนอง มีหลักการคือตัววงจรจะชดเชยผลตอบสนองของระบบที่มีการนำตัวชดเชยนี้ไปใช้ทำให้ผลตอบสนองของระบบมีความรวดเร็วเพิ่มขึ้นด้วย โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า คือ

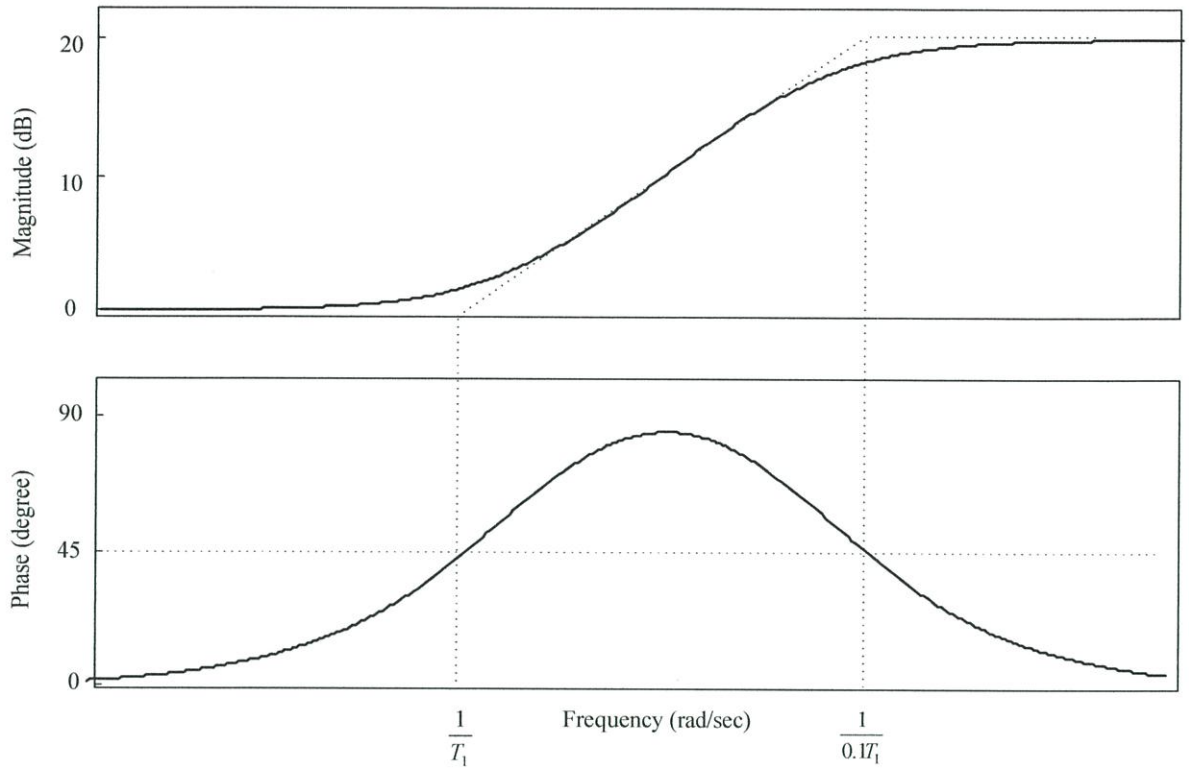
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = K \left(\frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \right) \quad (5.1)$$

เมื่อ v_{in} คือ ตัวแปรจุดเข้า
 v_{out} คือ ผลลัพธ์ตัวแปรจุดออก
 K คือ อัตราขยายของตัวชดเชย
 T_1 และ T_2 คือ ค่าเวลาคงตัว

จากเงื่อนไขคุณสมบัติของวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้าที่ $T_2 \ll T_1$ ดังนั้นเพื่อให้ตรงกับเงื่อนไขของวงจรจึงทำการกำหนดค่าให้ $T_2 = 0.1T_1$ ดังสมการที่ (5.2) คือ

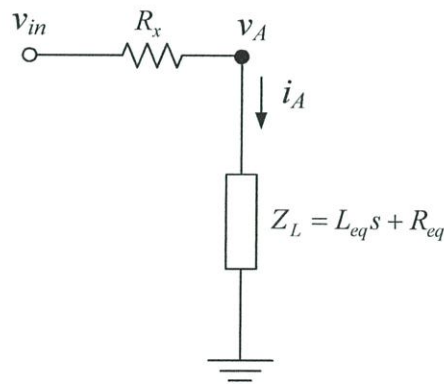
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = K \left(\frac{T_1 s + 1}{0.1T_1 s + 1} \right) \quad (5.2)$$

โดยผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตัวขดเคยแบบเฟสนำหน้า

เมื่อนำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่เทียบกราวด์แบบปรับค่าได้โดยใช้โอทีเอนำเสนอมาประยุกต์ใช้ในวงจรขดเคยแบบเฟสนำหน้า สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 วงจรตัวขดเคยแบบเฟสนำหน้าที่นำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้

จากรูปที่ 5.2 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร ได้เป็น

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{Z_L}{Z_L + R_x} \quad (5.3)$$

เมื่อ v_{in} และ v_A คือ แรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจร ตามลำดับ

เมื่อแทนค่าความเหนี่ยวนำ Z_L ที่สังเคราะห์ขึ้นจากสมการที่ (4.11) ลงในสมการที่ (5.3) จะได้

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{L_{eq}s + R_{eq}}{L_{eq}s + R_{eq} + R_x} = K \frac{T_1s + 1}{T_2s + 1} \quad (5.4)$$

เมื่อ $K = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_x}$, $T_1 = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$ และ $T_2 = \frac{L_{eq}}{R_{eq} + R_x}$

เมื่อกำหนดค่าให้ $R_x = 9R_{eq}$ แทนลงใน (5.4) จะได้สมการใหม่คือ

$$\frac{v_A}{v_{in}} = K \frac{T_1s + 1}{0.1T_1s + 1} \quad (5.5)$$

ในการทำการทดสอบสมรรถนะของวงจรถดเซยแบบเฟสนำหน้าโดยการต่อวงจรจริง ใช้ไอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบวงจรแสดงในตารางที่ 5.1 ดังนี้

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรถดเซยแบบเฟสนำหน้า

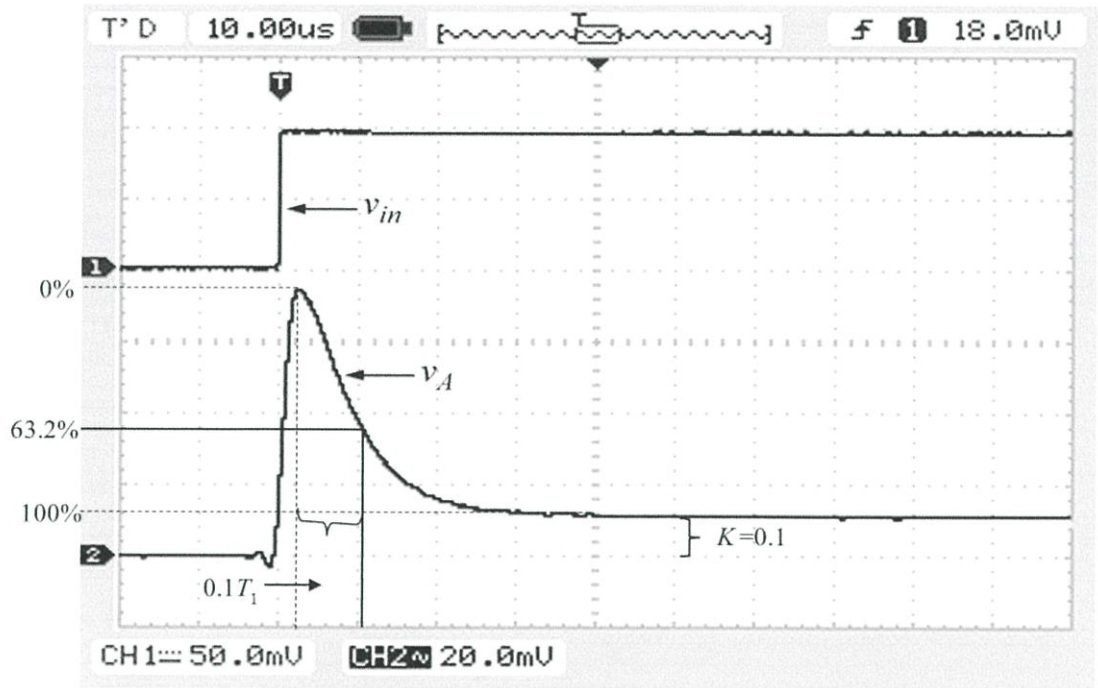
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้งาน
กระแสไบอัส I_{B2} และ I_{B3}	500 μ A
ตัวต้านทาน R_{eq}	1k Ω
ตัวต้านทาน R_x	9k Ω
ตัวเก็บประจุ C_1	0.1 μ F

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ข้างต้น ทำให้ได้ค่า $K = 0.1$ เลือกค่า I_{B1} เพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{eq} สำหรับค่าเวลาคงตัว (Time constant, T_1) ในสมการที่ (5.3) ดังแสดงในตารางที่ 5.2

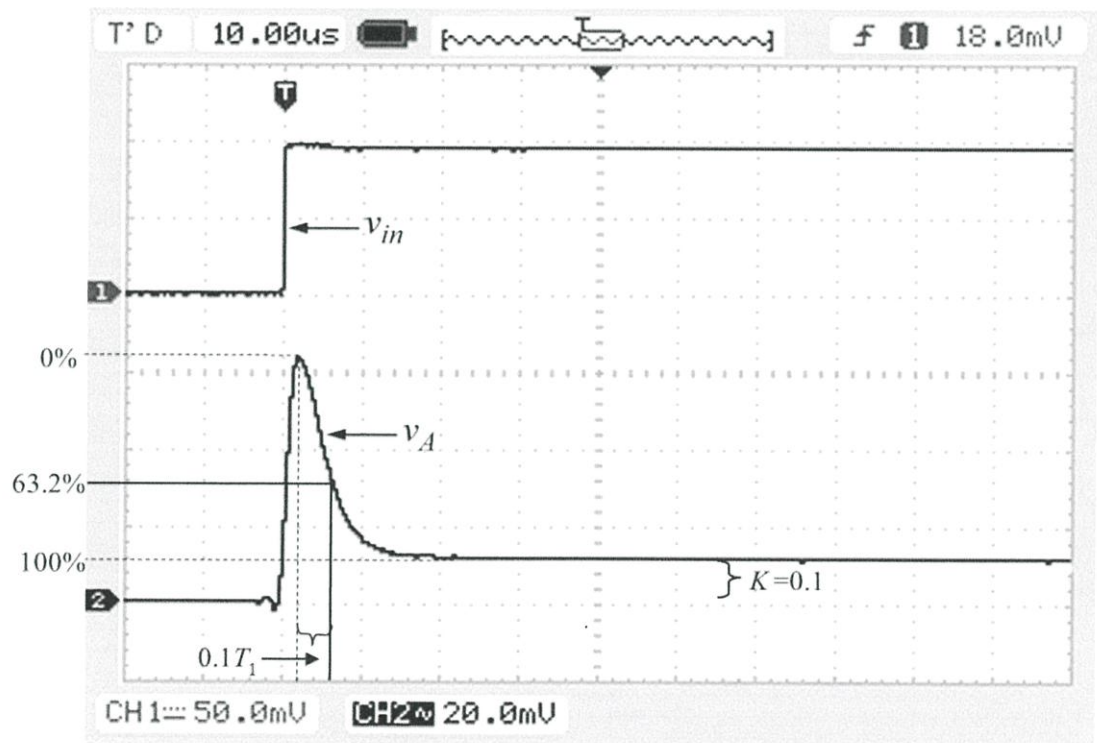
ตารางที่ 5.2 ค่ากระแสไบอัส I_{B1} ที่ใช้ในการทดสอบวงจรถดเซยแบบเฟสนำหน้า

I_{B1}	L_{eq}	T_1
100 μ A	52mH	52 μ s
200 μ A	26mH	26 μ s
500 μ A	10.2mH	10.4 μ s

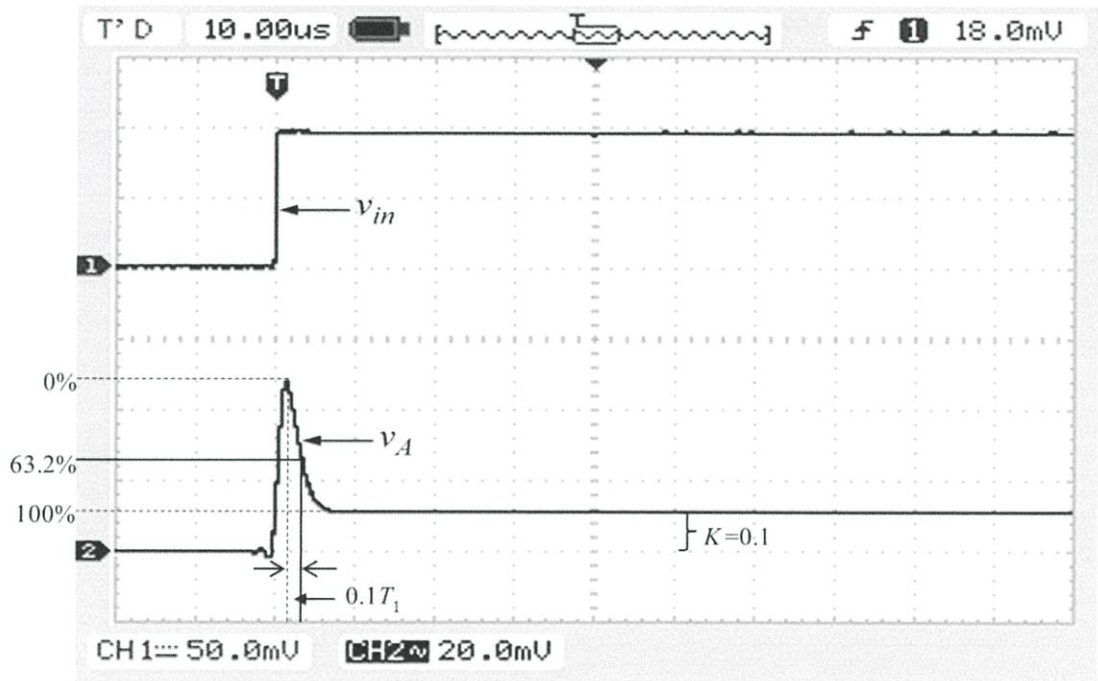
ผลตอบสนองทางเวลาของตัวชดเซยเฟสนำหน้าในรูปที่ 5.1 เมื่อทำการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_{B1} ตามตารางที่ 5.2 แสดงในรูปที่ 5.3(ก) - 5.3(ค)



(n)



(o)



(ค)

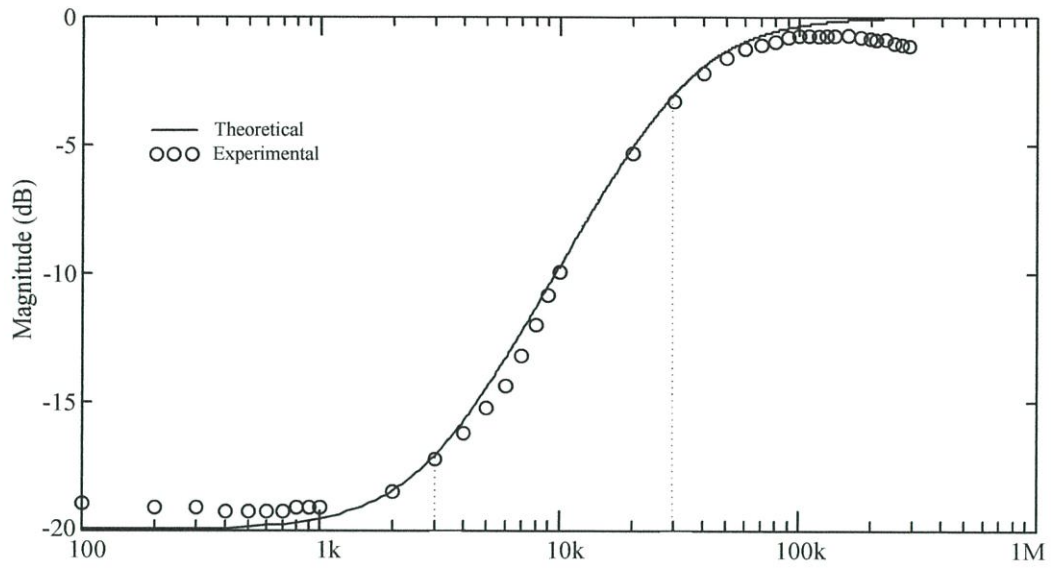
รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางเวลา เมื่อทำการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_{B1}

(ก) $I_{B1} = 100\mu\text{A}$

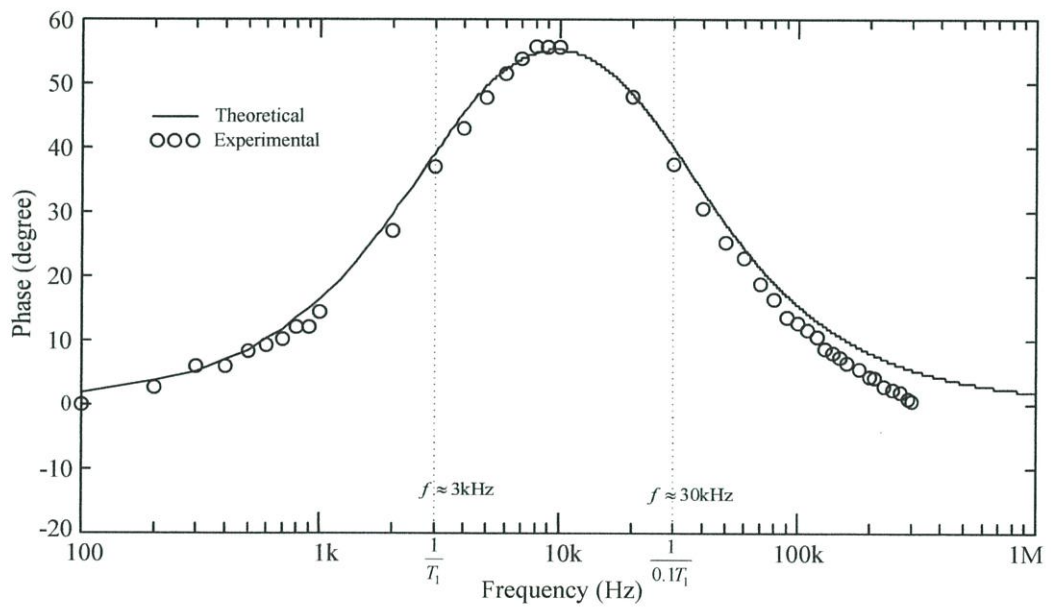
(ข) $I_{B1} = 200\mu\text{A}$

(ค) $I_{B1} = 500\mu\text{A}$

จากรูปที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่า สามารถกำหนดค่าเวลาคงตัวของวงจรถดเซยแบบเฟส นำหน้าด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอเพียงตัวเดียว รูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนอง ทางความถี่ของวงจรถดเซยแบบเฟสนำหน้าของรูปที่ 5.2 โดยกำหนดค่า $R_{eq} = 1\text{k}\Omega$, $R_x = 9\text{k}\Omega$, $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ และเลือกค่ากระแส $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ จากตารางที่ 5.2 จะได้ค่า $L_{eq} = 52\text{mH}$ ซึ่งจาก สมการที่ (5.5) จะได้ความถี่หักมุม 2 จุด คือ 3kHz และ 30kHz จะเห็นได้ว่าสามารถนำตัวจำลองค่า ความเหนี่ยวนำที่สังเคราะห์ขึ้นมาประยุกต์ใช้ในวงจรถดเซยแบบเฟสนำหน้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวขดเคเบิลเหนี่ยวนำ

(ก) ค่าขนาด

(ข) ค่ามุม

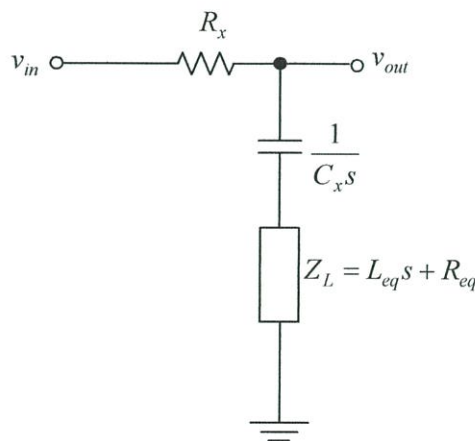
5.3 การประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองตัดแถบความถี่

ในหัวข้อนี้เป็นการนำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอทีที่นำเสนอประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองตัดแถบความถี่โดยมีที่มาจาก ระบบควบคุมหลายระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่ประกอบด้วยโพลเชิงซ้อน (Complex conjugate pole) หนึ่งคู่หรือมากกว่า ในกรณีการชดเชยแบบนำหน้า หรือล่าหลัง นั้นอาจจะใช้ไม่ได้ผลดีในการที่จะทำ ให้ระบบมีสมรรถนะที่ต้องการ โดยเฉพาะถ้าโพลแบบวงเปิด (Complex open-loop pole) อยู่ใกล้แกนจินตภาพ (Imaginary) มาก ซึ่งการนำวงจรกรองตัดแถบความถี่มาใช้งานจะมีฟังก์ชันถ่ายโอน ที่ประกอบด้วยโพล และ ซีโร อย่างละสองตัว โดยซีโรของตัวควบคุมนี้จะถูกนำไปหักล้างกับโพล (Complex poles) ของระบบเดิมที่ไม่ต้องการ สร้างโพลชุดใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับผลลัพธ์ที่ต้องการ เหมาะสำหรับวงจรที่ต้องการผลตอบสนองที่รวดเร็ว [22] โดยฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานของวงจร $G_C(s)$ แสดงในสมการที่ 5.6

$$G_C(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_{nz}s + \omega_{nz}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{np}s + \omega_{np}^2} \quad (5.6)$$

เมื่อ ζ_z และ ζ_p คือ อัตราส่วนการหน่วงของซีโรและโพล ตามลำดับ
 ω_{nz} และ ω_{np} คือ ความถี่ธรรมชาติของซีโรและโพล ตามลำดับ

เมื่อนำตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้กับวงจรกรองตัดแถบความถี่ สามารถเขียนวงจรสมมูลและแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนได้ ดังรูปที่ 5.5 และสมการที่ 5.7



รูปที่ 5.5 วงจรกรองตัดแถบความถี่ที่นำเอาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้

จากรูปที่ 5.5 แสดงวงจรกรองตัดแถบความถี่ที่นำเอาตัวจำลองค่าความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ มาประยุกต์ใช้ โดยตัววงจรประกอบด้วย ตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุและตัวจำลองค่า ความเหนี่ยวนำที่นำเสนอ โดยสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้ดังนี้

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{Z_L + \frac{1}{C_x s}}{Z_L + \frac{1}{C_x s} + R_x} \quad (5.7)$$

จัดสมการให้อยู่ในรูปสมการมาตรฐานของวงจรรองตัดแถบความถี่ และแทนค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากสมการที่ (4.11) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{C_x L_{eq} s^2 + R_{eq} C_x s + 1}{C_x L_{eq} s^2 + C_x (R_x + R_{eq}) s + 1} \quad (5.8)$$

พิจารณาที่ซีโร่

$$\omega_{nz} = \frac{1}{\sqrt{C_x L_{eq}}} \quad (5.9)$$

$$\zeta_z = \frac{R_{eq}}{2} \sqrt{C_x} \quad (5.10)$$

เมื่อ ω_{nz} คือ ความถี่ธรรมชาติของซีโร่

ζ_z คือ อัตราส่วนการหน่วงของซีโร่

พิจารณาที่โพล

$$\omega_{np} = \frac{1}{\sqrt{C_x L_{eq}}} = \omega_{nz} \quad (5.11)$$

$$\zeta_p = \frac{(R_x + R_{eq})}{2} \sqrt{C_x} \quad (5.12)$$

เมื่อ ω_{np} คือ ความถี่ธรรมชาติของโพล

ζ_p คือ อัตราส่วนการหน่วงของโพล

สำหรับการทดสอบการทำงานของวงจรรองตัดแถบความถี่ได้มีการนำโอทีเอสำเร็จรูปเบอร์ CA3280 มาใช้งาน โดยมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังตารางที่ 5.3 และ 5.4

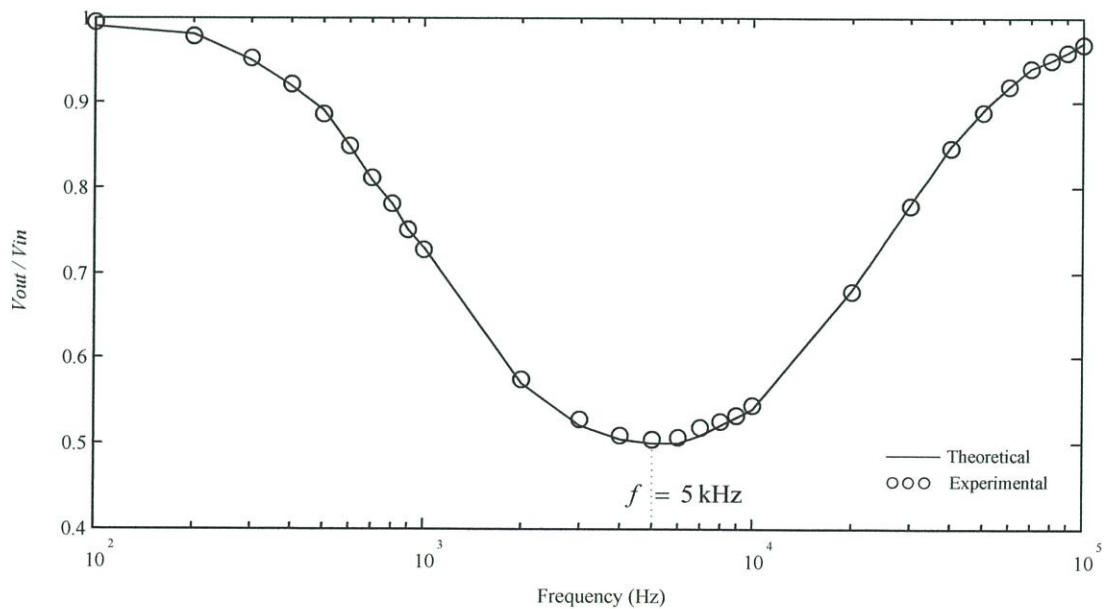
ตารางที่ 5.3 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรกรองตัดแถบความถี่

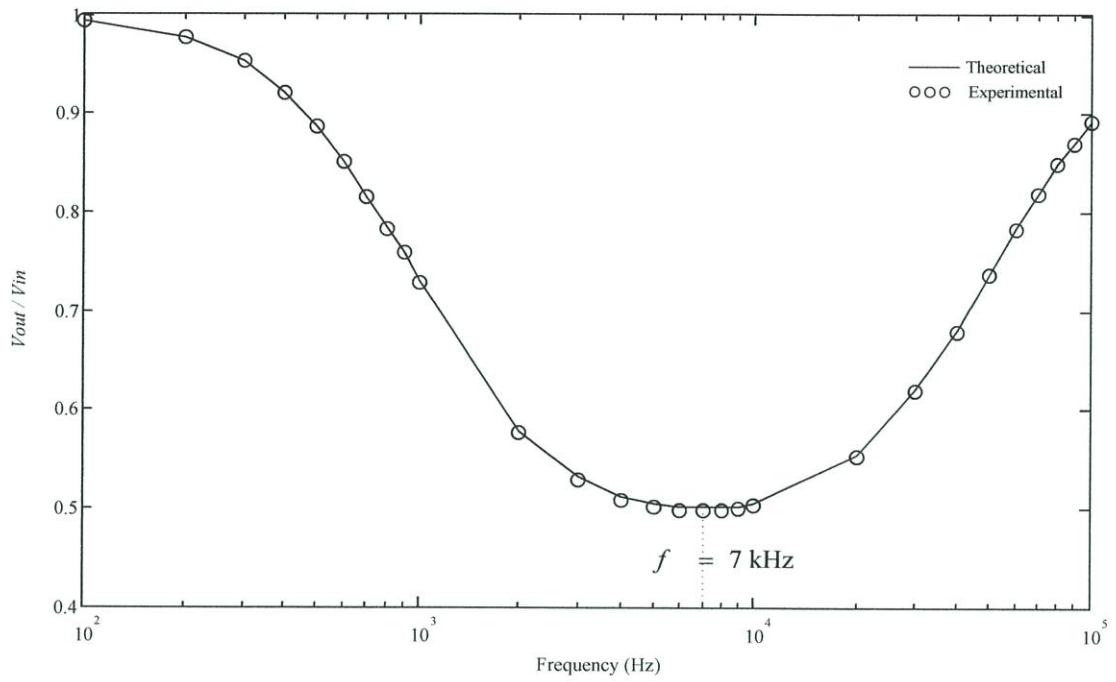
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้งาน
กระแสไบอัส I_{B2} และ I_{B3}	500 μ A
ตัวต้านทาน R_{eq}	1k Ω
ตัวต้านทาน R_x	1k Ω
ตัวเก็บประจุ C_x	0.1 μ F
ตัวเก็บประจุ C_1	0.1 μ F

ตารางที่ 5.4 ค่ากระแสไบอัส I_{B1} ที่ใช้ในการทดสอบวงจรกรองตัดแถบความถี่

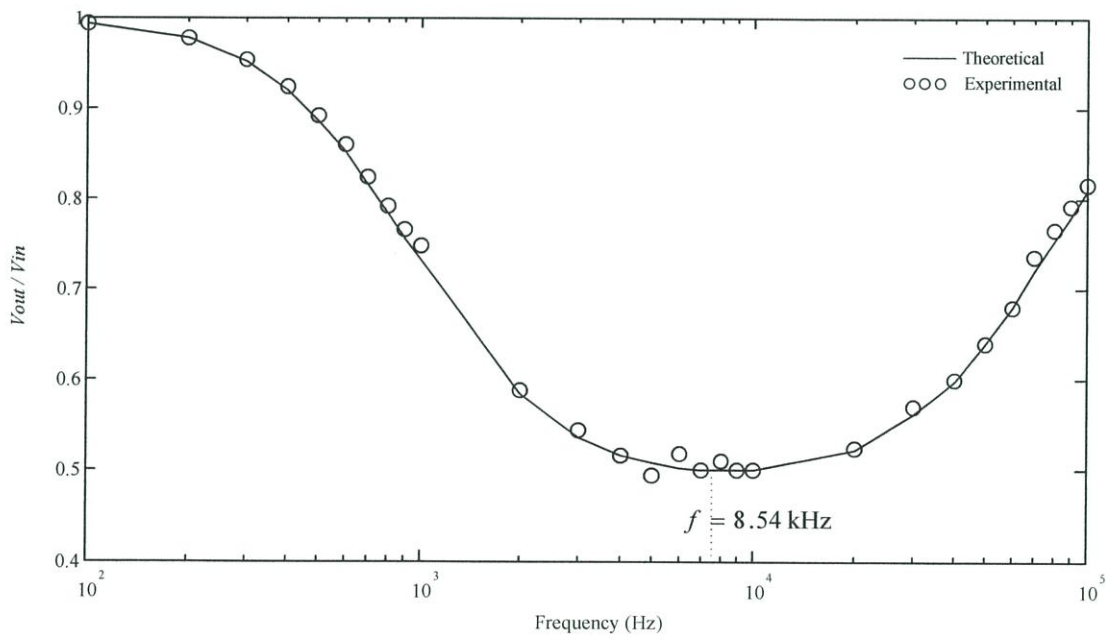
I_{B1}	L_{eq}	ω_n	f
500 μ A	10.4mH	31.08krad/s	5kHz
1mA	5.2mH	43.85krad/s	7kHz
1.5mA	3.47mH	53.68ksad/s	8.54kHz

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ข้างต้นทำให้ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.5 ถึง 5.7 ซึ่งมีการเปลี่ยนค่ากระแสไบอัส I_{B1} ที่ 500 μ A, 1mA และ 1.5mA ตามลำดับ

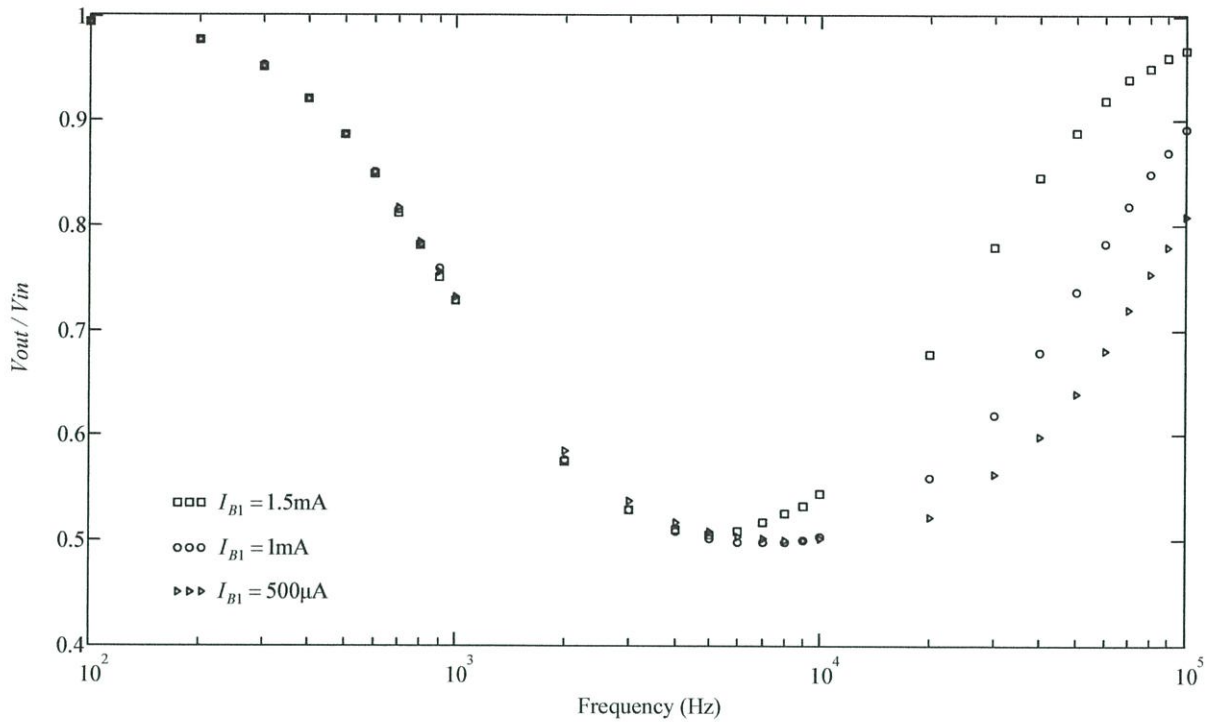
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองตัดแถบความถี่ เมื่อกำหนด $I_{B1} = 500\mu$ A



รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองตัดแถบความถี่ เมื่อกำหนด $I_{B1} = 1\text{mA}$



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรตัดแถบความถี่ เมื่อกำหนด $I_{B1} = 1.5\text{mA}$



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองตัดแถบความถี่
เมื่อ $I_{B1} = 500\mu\text{A}, 1\text{mA}$ และ 1.5mA

จากผลการทดสอบวงจรกรองตัดแถบความถี่ในรูปที่ 5.5 ถึง 5.7 จะเห็นได้ว่าสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติ ω_n ของวงจรได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอเพียงตัวเดียว ซึ่งเป็นการปรับค่าความถี่วนำจากตัวจำลองค่าความถี่วนำที่สังเคราะห์ขึ้น

5.4 สรุป

จากผลการประยุกต์ใช้งานวงจรชดเชยแบบเฟสนำหน้าและการประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองตัดแถบความถี่ แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวจำลองค่าความถี่วนำที่นำเสนอตั้งนั้นสามารถสรุปได้ว่า ตัวจำลองค่าความถี่วนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอ นั้นมีประสิทธิภาพที่สามารถนำไปใช้งานกับวงจรอื่นได้

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่สังเคราะห์จากวงจรโอทีที่เป็นบล็อกวงจรแอกคิฟ 3 ตัว ต่อกับตัวต้านทาน 1 ตัว และตัวเก็บประจุ 1 ตัว เทียบกราวด์ โดยค่าความเหนียวนำที่สังเคราะห์ได้มีค่าเป็นบวก ดังสมการที่ (4.12ก) โดยผลของการทดสอบสมรรถนะและประสิทธิภาพของวงจรที่ได้จากการต่อวงจรจริง ดังรายละเอียดในบทที่ 4 แสดงให้เห็นว่าสามารถกำหนดค่าความเหนียวนำโดยการปรับค่ากระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอเพียงตัวเดียว และจากผลการทดลองพบว่าค่าที่ได้จากการทดลองโดยการต่อวงจรจริงมีค่าใกล้เคียงกับค่าจากทฤษฎี รวมถึงการทดลองที่แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถใช้งานได้จริง โดยการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังรายละเอียดในบทที่ 5

จากที่กล่าวมาข้างต้นตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้โอทีเอที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้จริง ไม่มีค่าความเป็นแม่เหล็ก มีย่านการทำงานที่กว้าง อีกทั้งมีราคาถูก ต้นทุนต่ำ เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานร่วมกับวงจรอื่นต่อไป

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ

ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อจากตัวจำลองค่าความเหนียวนำเทียบกราวด์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้อสังเกตแรกคือ อุณหภูมิซึ่งอยู่ในรูปของ v_T มีผลต่อการทำงานของวงจร ข้อสังเกตที่สองคือ คุณสมบัติของโอทีเอสำเร็จรูปที่เลือกใช้ทำให้เกิดข้อจำกัดของวงจร และข้อสังเกตสุดท้ายตัวจำลองค่าความเหนียวนำที่นำเสนอนี้สามารถสังเคราะห์ค่าความเหนียวนำได้เฉพาะค่าบวก ดังนั้นแนวทางในการวิจัยต่อที่น่าสนใจคือ พัฒนางจรให้อุณหภูมิไม่มีผลต่อการทำงานของวงจร และสามารถสังเคราะห์ค่าความเหนียวนำได้ทั้งค่าบวกและลบ เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของวงจรในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Hirohito, K. Atsuo, and K. Kenzo, "Realization of Negative Inductance Using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)", *IEEE Trans Power Elec.*, vol. 12, 1997. pp. 589-596,
- [2] A. Thanachayanont and A. Payne, "CMOS floating active inductor and its application to band pass filter and oscillator designs", *IEE Proc. Circuits Device Syst.*, vol. 147, 2000. pp. 42-48.
- [3] B. Metin, and O. Cicekoglu, "A Novel Floating Lossy Inductance Realization Topology With NICs Using Current Conveyors", *IEEE Trans. on Circ. & Syst.*, Vol. 53, no. 6, 2006. pp. 483-486.
- [4] C. Koomgaew, W. Petchmaneelumka, and V. Riewruja, "OTA- based Floating Inductance Simulator", *ICROS-SICE International Joint Conference 2009 (ICROS-SICE 2009)*, Japan, 2009. pp. 857-860.
- [5] F. Kacar, and A. Yesil, "Novel grounded parallel inductance simulators realization using a minimum number of active and passive components", *Microelectronics Journal*, vol. 41, no. 10, 2010. pp. 632-638.
- [6] W. Kiranon, and P. Pawarangkoon, "Floating inductance simulation based on current conveyors", *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 21, 1997. pp. 1748-1749.
- [7] A. U. Keskin, and E. Hangcioglu, "CDBA - based synthetic floating inductance circuits with electronic tuning properties", *ETRI J.*, vol. 27, no. 2, 2005. pp. 239-242.
- [8] P. Costas, and S. Asimina, "Current amplifier based grounded and floating inductance simulators", *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 60, 2006. pp. 168-171.
- [9] D.F. Stout, and M.Kaufman, *Handbook of operational amplifier circuit design*, McGraw-Hill Inc. United States of America. 1976. pp.22-3-22-8.
- [10] H. Kuntman, and F. Kacar, "CFOA-Based Lossless and Lossy Inductance Simulators", *Radio engineering*, vol. 20, no. 3, 2011. pp. 627-631.
- [11] H. Kuntman, M. Gulsoy, and O. Cicekoglu, "Actively simulated grounded inductors using third generation current conveyors", *Microelectronics Journal*, 2000. pp. 245-250.
- [12] M.T. Abuelma' atty, and A. Bentrchia, "A novel mixed mode OTA-C universal filter", *International Journal of Electronics*, vol.92, no.7, 2005. pp.375-383
- [13] L.G. Randall, and S.S. Edgar, "Active design using operational transconductance amplifiers: A tutorial", *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1985. pp. 20-32.
- [14] H. Kuntman, and A. Özpınar, "On the realization of DO-OTA-C oscillators", *Microelectronics Journal*, vol. 29, 1998. pp. 991-997.

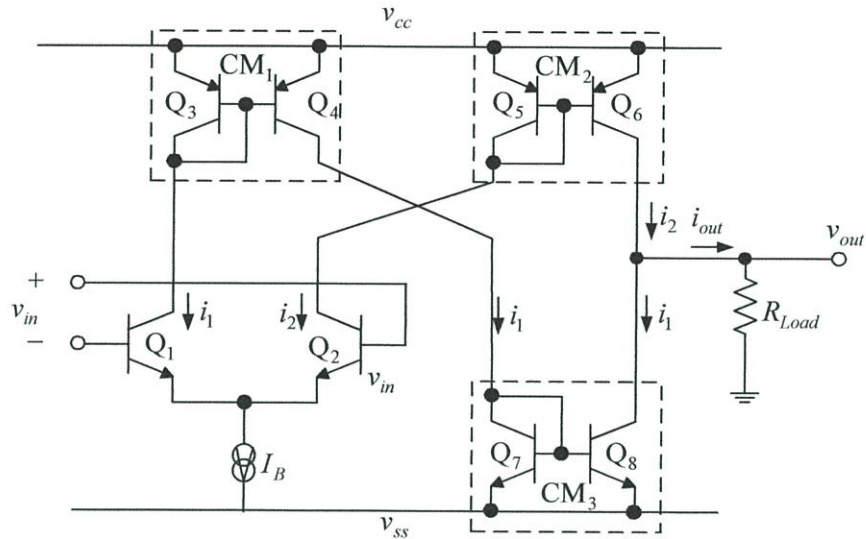
- [15] A. Julsereewong, N. Tananchai, and V. Riewruja, "Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs", *International Conference on Control.*, 2008. pp. 1820 – 1823.
- [16] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์, "บล็อกวงจรรวมแอกทีฟสำหรับการสังเคราะห์อนุลอกฟังก์ชันเชิงระบบทำงานในโหมดกระแส", วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [17] อนุชา แก้วพูลสุข, "การสังเคราะห์วงจรแปลงสัญญาณรีโซลเวอร์เป็นสัญญาณดิจิตอล" วิทยานิพนธ์ ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2551.
- [18] วรณดี เพชรณิล้ำค่า, "การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอ" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2552.
- [19] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C.Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 6, 1999. pp. 1270 – 1277.
- [20] Greneich, E.W, *Analog Integrated Circuits*. New York. Chapman & Hall. 1997.
- [21] C. K. Benjamin, *Automatic Control Systems*, Prentice Hall Inc., NJ, USA, 1995.
- [22] วันชัย ธีรรัฐจา, *วิศวกรรมการควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์*. กรุงเทพฯ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2011.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรโอทีเอ

ก1 การวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุต i_{out} กับค่าแรงดันอินพุต v_{in} ของโอทีเอ



รูปที่ ก1 โครงสร้างภายในของวงจรโอทีเอ

พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 คุณสมบัติการทำงานที่สามารถหาแรงดันตกคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ของ v_{be1} และ v_{be2} ได้ดังนี้

$$v_{be1} = v_T \ln\left(\frac{i_{c1}}{I_s}\right) \tag{ก1.1}$$

$$v_{be2} = v_T \ln\left(\frac{i_{c2}}{I_s}\right) \tag{ก1.2}$$

เมื่อ v_T คือ แรงดันเชิงอุณหภูมิ (Thermal voltage) มีค่าเท่ากับ kT/q

i_{c1} คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_1

i_{c2} คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_2

I_s คือ ค่ากระแสอิ่มตัวแบบย้อนกลับ (Reverse saturation current) ของทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะได้ความสัมพันธ์ของผลต่างแรงดันอินพุต v_i^+ และ v_i^- กับแรงดันตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{in} = v_i^+ - v_i^- = v_{be2} - v_{be1} \quad (ก1.3)$$

เมื่อ v_{be1} คือ แรงดันตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1
 v_{be2} คือ แรงดันตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2

จากสมการความสัมพันธ์ข้างต้นเมื่อแทนค่าสมการ (ก1.1) และ (ก1.3) จะได้สมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{in} = v_T \ln\left(\frac{i_{c2}}{I_s}\right) - v_T \ln\left(\frac{i_{c1}}{I_s}\right) \quad (ก1.4)$$

หรือ

$$\frac{i_{c2}}{i_{c1}} = e^{(-v_m/v_T)} \quad (ก1.5)$$

จากสมการ (ก1.5) สามารถหากระแส i_{c1} และ i_{c2} ได้จาก

$$i_{c1} = i_{c2} e^{(v_m/v_T)} \quad (ก1.6)$$

$$i_{c2} = i_{c1} e^{(v_m/v_T)} \quad (ก1.7)$$

จากวงจรในรูปที่ ก1 สามารถหากระแสไบอัส (I_B) ได้จาก

$$I_B = i_{e1} + i_{e2} = \frac{i_{c1}}{\alpha F} + \frac{i_{c2}}{\alpha F} \quad (ก1.8)$$

เมื่อ i_{e1} คือ ค่ากระแสไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1
 i_{e2} คือ ค่ากระแสไหลผ่านขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_2
 αF คือ อัตราส่วนระหว่างขาอิมิตเตอร์และคอลเล็กเตอร์

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีอัตราขยายกระแสระหว่างค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ต่อค่ากระแสเบส มีค่าสูงมาก ทำให้สามารถประมาณค่า αF ได้เท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้สมการใหม่คือ

$$I_B = i_{e1} + i_{e2} = i_{c1} + i_{c2} \quad (ก1.9)$$

แทนค่ากระแส i_{c2} ที่ได้จากสมการ (ก1.7) ลงในสมการที่ (ก1.9) จะได้

$$i_1 = i_{c1} = \frac{I_B}{1 + e^{(v_n/v_T)}} = \frac{I_B e^{(-v_n/2v_T)}}{e^{(-v_n/2v_T)} + e^{(v_n/2v_T)}} \quad (\text{ก1.10})$$

นำค่ากระแส i_{c1} จากสมการที่ได้จากสมการ (ก1.6) ลงในสมการที่ (ก1.9) จะได้

$$i_2 = i_{c2} = \frac{I_B}{1 + e^{(-v_n/v_T)}} = \frac{I_B e^{(v_n/2v_T)}}{e^{(v_n/2v_T)} + e^{(-v_n/2v_T)}} \quad (\text{ก1.11})$$

เมื่อกำหนดให้วงจรสะท้อนกระแส (CM_i) ทุกตัวมีค่าอัตรากระแสสะท้อนกระแสเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้กระแสเอาต์พุต i_{out} มีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_2 - i_1 \quad (\text{ก1.12})$$

แทนค่าสมการ i_1 และ i_2 จากสมการที่ (ก1.10) และสมการที่ (ก1.11) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (ก1.12) จะได้

$$i_{out} = \frac{I_B e^{(v_n/2v_T)}}{e^{(v_n/2v_T)} + e^{(-v_n/2v_T)}} - \frac{I_B e^{(-v_n/2v_T)}}{e^{(v_n/2v_T)} + e^{(-v_n/2v_T)}} = \frac{I_B [e^{(v_n/2v_T)} - e^{(-v_n/2v_T)}]}{e^{(v_n/2v_T)} + e^{(-v_n/2v_T)}} \quad (\text{ก1.13})$$

ถ้ากำหนดให้ $x = \frac{v_{in}}{2v_T}$ ดังนั้น

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (\text{ก1.14})$$

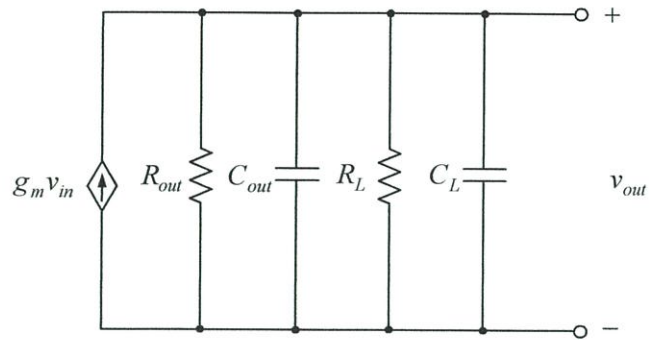
ดังนั้นสมการกระแสเอาต์พุต แสดงได้ดังนี้

$$i_{out} = I_B \tanh\left(\frac{v_{in}}{2v_T}\right) \quad (\text{ก1.15})$$

เมื่อ v_{in} คือ แรงดันอินพุต (ผลต่างระหว่าง v_i^+ และ v_i^-)

I_B คือ กระแสไบอัสภายนอกของโอทีเอ

ก2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจโรทีเอ



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลของโอทีเอ สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

จากวงจรสมมูลของโอทีเอ สำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก2 สามารถเขียนสมการค่าความต้านทานรวมของโหลด R_{outL} และค่าความจุไฟฟ้ารวมของโหลด C_{outL} ได้จาก

$$R_{outL} = R_{out} // R_L = \frac{R_{out} R_L}{R_{out} + R_L} \quad (ก2.1)$$

$$C_{outL} = C_{out} // C_L = C_{out} + C_L \quad (ก2.2)$$

จากสมการที่ (ก2.1) และ (ก2.2) ค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลด สามารถหาได้จากสมการ

$$Z_{R_{outL}}(s) = R_{outL} \quad (ก2.3)$$

$$Z_{C_{outL}}(s) = \frac{1}{sC_{outL}} \quad (ก2.4)$$

ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์รวม Z_s ที่โนดเอาต์พุตของโอทีเอ สามารถหาได้จากค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลด ดังสมการ

$$Z_s(s) = Z_{R_{outL}}(s) // Z_{C_{outL}}(s) = \frac{Z_{R_{outL}}(s) Z_{C_{outL}}(s)}{Z_{R_{outL}}(s) + Z_{C_{outL}}(s)} = \frac{R_{outL}}{R_{outL} C_{outL} s + 1} \quad (ก2.5)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต $V_{out}(s)$ ต่อแรงดันอินพุต $V_{in}(s)$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$g_m V_{in}(s) = \frac{V_{out}(s)}{Z_s(s)} \quad (ก2.6)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = g_m Z_s(s) \quad (ก2.7)$$

แทนค่า สมการที่ (ก2.5) ลงในสมการที่ (ก2.7) จะได้สมการค่าอัตราขยายแรงดันสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก ดังนี้

$$A_v(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m R_{outL}}{R_{outL} C_{outL} s + 1} = \frac{g_m (R_{out} // R_L)}{(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)s + 1} \quad (ก2.8)$$

แทนค่า $s = j\omega$

$$A_v(j\omega) = \frac{g_m R_{outL}}{R_{outL} C_{outL} j\omega + 1} = \frac{g_m (R_{out} // R_L)}{(R_{out} // R_L)(C_{out} + C_L)j\omega + 1} = \frac{A_{vo}}{j(\omega/\omega_c) + 1} \quad (ก2.9)$$

เมื่อ

$$A_{vo} = g_m R_{outL} = g_m (R_{out} // R_L) \quad (ก2.10)$$

และ

$$\omega_c = \frac{1}{R_{outL} C_{outL}} = \frac{1}{(R_{out} // C_{outL})(C_{out} + C_{outL})} \quad (ก2.11)$$

ภาคผนวก ข
บทความวิจัยที่ได้เผยแพร่และตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่และตีพิมพ์ในวารสารวิชาการและการประชุมวิชาการระดับนานาชาติในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรายละเอียดดังนี้

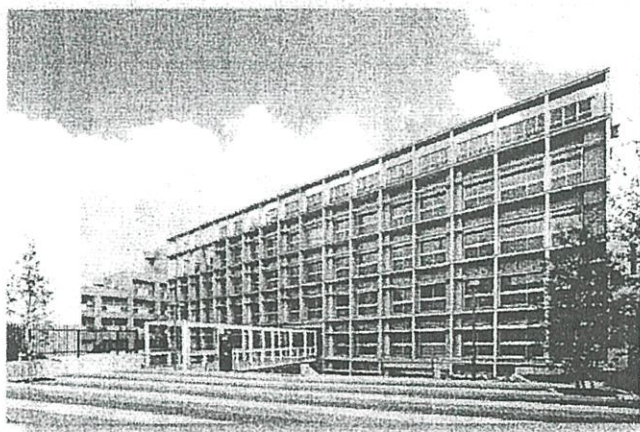
- [1] K. Kraisoda, K. Longsomboon, W. Petchmaneelumka, K. Songsuwankit, A. Rerkratn, and V. Riewruja, "OTA-based Electronically Adjustable Inductance Simulator", JSST Annual Conference 2011 International Conference on Modeling and Simulation Technology (JSST), Japan, October 22-23, pp. 577-580, 2011.

30th JSST Annual Conference (JSST 2011)
International Conference on Modeling and Simulation Technology

Final Program and Abstracts

October 22-23, 2011
Tokai University Takanawa Campus,
2-3-23, Takanawa, Minato-ku, Tokyo, 108-8619, JAPAN

JSST 2011



Organized by
Japan Society for Simulation Technology (JSST)
Supported by
Tokai University Takanawa Campus



OTA-based Electronically Adjustable Inductance Simulator

Kanchanok Kraisoda, Kittisak Longsomboon, Wandee Petchmaneelumka, Kanoknuch Songsuwankit,
 Apinai Rerkratn, and Vanchai Riewruja

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
 Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
 (Tel : +66-2-326-4778; E-mail: kvanchai@kmitl.ac.th)

Abstract—This paper presents a simple circuit technique to realize an inductance simulator using operational transconductance amplifiers (OTAs) as active elements. The proposed inductor provides the simple configuration and low cost. The resulting inductance can be electronically tuned by changing the external bias current of OTA. Experimental results confirming the circuit performances are agreed with the expected value. Moreover, the application of the proposed inductance simulator in phase-lead compensator is also included.

Keywords— Inductance simulator, OTA, phase-lead compensator, electronic tuning property

1 Introduction

Inductance simulator is one of the importance roles in analogue electronic circuit design such as active filters, oscillators, analogue phase shifter and system response compensation [1-5]. Several methods for implementation the inductance simulator with electronically adjusting capability based on second-generation current-controlled current conveyors (CCCIs) [6], current differencing buffered amplifiers (CDBAs) [7], and current amplifiers (CAs) [8] have been presented. Nevertheless, these approaches require specific design building blocks that are uncommercial available devices. The economical attraction in the analogue circuit design is one of the important factors to be considered. It is known that operational transconductance amplifier (OTA) contains the feature of linearly controlled transconductance gain over more than four decades [9]. The circuit building block based on the use of OTA can provide the electronically tuning capability. In addition, OTA is a commercial available and low-cost device. Therefore, the realization of OTA-based inductance simulator is attractive. The aim of this paper is to present a technique to realize inductance simulator based on the use of OTA. The obtained inductance can be electronically adjusted by changing the external bias current of OTA. The circuit performances of the proposed inductance simulator are confirmed by experimental results. In addition, the application of proposed simulator are also given

2 Circuit Description

The proposed electronically adjustable inductance simulator using OTAs is shown in Fig. 1. OTA₁ formed as active resistor and the capacitor, C₁, function the voltage divider [10]. The input voltage v_A is applied into the scheme in Fig. 1. Therefore, the voltage v_c can be expressed as

$$v_c = \frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{C_1 s}} v_A = \frac{v_A}{1 + \frac{C_1}{g_{m1}} s} \quad (1)$$

where $g_{mi} = I_{Bi}/2V_T$ is transconductance gain of OTA_i. I_B and V_T define the external bias current of OTA and the thermal voltage, respectively. Similarly, OTA₂ connected as active resistor and the resistor, R₁, perform the voltage divider [10]. Thus the voltage v_r can be given by

$$v_r = \frac{R_1}{\frac{1}{g_{m2}} + R_1} v_c = \frac{g_{m2} R_1}{1 + g_{m2} R_1} v_c \quad (2)$$

Substituting the voltage v_c from Eq. (1) into Eq. (2), the voltage v_r can be rewritten as

$$v_r = \frac{g_{m1} g_{m2} R_1}{(1 + g_{m2} R_1)(g_{m1} + R_1 s)} v_A \quad (3)$$

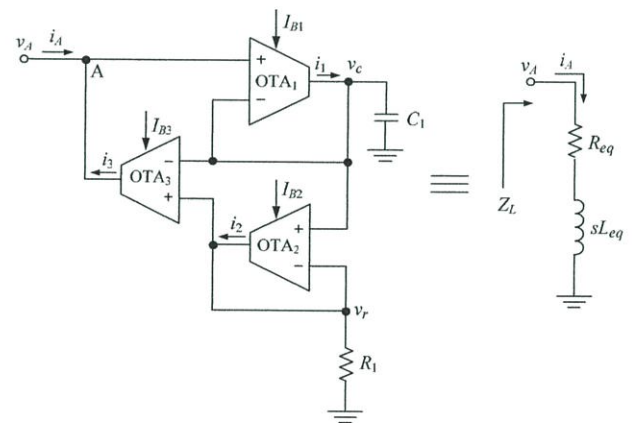


Fig. 1. Proposed inductance simulator.

Assuming $g_{m2} R_1 \gg 1$, the voltage v_r can be approximately as

$$v_r = \frac{g_{m1}}{(C_1 s + g_{m1})} v_A \quad (4)$$

Based on the operation principle of OTA [11], the output currents, i₂ and i₃, of OTA₂ and OTA₃, respectively, can be stated as

$$i_2 = g_{m2}(v_c - v_r) \quad (5)$$

$$i_3 = g_{m3}(v_r - v_c) \quad (6)$$

The relation between the current, i_2 , flowing through the resistor, R_1 , and the voltage, v_r , can be stated as

$$i_2 = \frac{v_r}{R_1} \quad (7)$$

Substituting the voltage, v_r , from Eq. (4) into Eq. (7), the current i_2 can be rewritten as

$$i_2 = \frac{g_{m1}}{R_1(C_1s + g_{m1})} v_A = \frac{1}{\frac{R_1C_1}{g_{m1}}s + R_1} v_A \quad (8)$$

From Eqs. (5) and (6), we assume the bias currents $I_{B2} = I_{B3}$ to force the current $i_3 = -i_2$. Considering at node A, the currents i_3 and i_A can be expressed as

$$i_3 = -i_A \quad (9)$$

Therefore, the current i_A can be obtained by

$$i_A = i_2 = \frac{1}{\frac{R_1C_1}{g_{m1}}s + R_1} v_A \quad (10)$$

Considering at node A, the obtained impedance, Z_L , of the proposed scheme can be achieved as

$$Z_L = \frac{v_A}{i_A} = \frac{R_1C_1}{g_{m1}}s + R_1 = L_{eq}s + R_{eq} \quad (11)$$

where $L_{eq} = \frac{R_1C_1}{g_{m1}} = \frac{2V_T R_1 C_1}{I_{B1}}$ and $R_{eq} = R_1$.

It should be noted that the obtained inductance, L_{eq} , from the proposed circuit in Fig.1 can be varied by changing the external bias current, I_{B1} , of OTA₁.

3 Experimental Results

To verify the performance of the proposed inductance simulator, the circuit in Fig. 1 was experimentally realized using commercially available OTA CA3280 devices. The resistor R_1 and capacitor C_1 in Fig. 1 were chosen to equal 1kΩ and 0.1μF, respectively. The bias currents $I_{B2} = I_{B3}$ were set to 500μA.

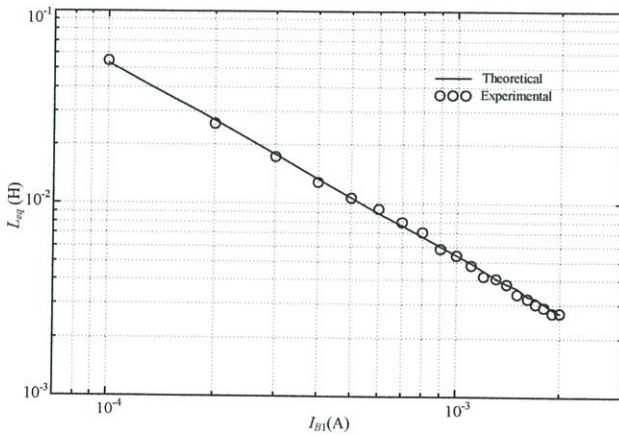


Fig. 2. Plots of the measured inductance, L_{eq} , against the varied the bias current I_{B1} .

Fig. 2 demonstrates the plots of the measured inductance, L_{eq} , versus the bias current I_{B1} , where I_{B1} is varied from 100μA to 2mA. The proposed inductance simulator is used in simple phase-lead compensator for its application as shown in Fig. 3. Transfer function of the circuit in Fig. 3 can be stated as

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{Z_L}{Z_L + R_x} \quad (12)$$

where Z_L is the impedance obtained from the proposed inductor. Then Eq. (12) can be expressed as

$$\frac{v_A}{v_{in}} = \frac{L_{eq}s + R_{eq}}{L_{eq}s + R_{eq} + R_x} = K \frac{T_1s + 1}{T_2s + 1} \quad (13)$$

where $K = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_x}$, $T_1 = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$ and $T_2 = \frac{L_{eq}}{R_{eq} + R_x}$.

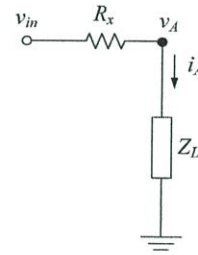


Fig. 3. Proposed inductor in simple phase-lead compensator.

Assuming the resistor $R_x = 9R_{eq}$, then Eq. (13) can be rewritten as

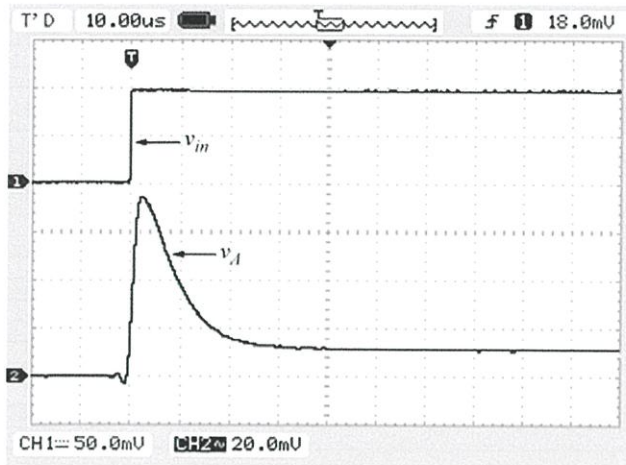
$$\frac{v_A}{v_{in}} = K \frac{T_1s + 1}{0.1T_1s + 1} \quad (14)$$

It can be seen that the obtained transfer function from Eq. (14) of the circuit in Fig. (3) is in the form of phase-lead compensator [12]. To demonstrate the application of the proposed inductor, the simple phase-lead compensator in Fig. 3 was implemented. The parameters of $I_{B2} = I_{B3} = 500\mu\text{A}$, $R_{eq} = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ and $R_x = 9\text{k}\Omega$ were chosen. The bias current I_{B1} was varied to achieve the obtained inductance L_{eq} in Eq. (11) for time constant T_1 in Eq. (14) as shown in Table 1.

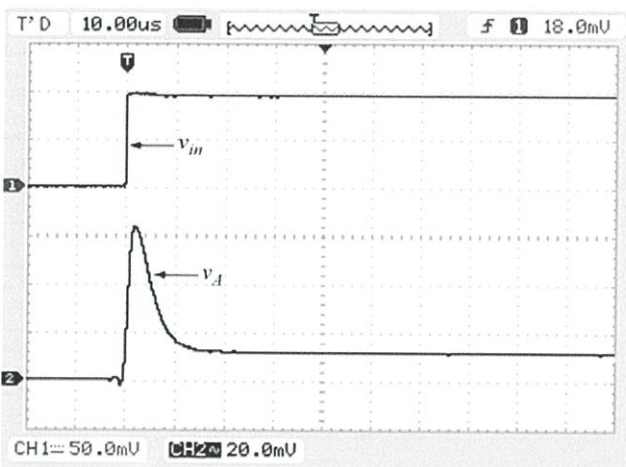
Table 1. The values of the bias current I_{B1} used in Fig. 3.

I_{B1}	L_{eq}	T_1
100μA	52mH	52μs
200μA	26mH	26μs
500μA	10.4mH	10.4μs

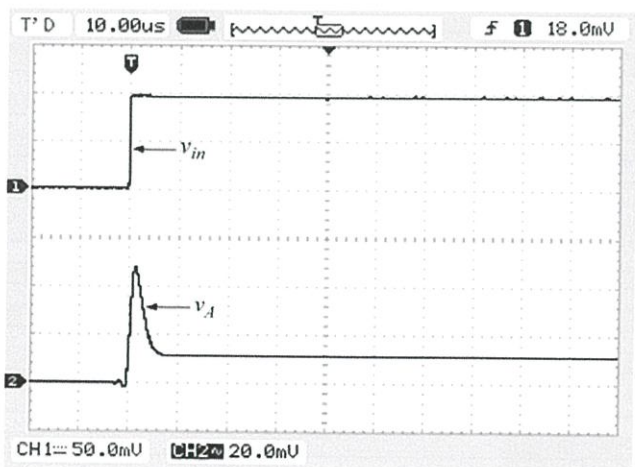
Figs. 4(a) - 4(c) show time response of phase-lead compensator in Fig. 3 with the difference values of the bias current I_{B1} as shown in Table 1. Fig. 5 illustrates the plots of frequency response of the simple phase-lead compensator and the theoretical values where the parameters of $I_{B1} = 100\mu\text{A}$, $C_1 = 0.1\mu\text{F}$, $R_{eq} = 1\text{k}\Omega$ and $R_x = 9\text{k}\Omega$ were chosen to achieve two corner frequencies at about 3kHz and 30kHz. It should be noted that the obtained and theoretical values are closely match.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4. Time response of phase-lead compensator with the difference values of the bias current I_{B1} .

(a) $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ (b) $I_{B1} = 200\mu\text{A}$ (c) $I_{B1} = 500\mu\text{A}$

From the experimental results, it is evident that the proposed electronically adjustable inductor is adequate for analog circuit building block design with electronic tuning capability.

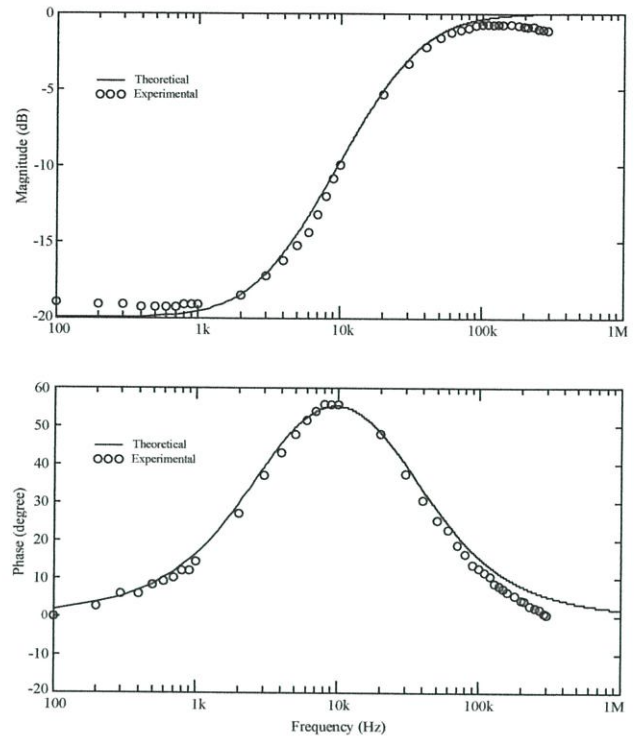


Fig. 5 Frequency response of the simple phase lead compensator based proposed inductance simulator.

4 Conclusion

This paper presents a simple technique to implement an electronically adjustable inductance simulator. The proposed circuit is based on the use of commercial available OTAs as active elements. The magnitude of the resulting inductance can be electronically tuned by adjusting the external bias current of OTA. Experimental results verifying that the performances of the proposed inductance simulator are close agreement with the expected values.

References

- [1] F. Hirohito, K. Atsuo, and K. Kenzo, "Realization of Negative Inductance Using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)," *IEEE Trans Power Elec.*, vol. 12, pp. 589-596, 1997.
- [2] A. Thanachayanont and A. Payne, "CMOS floating active inductor and its application to bandpass filter and oscillator designs," *IEE Proc. Circuits Device Syst.*, vol. 147, pp. 42-48, 2000.
- [3] B. Metin and O. Cicekoglu, "A Novel Floating Lossy Inductance Realization Topology With NICs Using Current Conveyors," *IEEE Trans. on Circ. & Syst.*, Vol. 53, no. 6, pp. 483-486, 2006.
- [4] C. Koomgaew, W. Petchmaneeumka, and V. Riewruja, "OTA-based Floating Inductance Simulator", *ICROS-SICE International Joint Conference 2009 (ICROS-SICE 2009)*, Japan, pp. 857-860, Aug. 18-21, 2009.
- [5] F. Kacar and A. Yesil, "Novel grounded parallel inductance simulators realization using a minimum number of active and passive components," *Microelectronics Journal*, vol. 41, no. 10, pp. 632-638, 2010.
- [6] W. Kiranon and P. Pawarangkoon, "Floating inductance simulation based on current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 21, pp. 1748-1749, 1997.
- [7] A. U. Keskin and E. Hangcioglu, "CDBA-based synthetic floating inductance circuits with electronic tuning properties," *ETRI J.*, vol. 27, no. 2, pp. 239-242, 2005.
- [8] P. Costas and S. Asimina, "Current amplifier based grounded and floating inductance simulators," *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, vol. 60, pp. 168-171, 2006.

- [9] S. Soclof, *Design and applications of analog integrated circuit*, Singapore: Prentice Hall Inc., 1997, pp. 464-473.
- [10] W. Surakamponorn, V. Riewruja, K. Kumwachara, C. Surawatpunya and K. Anuntahirunrat, "Temperature-Insensitive Voltage-to-Current Converter and Its Applications", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 48, No. 6, 1999.
- [11] Greeneich, E.W. 1997. *Analog Integrated Circuits*. New York. Chapman & Hall.
- [12] C. K. Benjamin, *Automatic Control Systems*, Prentice Hall Inc., NJ, USA, 1995.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวกานต์ชนก ไกรโสดา
วันเดือน ปีเกิด	27 ธันวาคม 2529
ที่อยู่	360/1 หมู่ที่ 5 ตำบลหนองจะบก อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตศรีราชา ปีการศึกษา 2553 และในปีการศึกษา 2553 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง