การออกแบบวงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF LOW-VOLTAGE CDBA USING ONLY NPN TRANSISTORS AND ITS APPLICATIONS

วิศว สว่างอารมณ์
VISAWA SAWANGAROM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2552

การออกแบบวงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน

DESIGN OF LOW-VOLTAGE CDBA USING ONLY NPN TRANSISTORS AND ITS APPLICATIONS

วิศว สว่างอารมณ์
VISAWA SAWANGAROM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2552

KMITL-2009-EN-M-080-003

DESIGN OF LOW-VOLTAGE CDBA USING ONLY NPN TRANSISTORS AND ITS APPLICATIONS

VISAWA SAWANGAROM

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL SYSTEM ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2009
KMITL-2009-EN-M-080-003

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน

Thesis Title Design of Low-Voltage CDBA using only NPN Transistors and its Applications

นักศึกษา นายวิศว สว่างอารมณ์

รหัสประจำตัว 47060556

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-080-003

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย ริ้วรุจา	
ผศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์	
รศ.ดร.ธีรศิลป์ ทุมวิภาต	
ดร.นพดล มณีรัตน์	
รศ.ดร.วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 8 มกราคม พ.ศ. 2552 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 8 มกราคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบวงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นาย วิศว สว่างอารมณ์
รหัสนักศึกษา	47060556
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การออกแบบวงจร CDBA (current differencing buffered amplifier) แรงดันไฟเลี้ยงต่ำโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN เป็นหลัก วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรสำคัญสองวงจรคือ วงจรผลต่างกระแสและวงจรตามแรงดัน ซึ่งมีคุณสมบัติเด่นที่สำคัญ คือ สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำประมาณ ±1V และมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่า 100 MHz นอกจากนี้ยังได้นำเสนอตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอก โดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรที่ออกแบบ ตลอดจนการประยุกต์ใช้งาน ในที่นี้ได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในทางทฤษฎี พร้อมทั้งทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และ ทำการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3083 ซึ่งปรากฏผลสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกัน

Thesis Title	Design of low-voltage CDBA using only NPN transistors and its application
Student	Mr. Visawa Sawangarom
Student ID.	47060556
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsrirat

ABSTRACT

The design of the low-voltage current differencing buffered amplifiers (CDBA) using NPN transistors is described in this thesis. The proposed CDBA is a synthesis of the current differencing circuit and voltage follower, which can operate at a high frequency region of about 100 MHz with the minimum supply voltage of ±1V. As application examples, the realizations of analog signal processing circuits using the proposed CDBA as an active element are also given. To confirm the theoretical analysis, the characteristics of the proposed CDTA and its applications are studied through PSPICE simulations and also experimentally confirmed using IC CA3083.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี โดยผู้มีพระคุณให้ความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ สำหรับคำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาต่าง ๆ อย่างเต็มที่ ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งผู้เขียนได้รับความรู้ความสามารถในการเป็นนักวิจัยที่ดี รวมทั้งแนวทางในการดำเนินชีวิต ซึ่งเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียนในการใช้ชีวิตเพื่อเป็นคนดีในสังคม ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง รองศาสตราจารย์ ดร.ธีรศิลป์ ทุมวิภาต และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวณิชย์ ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้การสนับสนุน ให้คำปรึกษาและแก้ไข ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่า ทั้งข้อคิดในการทำงานและข้อคิดในการใช้ชีวิตที่ได้จากการทำงานวิจัยร่วมกัน

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ริ้วรุจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้กรุณาเอื้อเฟื้อให้ใช้สถานที่ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ ทุนพัฒนากลุ่มวิจัยโครงการเครือข่ายเชิงกลยุทธ์เพื่อการผลิตและพัฒนาอาจารย์ในสถาบันอุดมศึกษาปี 2549 กลุ่มวิจัยด้านไมโครอิเล็คโทรนิกส์การสื่อสาร (CHE-RG-01A) จากสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) กระทรวงศึกษาธิการ

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

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและนำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจนทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณพ่อธำรงค์ชัย คุณแม่ วรรณี คุณปู่เฉลี่ย คุณย่าสุทิน สว่างอารมณ์ และนางสาวอุบลลักษณ์ เพ็ญพัธนกุล ตลอดจนญาติพี่น้องที่คอยสนับสนุนดูแลให้กำลังใจและความห่วงใยในการศึกษาและในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ, พี่ๆ และน้องๆ ที่ห้อง 420/1 ตึก B, และ สำนักงานสารนิเทศและประชาสัมพันธ์ ที่ได้ร่วมกันแลกเปลี่ยนประสบการณ์ต่างๆ ช่วยเหลือให้คำปรึกษาแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในทุกๆเรื่อง กระตุ้นไม่ให้ผู้เขียนเกิดความขี้เกียจ และความสัมพันธ์อันดีที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

วิศว สว่างอารมณ์

สารบัญ

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

สารบัญรูป (ต่อ)

สารบัญตาราง

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันวงจรที่ทำงานในรูปแบบของกระแส (current-mode circuit) ได้เข้ามามีบทบาทอย่างมากในด้านการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอก เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นและน่าสนใจเหนือกว่าวงจรที่ทำงานในรูปของแรงดัน (voltage-mode circuit) หลายประการ อาทิเช่น มีแบนด์วิดกว้าง (wide bandwidth) ให้ผลตอบสนองทางความถี่สูง (high frequency response) ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ (low-voltage operation) นอกจากนี้ในการลบสัญญาณกระแส หรือ การรวมสัญญาณกระแส ยังสามารถกระทำการออกแบบวงจรได้โดยง่าย [1]-[2] ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้แนวทางการวิจัยพัฒนาออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอกในโหมดกระแสได้รับความนิยมและพัฒนาขึ้นเป็นลำดับ และเมื่อไม่นานมานี้ A.Car และ S.Ozoguz ได้นำเสนอบล็อกอุปกรณ์แอคทีฟแบบใหม่เรียกว่าวงจร current differencing buffered amplifier หรือ วงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [3] ซึ่งประกอบด้วย วงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) กับวงจรตามแรงดัน (voltage follower) จึงมีความเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในด้านความถี่สูง และปราศจากผลกระทบเนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าแฝง (stray capacitance) [4] จากเหตุผลดังกล่าวในข้างต้นจึงได้มีการพัฒนาและนำเสนอการออกแบบวงจรแอนะลอกฟังก์ชันโดยใช้วงจร CDBA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลักมากขึ้นเป็นลำดับ [5]-[14] แต่อย่างไรก็ตามจากการติดตามผลงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบวงจร CDBA ที่เคยมีผู้นำเสนอมาก่อนหน้านี้พบว่ายังคงใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่สูง [6]-[8] ถึงแม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจร CDBA แบบใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำอยู่บ้าง [12] แต่ก็ยังพบว่าวงจรดังกล่าวยังใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN และ PNP ร่วมกันในการออกแบบวงจร [11]-[12] ซึ่งทำให้เกิดขีดจำกัดของความถี่ปฏิบัติงานของวงจรอันเนื่องมาจากโพลโดมิแนนซ์ (dominant pole) ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ในวงจร

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจร CDBA ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว [15] เพื่อลดผลกระทบเนื่องจากข้อจำกัดด้านความถี่ปฏิบัติงานของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และยังสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำประมาณ $\pm 1V$ จากคุณสมบัติเด่นดังกล่าวจึงเป็นแนวคิดที่น่าสนใจในการนำวงจร CDBA ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์และออกแบบ วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสหลายฟังก์ชันแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต (single-input three-output current-mode universal filter) และวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสหลายฟังก์ชันแบบสามอินพุต

2) ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งใช้จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเดิม ทั้งยังสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกรูปแบบโดยปราศจากการปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร [15]-[16]

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท และภาคผนวก 7 ภาค ด้วยกันคือ

บทที่ 1 บทนำ เป็นการกล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์การนำเสนอหลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราทิก (biquadratic function)

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึง คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDBA และวงจร CDBA ที่นำเสนอ ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรผลต่างกระแส และวงจรตามแรงดัน รวมทั้งวิเคราะห์ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส และแรงดันของวงจร สมรรถนะทางความถี่ของวงจร และผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้ ไอซี เบอร์ CA3083

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึง วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต และ แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์หลัก การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจร CDBA และผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ

ส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก แสดงการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต และเอาต์พุตของวงจร CDBA

ภาคผนวก ข แสดงการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส และฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร CDBA

ภาคผนวก ค แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA

บทที่ 2
หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

2.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณ (filter) เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญวงจรหนึ่งในทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่าง ๆ มากมาย และเป็นองค์ประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่าง ๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง (boardcasting system) ระบบดาวเทียมสื่อสาร (satellite systems) เป็นต้น วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ได้ 2 แบบ แบบแรกจะเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณดิจิตอล (digital filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณดิจิตอล (digital signal) หรือสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrate-time signal) และวงจรกรองสัญญาณแบบที่สองคือ วงจรกรองสัญญาณแอนะลอก (analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองสัญญาณที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time signal) โดยวงจรกรองสัญญาณแอนะลอกยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ได้อีกสองประเภท คือ วงจรกรองสัญญาณที่สังเคราะห์และออกแบบโดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟเป็นหลัก เช่น ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ (passive filter) และวงจรกรองสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ หรือ ออปแอมป์ ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ตัวต้านทานซึ่งเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟ (active filter) ข้อดีของวงจรกรองสัญญาณแอคทีฟเมื่อเทียบกับวงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ สรุปได้พอสังเขปดังนี้ วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟปราศจากผลกระทบเนื่องจากการดึงกระแส (no loading effects) ของวงจรที่ต่อคาสเคดกัน การปรับแต่งอัตราขยายดีซี และความถี่คัทออฟ สามารถทำได้สะดวกและมีความยืดหยุ่นกว่าวงจรกรองสัญญาณพาสซีฟ นอกจากนี้การออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเพื่อสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณ (filtering function) ก็สามารถกระทำได้ง่ายกว่าการออกแบบวงจรด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ ในปัจจุบันอุปกรณ์จำพวกแอคทีฟ (active elements) นิยมสร้างอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม จึงทำให้ผลการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่ได้นั้นมีขนาดเล็กและมีราคาที่ถูกลงด้วย

ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิก (biquadratic filter function) เพื่อเป็นพื้นฐานในการนำไปออกแบบสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอมาเป็นอุปกรณ์หลัก

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ

ระบบของวงจรกรองสัญญาณ [35] แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยที่ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุต $y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต และ $h(t)$ คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลซ์ (impulse response) ของระบบ ถ้าพิจารณาวงจรกรองสัญญาณที่มีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้น (linear) และระบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant) สามารถเขียนความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปสมการของระบบได้ดังนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \tag{2.1}$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (2.1) จะได้ผลของการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \tag{2.2}$$

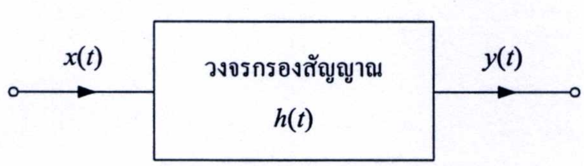
โดยที่ $Y(s)$, $X(s)$ และ $H(s)$ คือผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$, $x(t)$ และ $h(t)$ ตามลำดับ เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (2.2) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปของขนาดและเฟสได้ดังนี้คือ

$$|Y(j\omega)| = |H(j\omega)||X(j\omega)| \tag{2.3}$$

และ

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \tag{2.4}$$

โดยที่ $\phi_{Y(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $Y(j\omega)$ $\phi_{H(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\phi_{X(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $X(j\omega)$ ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 ระบบของวงจรกรองสัญญาณ

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองสัญญาณนั้นคือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัดก็คือ ในการรับสัญญาณวิทยุซึ่งสัญญาณที่

ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุก ๆ สถานีที่ทำการกระจายเสียง รวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะที่ทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้นจะทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการรับฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออกให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (2.3) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณอินพุตกับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (frequency response function) ของวงจรกรองสัญญาณ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาด (magnitude function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{s1} และ ω_{s2} ก็แสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าขนาดเท่ากับศูนย์ ไม่ว่าสัญญาณอินพุตเข้านั้นจะมีค่าเท่าไรอยู่ในช่วง $(\omega_{s1}.\omega_{s2})$ ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่ $(\omega_{s1}.\omega_{s2})$ จะเรียกว่า แถบหยุด (stopband) ของวงจร $H(j\omega)$ ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{p1} และ ω_{p2} ก็จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (2.3) ในช่วงความถี่ $(\omega_{p1}.\omega_{p2})$ ซึ่งความถี่นี้เรียกว่า แถบผ่าน (passband) ของวงจร $H(j\omega)$

จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงของแถบความถี่ที่แตกต่างกันของวงจร ทำให้วงจรกรองสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 5 แบบตามคุณลักษณะของผลการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรดังนี้คือ

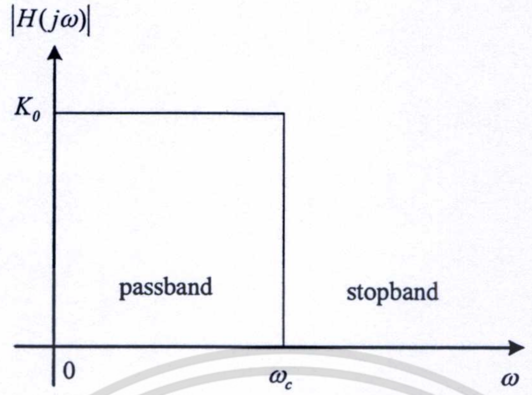
1) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass filter, LP)
2) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง (highpass filter, HP)
3) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ (bandpass filter, BP)
4) วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ (bandstop filter, BS)
5) วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ (allpass filter, AP)

เพื่อสะดวกในการอธิบายจึงขอสมมุติให้วงจรกรองสัญญาณที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้นั้นเป็นวงจรกรองสัญญาณในเชิงอุดมคติ นั่นคือ การตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้นและค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจรและให้การสูญเสียในแถบหยุดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ $(|H(j\omega)| = 0)$

2.2.1 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency, ω_c) นั่นคือ $\omega_{p1} = 0$ และ $\omega_{p2} = \omega_c$ ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้

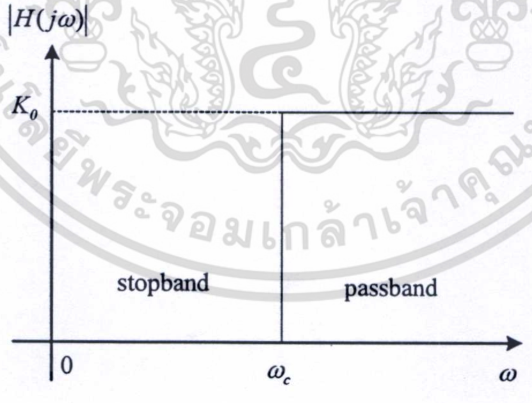
ช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_c ดังนั้นการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ

2.2.2 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงเป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่หยุดอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง ω_c ในขณะที่วงจรยอมให้ช่วงความถี่ที่สูงกว่า ω_c ผ่านไปได้ ดังนั้นการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูงในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.3

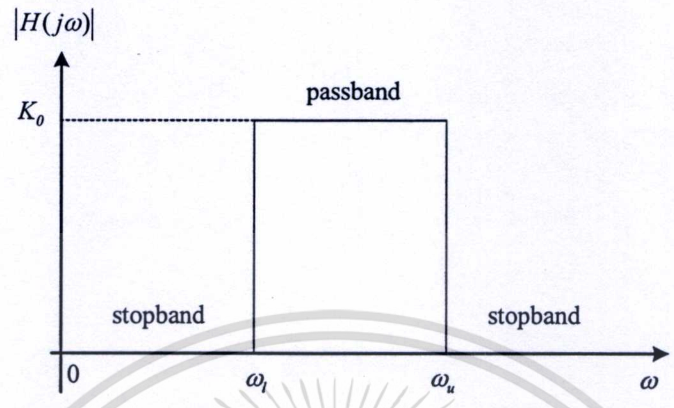


รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่แบบอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง

2.2.3 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่ คือ ω_l และ ω_u $(\omega_u > \omega_l)$ ในขณะที่แถบหยุดของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วง

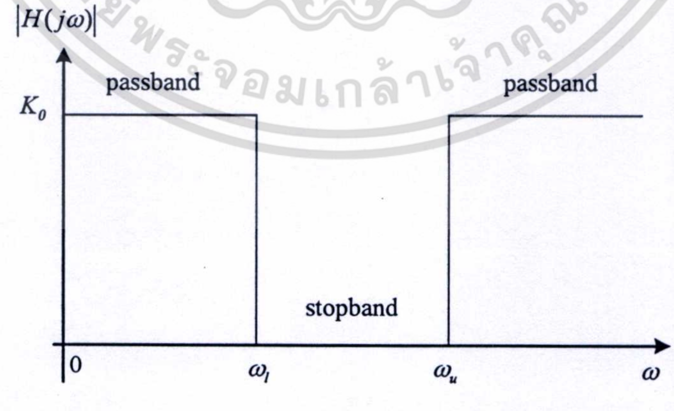
ระหว่างความถี่ที่สูงกว่าคัทออฟ ω_u ดังนั้นการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่

2.2.4 วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่

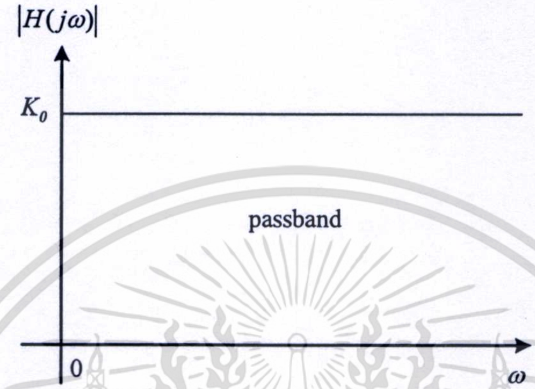
วงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่มีแถบความถี่หยุดของวงจรอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่ คือ ω_l และ ω_u $(\omega_u > \omega_l)$ ในขณะที่แถบผ่านของวงจรจะมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงระหว่างความถี่ที่สูงกว่าคัทออฟ ω_u ดังนั้นการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่แบบอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณแบบจำกัดแถบความถี่

2.2.5 วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่

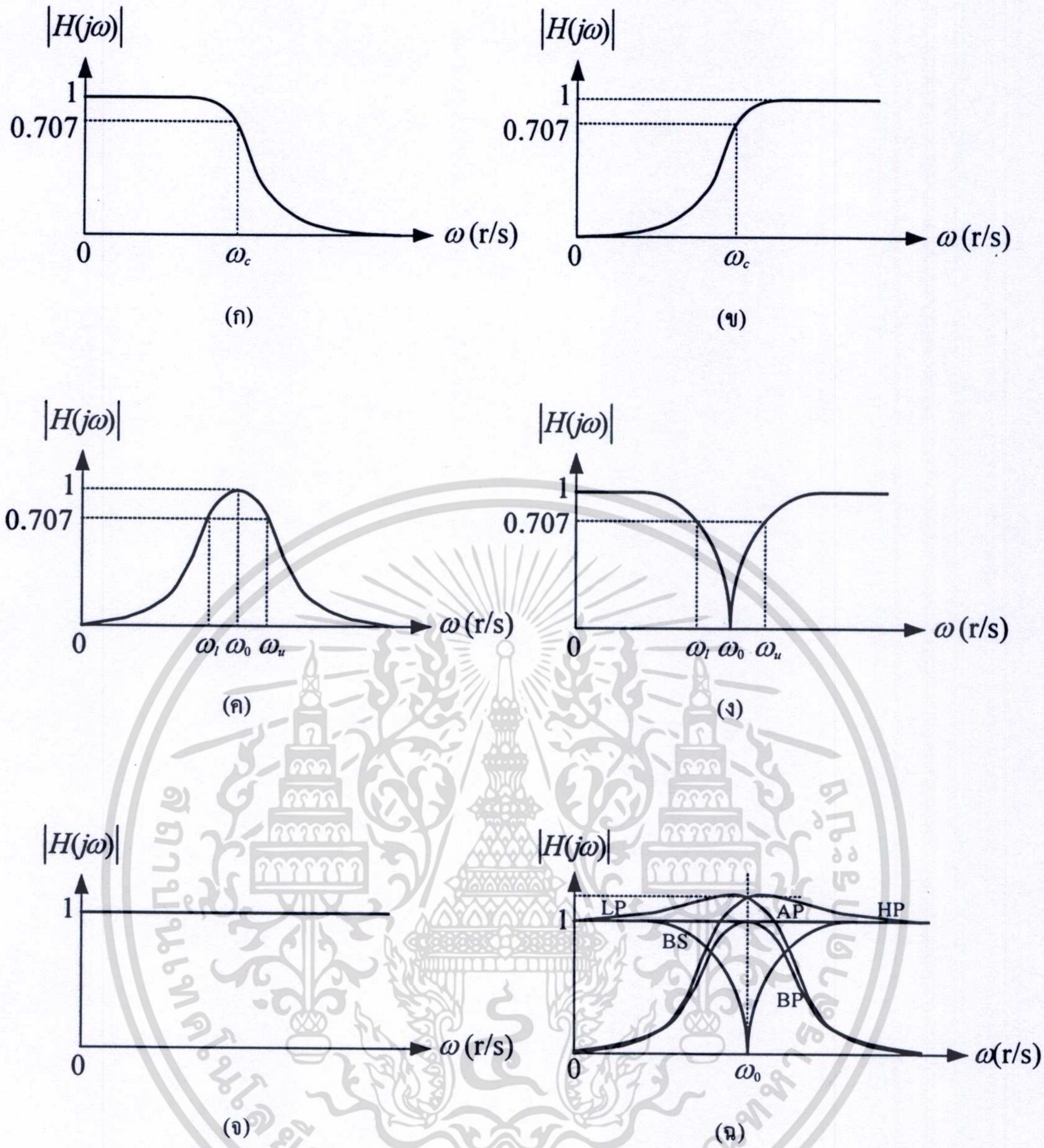
วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองสัญญาณที่ยอมให้ทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ ดังนั้นการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ในแบบอุดมคตินั้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่แบบอุดมคติของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองสัญญาณที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้น ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นค่าความถี่คัทออฟจะเป็นค่าความถี่ที่ขนาดของสัญญาณมีค่าประมาณ 0.707 เท่าของค่าขนาดสูงสุดของวงจรหรือประมาณ -3 dB วงจรทางปฏิบัติเบื้องต้นแบบง่าย ๆ คือ วงจรกรองสัญญาณชนิดที่เรียกว่า วงจรกรองสัญญาณแบบ ไบควอดราทิกซึ่งคุณสมบัติของวงจรนั้นมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

รูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นผลตอบสนองความถี่ในทางปฏิบัติของวงจรกรองสัญญาณทั้งห้าแบบ โดยความถี่คัทออฟ ก็คือ ความถี่ที่ทำให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 70.7% (หรือประมาณ –3dB) รูปแบบของการเปลี่ยนจากแถบผ่านไปยังแถบหยุดหรือจากแถบหยุดไปยังแถบผ่านก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่เรียกว่า อัตราการลดลงอย่างราบรื่น (roll-off rate หรือ fall-off rate) ถ้าทำการพล็อตความถี่บนสเกนลอการิทึม วิธีการพล็อตดังกล่าวเรียกว่า การพล็อตโบด (Bode plot) และวัดความชันของเส้นกำกับ (asymptotic slope) หรืออัตราการลดลงหรือเพิ่มขึ้นเท่ากับ ±20 dB/decade (-20 dB/decade หมายถึงอัตราขยายลดลง 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า ทำนองเดียวกัน กรณี +20 dB/decade หมายถึงอัตราขยายเพิ่มขึ้น 20 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า)



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ในทางปฏิบัติของวงจรกรองสัญญาณ

(ก) แบบกรองผ่านความถี่ต่ำ

(ข) แบบกรองผ่านความถี่สูง

(ค) แบบกรองผ่านแถบความถี่

(ง) แบบตัดแถบความถี่

(จ) แบบกรองผ่านทุกความถี่

(ฉ) ผลตอบสนองรวมทุกฟังก์ชัน

2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราทิก

สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนของการกรองสัญญาณความถี่แบบไบควอดราทิกนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานดังนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{k_2 s^2 + k_1\left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + k_0\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \tag{2.5}$$

โดยที่ ω_0 คือ ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) หรือ ความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular) Q คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor) K คือ อัตราขยายสัญญาณไฟตรง (dc gain) และ k_0, k_1, k_2 คือ ค่าคงที่ มีค่าเท่ากับ ±1 หรือ 0

จากสมการที่ (2.5) จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ k_0 , k_1 และ k_2 คือ เงื่อนไขในการกำหนดฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งเป็นไปได้ห้ารูปแบบดังนี้คือ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบกรองผ่านความถี่สูง แบบกรองผ่านแถบความถี่ แบบตัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบต่าง ๆ ดังกล่าวนั้นมีลำดับดังต่อไปนี้คือ

เมื่อ $k_0 = 1$ และ $k_1 = k_2 = 0$ ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราทิกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{\omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \tag{2.6}$$

เมื่อ $k_2 = 1$ และ $k_0 = k_1 = 0$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราทิกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่สูง จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K\frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \tag{2.7}$$

เมื่อ $k_1 = 1$ และ $k_0 = k_2 = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราทิกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านแถบความถี่ มีรูปแบบดังนี้ คือ

$$H(s)=K\frac{\left(\dfrac{\omega_0}{Q}\right)s}{s^2+\left(\dfrac{\omega_0}{Q}\right)s+\omega_0^2} \tag{2.8}$$

เมื่อ $k_1 = 0$ และ $k_0 = k_2 = 1$ สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราทิกของวงจรกรองสัญญาณแบบตัดแถบความถี่ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s)=K\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+\left(\dfrac{\omega_0}{Q}\right)s+\omega_0^2} \tag{2.9}$$

เมื่อ $k_1 = -1$ และ $k_0 = k_2 = 1$ สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนไบควอดราทิกของวงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านทุกความถี่ จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s)=K\frac{s^2-\left(\dfrac{\omega_0}{Q}\right)s+\omega_0^2}{s^2+\left(\dfrac{\omega_0}{Q}\right)s+\omega_0^2} \tag{2.10}$$

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณ และรูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบแอนะลอกที่มีรูปแบบของฟังก์ชันแบบไบควอดราทิก ประกอบไปด้วยฟังก์ชันกรองสัญญาณชนิดต่าง ๆ คือ วงจรกรองสัญญาณแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ แบบจำกัดแถบความถี่ และแบบกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้นำหลักการพื้นฐานดังกล่าวไปออกแบบและสังเคราะห์เป็นวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่มีคุณสมบัติที่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันได้พร้อมกันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในบทถัดไป

บทที่ 3

วงจร CDBA โดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN

3.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอกโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active device) ได้มีผู้ให้ความสนใจกันอย่างแพร่หลายและคิดค้นพัฒนามาอย่างต่อเนื่อง อาทิเช่น วงจรสายพานกระแส (current conveyor, CC) วงจรตามกระแส (current follower, CF) โดยมีการออกแบบพัฒนาและตลอดจนการนำไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) วงจรกรองสัญญาณ (filter) และวงจรขยายสัญญาณ (amplifier) เป็นต้น โดยแต่ละวงจรต่างก็มีข้อดีข้อด้อยที่ต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการพัฒนาออกแบบอุปกรณ์แอคทีฟขึ้นมาใหม่ ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีข้อด้อยให้น้อยที่สุด โดยทั่วไปมักออกแบบวงจรให้มีค่ากำลังสูญเสียต่ำ สามารถทำงานได้ที่ความถี่ปฏิบัติงานสูง ลดจำนวนอุปกรณ์ ซึ่งเป็นแนวทางวิจัยที่มีความสำคัญและน่าสนใจเป็นอย่างมากสำหรับการพัฒนาออกแบบวงจรรวม และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแนวใหม่ชื่อว่าวงจร "current differencing buffered amplifier" หรือวงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [1] ซึ่งได้รับความสนใจและมีการนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะลอก โดยวงจร CDBA นั้นประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วนคือ วงจรผลต่างกระแส (current differencing circui) และวงจรตามแรงดัน (voltage follower) ที่มีอัตราการขยายเท่ากับหนึ่ง ซึ่งพบว่ายังคงใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่สูง [4]-[5] และใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP ร่วมกันในการออกแบบวงจร [7]-[8] ทำให้เกิดขีดจำกัดของความถี่ปฏิบัติงานของวงจรอันเนื่องมาจากโพลโดมิแนนซ์ (dominant pole) ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ในวงจร

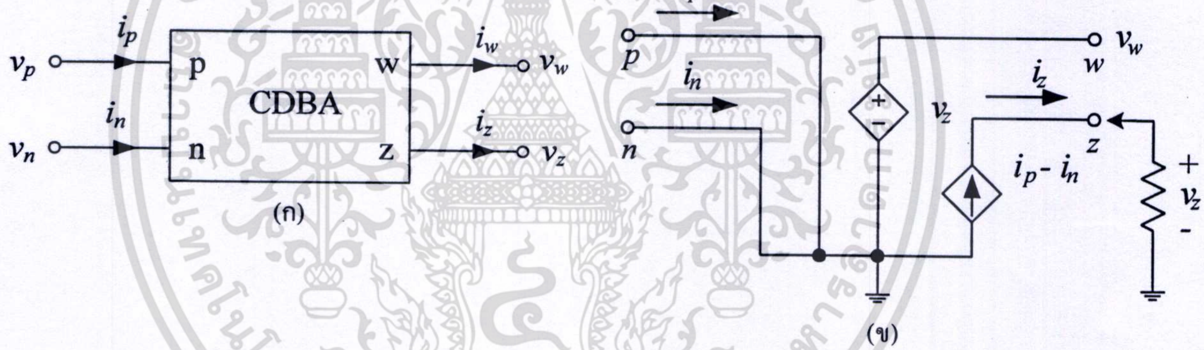
ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอแนวทางการออกแบบและสังเคราะห์วงจร CDBA ภายใต้หลักการวงจรรวมโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN เป็นอุปกรณ์หลัก โดยมีจุดมุ่งหมายหลักเพื่อลดผลกระทบเนื่องจากโพลโดมิแนนซ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ทำให้ขีดจำกัดความถี่ปฏิบัติงานของวงจรสูงขึ้น และยังสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำประมาณ ± 1V คุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่นำเสนอได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และยืนยันด้วยผลการต่อวงจรทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ CA3083

3.2 คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDBA

วงจร CDBA เป็นวงจรบล็อกแอคทีฟแบบสี่ขั้ว ซึ่งมีสัญลักษณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.1(ก) โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$v_p = 0,\ v_n = 0,\ i_z = i_p - i_n \text{ และ } v_w = v_z \tag{3.1}$$

สมการที่ (3.1) แสดงให้เห็นว่า CDBA ประกอบด้วยวงจรหลักภายในที่สำคัญสองส่วน คือวงจรผลต่างกระแส และวงจรตามแรงดัน ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ด้วยวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.1(ข) เนื่องจากขั้ว p และขั้ว n รับสัญญาณอินพุตในรูปแบบของกระแส ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุตทางขั้ว p และขั้ว n จึงต้องมีค่าต่ำมากหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ในทางทฤษฎี ผลต่างของกระแสอินพุต (i_p-i_n) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันเอาต์พุต v_w โดยอิมพีแดนซ์ซึ่งต่ออยู่ที่ขั้ว z



รูปที่ 3.1 วงจร CDBA
(ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล

3.3 กลุ่มวงจรย่อย

จากคุณสมบัติการทำงานพื้นฐานของวงจร CDBA ที่ได้อธิบายถึงในข้างต้นนั้น ประกอบด้วยวงจรย่อยที่สำคัญสองส่วน คือวงจรผลต่างกระแสที่มีอัตราการขยายผลต่างกระแสเท่ากับหนึ่ง และวงจรตามแรงดัน ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอกล่าวถึงรายละเอียดและคุณสมบัติในการทำงานของวงจรย่อยทั้งสองเป็นลำดับแรกเสียก่อนดังนี้

3.3.1 วงจรผลต่างกระแส

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภาคอินพุตของวงจรผลต่างกระแสที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก [17] โดยมี V_{B1} และ I_{B1} คือแรงดันไบอัสและกระแสไบอัสของวงจร ตามลำดับ หากประมาณค่าให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการและไม่คำนึงถึงกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ แล้วจะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$i_{in} = i_e + \beta_2 i_e \tag{3.2}$$

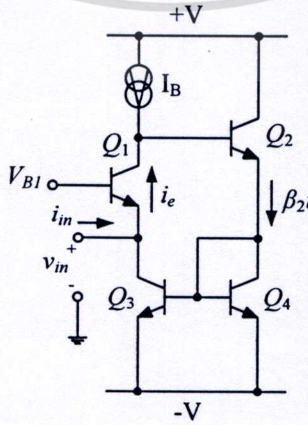
และ

$$v_{in} = r_{e1} i_e \tag{3.3}$$

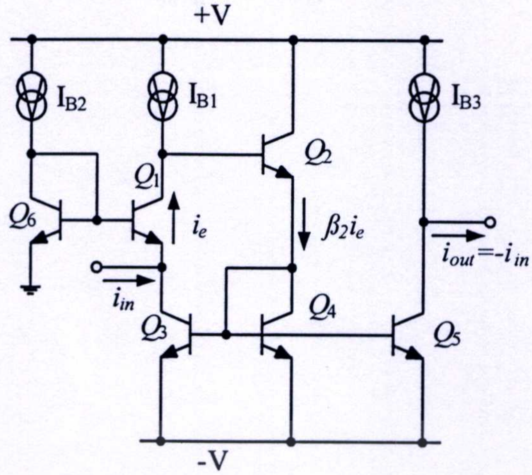
เมื่อ β_2 อัตราขยายกระแสแบบอีมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ Q_2 จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.2) และ (3.3) ทำให้ได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจร r_{in} มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก1]

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \cong \frac{r_{e1}}{\beta_2} \tag{3.4}$$

โดยที่ r_{e1} คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์ (emitter resistance) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งกำหนดโดย $r_{e1} = V_T/I_{B1}$ และ V_T คือ ค่าแรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิ 27°C จากสมการที่ (3.4) แสดงให้เห็นว่าด้วยคุณสมบัติของการป้อนกลับแบบลบที่มีแฟคเตอร์ป้อนกลับเท่ากับ β_2 เป็นผลให้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าต่ำมาก ดังนั้นในการออกแบบวงจรผลต่างกระแสซึ่งต้องมีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมากจึงได้นำวงจรในรูปที่ 3.2 ทำหน้าที่เป็นวงจรส่วนหน้าเพื่อรับสัญญาณอินพุตกระแส



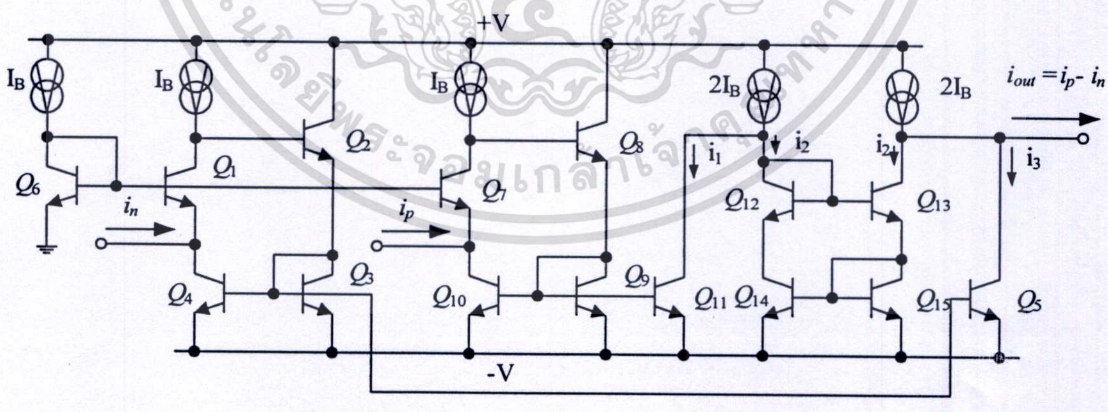
รูปที่ 3.2 วงจรภาคอินพุตที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก



รูปที่ 3.3 วงจรตามกระแส

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรตามกระแส (current follower) ซึ่งพัฒนามาจากวงจรภาคอินพุตในรูปที่ 3.2 โดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์ Q_6 และแหล่งจ่ายกระแส I_{B2} ทำหน้าที่เป็นวงจรไบอัสเพื่อทำให้แรงดันที่ขั้วอินพุตของวงจรมีค่าเป็นศูนย์โวลท์ ขณะที่วงจรสะท้อนกระแส $Q_3 - Q_5$ และแหล่งจ่ายกระแส I_{B3} จะทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสไปเป็นกระแสเอาต์พุต i_{out} ของวงจร ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_{out} = -\beta_2 i_e = -\frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} i_{in} \cong -i_{in} \qquad (3.5)$$



รูปที่ 3.4 วงจรผลต่างกระแส

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรผลต่างกระแสซึ่งประกอบไปด้วยวงจรตามกระแสดังรูปที่ 3.3 จำนวนสองวงจรคือ $Q_1 - Q_5$ และ $Q_7 - Q_{11}$ และวงจรสะท้อนกระแส $Q_{12} - Q_{15}$ ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสเพื่อทำให้เกิดผลต่างของกระแสอินพุตระหว่างอินพุตที่ป้อนเข้ามาทางขั้ว p กับขั้ว n โดยจ่ายกระแส

ไบอัสให้กับวงจรในส่วนนี้มีค่าเท่ากับ $2I_B$ ทั้งนี้เนื่องจากกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_{11} (i_1) มีค่าเท่ากับ I_B+i_p และกระแสคอลเคลเตอร์ของ Q_5 (i_3) มีค่าเท่ากับ I_B+i_n จากการกำหนดให้กระแสไบอัสของวงจรมีค่าเท่ากับ $2I_B$ จึงทำให้กระแส i_2 มีค่าเท่ากับ I_B-i_p ดังนั้นกระแสเอาต์พุตของวงจรผลต่างกระแสจึงมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_p - i_n \tag{3.6}$$

และเช่นเดียวกับสมการที่ (3.4) จะได้ค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p และขั้ว n มีค่าเท่ากับ

$$r_p = \frac{r_{e1}}{\beta_8}$$

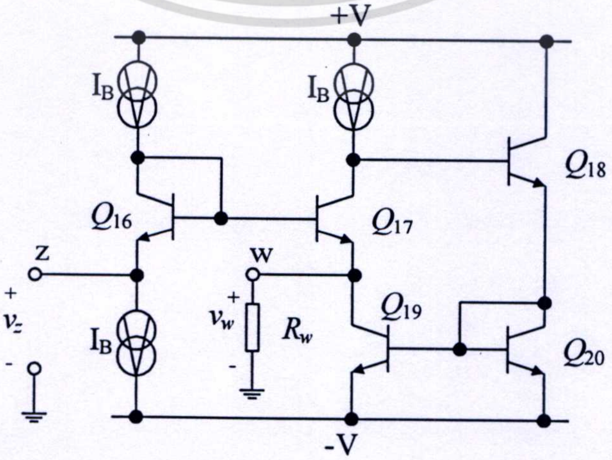
และ

$$r_n = \frac{r_{e7}}{\beta_2} \tag{3.7}$$

3.3.2 วงจรตามแรงดัน

วงจรตามแรงดันดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 ประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_{16} - Q_{20}$ ซึ่งใช้พื้นฐานวงจรภาคอินพุตที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำในรูปที่ 3.2 ทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z (v_z) ไปยังขั้ว w (v_w) โดยทำการเพิ่มการจ่ายกระแสไบอัสให้กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{16} เพื่อทำหน้าที่ยกระดับแรงดัน และจากการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่มองเข้าไปที่ขั้ว z (r_z) มีค่าประมาณ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก2]

$$r_z \cong \beta_{17}(r_{e17} + R_w\beta_{18}) \tag{3.8}$$



รูปที่ 3.5 วงจรตามแรงดัน

ในทำนองเดียวกันจากการวิเคราะห์วงจรหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว w หรือ r_w มีค่าประมาณ [ภาคผนวก ก หัวข้อ ก3]

$$r_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} \tag{3.9}$$

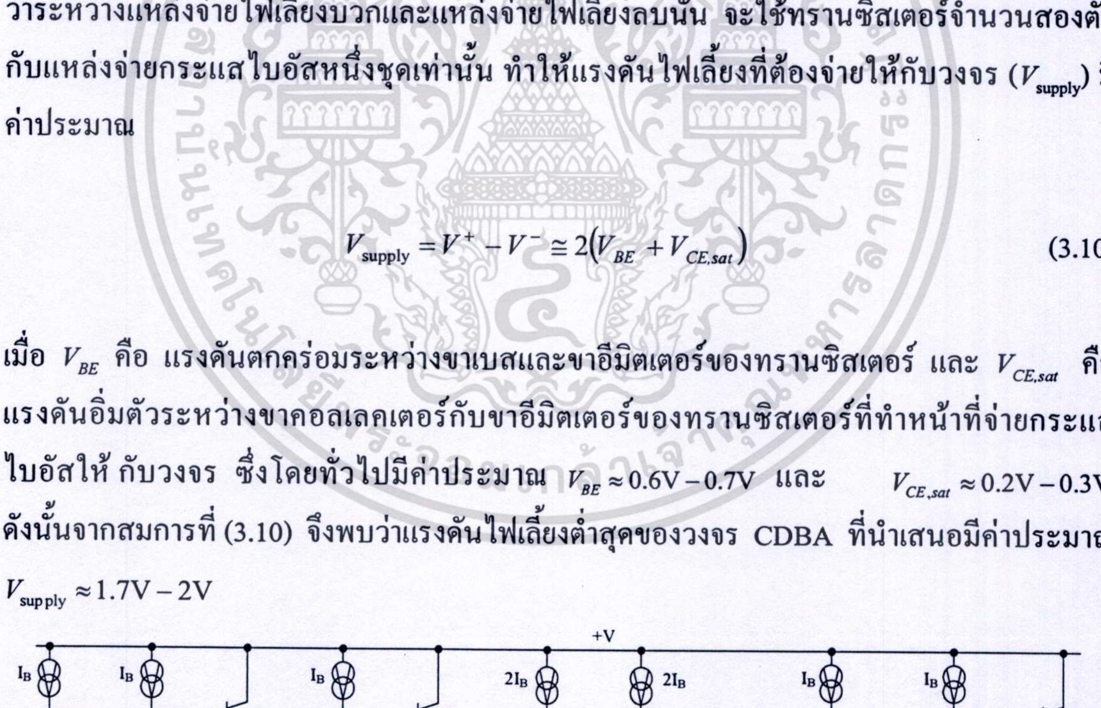
โดยที่ R_w คือตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างขั้ว w กับกราวด์ ยกตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ R_w=10 kΩ, V_T = 26 mV, I_B = 100 μA และ $\beta \approx 100$ จะได้ r_z และ r_w มีค่าประมาณ 100 MΩ และ 2.6 Ω ตามลำดับ

3.4 วงจร CDBA ที่นำเสนอ

วงจร CDBA แบบใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสในรูปที่ 3.4 และวงจรตามแรงดันในรูปที่ 3.5 จากวงจรจะสังเกตได้ว่าระหว่างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงบวกและแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงลบนั้น จะใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนสองตัวกับแหล่งจ่ายกระแสไบอัสหนึ่งชุดเท่านั้น ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงที่ต้องจ่ายให้กับวงจร (V_{supply}) มีค่าประมาณ

$$V_{\text{supply}} = V^{+} - V^{-} \cong 2\left(V_{BE} + V_{CE,sat}\right) \tag{3.10}$$

เมื่อ V_{BE} คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และ $V_{CE,sat}$ คือ แรงดันอิ่มตัวระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบอัสให้ กับวงจร ซึ่งโดยทั่วไปมีค่าประมาณ $V_{BE} \approx 0.6\text{V} - 0.7\text{V}$ และ $V_{CE,sat} \approx 0.2\text{V} - 0.3\text{V}$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) จึงพบว่าแรงดันไฟเลี้ยงต่ำสุดของวงจร CDBA ที่นำเสนอมีค่าประมาณ $V_{\text{supply}} \approx 1.7\text{V} - 2\text{V}$



รูปที่ 3.6 วงจร CDBA ที่นำเสนอ

3.4.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร

จากการวิเคราะห์วงจร CDBA ที่นำเสนอดังรูปที่ 3.6 กรณีสัญญาณขนาดเล็ก (routine small-signal circuit analysis) โดยใช้วงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย (hybrid-pi model) [18]-[19] เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรทุกตัวมีคุณสมบัติสมพงษ์กันทุกประการแล้ว จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z (i_z) กับขั้ว n (i_n) มีค่าประมาณ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข1]

$$\frac{i_z}{i_n} = \frac{H_1}{\left(1+\frac{s}{p_1}\right)\left(1+\frac{s}{p_2}\right)} \tag{3.11}$$

โดยที่

$$H_1 = -\frac{1}{1+\frac{g_\pi}{g_m}}$$

$$p_1 = \frac{g_m\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)}{C_\pi}$$

และ

$$p_2 = \frac{g_m}{2C_\pi} \tag{3.12}$$

เมื่อ g_m คือ อัตราขยายค่าความนำ, g_π คือ ค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์, C_π คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์และ C_μ คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และ หากพิจารณาสมการที่ (3.12) พบว่าจะได้ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{p1} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} = \frac{g_m\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)}{2\pi C_\pi} \tag{3.13}$$

และ

$$f_{p2} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = \frac{g_m}{4\pi C_\pi} \tag{3.14}$$

แต่โดยทั่วไปพบว่า $g_m >> g_\pi$ และ $C_\pi >> C_\mu$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.13) และสมการที่ (3.14) จะได้

$$f_{p1} >> f_{p2} \tag{3.15}$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า f_{p2} คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z กับขั้ว n (i_z/i_n)

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z (i_z) กับขั้ว p (i_p) สามารถหาความสัมพันธ์โดยประมาณเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข2]

$$\frac{i_z}{i_p} = \frac{H_2 N(s)}{\left(1+\dfrac{s}{p_9}\right)\left(1+\dfrac{s}{p_{10}}\right)} \tag{3.16}$$

โดยที่

$$H_2 = \frac{1}{1+\dfrac{g_\pi}{g_m}}$$

$$N(s) = \left(1+s\frac{C_\pi}{g_m}\right)$$

$$p_9 = \frac{3g_m + 7g_\pi}{3C_\pi}$$

และ

$$p_{10} = \frac{g_m\left(1+\dfrac{g_\pi}{g_m}\right)}{\left(1+\dfrac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \tag{3.17}$$

หากพิจารณาสมการที่ (3.17) พบว่าจะได้ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{p9} = \frac{\omega_{p9}}{2\pi} = \frac{3g_m + 7g_\pi}{2\pi(3C_\pi)} \tag{3.18}$$

และ

$$f_{p10} = \frac{\omega_{p10}}{2\pi} = \frac{g_m\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)}{2\pi\left(1+\frac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \tag{3.19}$$

ในทำนองเดียวกันเมื่ออาศัยการประมาณค่าเช่นเดียวกันกับวิธีหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (i_z/i_n) ดังนั้นจากสมการที่ (3.18) และสมการที่ (3.19) จะได้

$$f_{p9} >> f_{p10} \tag{3.20}$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า f_{p10} คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว z กับขั้ว p (i_z/i_p)

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร CDBA เมื่อมีตัวต้านทานโหลด R_w ต่ออยู่ที่ขั้ว w สามารถหาความสัมพันธ์โดยประมาณเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข3]

$$\frac{v_w}{v_z} \cong \frac{H_3 N(s)}{\left(1+\frac{s}{p_{11}}\right)\left(1+\frac{s}{p_{12}}\right)} \tag{3.21}$$

โดยที่

$$H_3 = \frac{1}{1+\frac{G_w}{g_m}}$$

เมื่อ $(G_w=1/R_w)$

$$N(s) = \left(1+\frac{sC_\pi}{g_m}\right)^2$$

$$p_{11} = \frac{g_m\left(1+\frac{2g_\pi}{g_m}\right)}{2C_\pi}$$

และ
$$p_{12} = \frac{2g_m\left(1+\frac{G_w}{g_m}\right)}{\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \tag{3.22}$$

หากพิจารณาสมการที่ (3.22) พบว่าจะได้ค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) ทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{p11} = \frac{\omega_{p11}}{2\pi} = \frac{g_m\left(1+\frac{2g_\pi}{g_m}\right)}{4\pi C_\pi} \tag{3.23}$$

และ
$$f_{p12} = \frac{\omega_{p12}}{2\pi} = \frac{g_m\left(1+\frac{G_w}{g_m}\right)}{\pi\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \tag{3.24}$$

ในทำนองเดียวกันเมื่ออาศัยการประมาณค่าเช่นเดียวกันกับวิธีหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (i_z/i_n) ดังนั้นจากสมการที่ (3.23) และสมการที่ (3.24) จะได้

$$f_{p12} >> f_{p11} \tag{3.25}$$

ทำให้สามารถสรุปได้ว่า f_{p11} คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่างขั้ว w กับขั้ว z (v_w/v_z)

เมื่อทำการเปรียบเทียบตำแหน่งความถี่ทั้งสามคือ f_{p2} จากสมการที่ (3.14) f_{p10} จากสมการที่ (3.19) และ f_{p11} จากสมการที่ (3.23) โดยอาศัยวิธีการประมาณค่าเช่นเดียวกัน ทำให้พบว่า

$$f_{p10} >> f_{p2} \tag{3.26}$$

และ
$$f_{p11} >> f_{p2} \tag{3.27}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.26) และ (3.27) จึงสามารถสรุปได้ว่าตำแหน่งโพล f_{p2} คือตำแหน่งโพลโดมิแนนซ์ (dominant pole) ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CDBA ที่นำเสนอในรูปที่ 3.6

3.4.2 ความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน

จากสมการที่ (3.11) , (3.16) และ (3.21) จะเห็นได้ว่า H_1 H_2 และ H_3 แทนถึงอัตราขยายกระแสและอัตราขยายแรงดันของวงจร CDBA ที่นำเสนอในทางทฤษฎี หากประมาณว่า $g_m >> g_\pi$ จะได้ H_1 , H_2 และ H_3 มีค่าเท่ากับ 1 แต่ในทางปฏิบัติเมื่อ g_m มีค่าไม่มากพอเมื่อเทียบกับค่า g_π แล้วผลก็คือจะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดันขึ้นในวงจร โดยที่คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร CDBA ที่นำเสนอ สามารถเขียนอธิบายได้ด้วยความสัมพันธ์รูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_p} = \frac{1}{1+\varepsilon_{ip}} \tag{3.28}$$

$$\frac{i_z}{i_n} = \frac{-1}{1+\varepsilon_{in}} \tag{3.29}$$

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{1}{1+\varepsilon_v} \tag{3.30}$$

เมื่อ ε_{ip} และ ε_{in} คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p ไปยังขั้ว z และจากขั้ว n ไปยังขั้ว z ตามลำดับ และ ε_v คือค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปขั้ว w ดังนั้นจากค่า H_1 ในสมการที่ (3.12), ค่า H_2 ในสมการที่ (3.13) และค่า H_3 ในสมการที่ (3.14) จะได้ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร CDBA ดังนี้

$$\varepsilon_{ip} \cong \varepsilon_{in} = \frac{g_\pi}{g_m} \tag{3.31}$$

$$\varepsilon_v = \frac{G_w}{g_m} \tag{3.32}$$

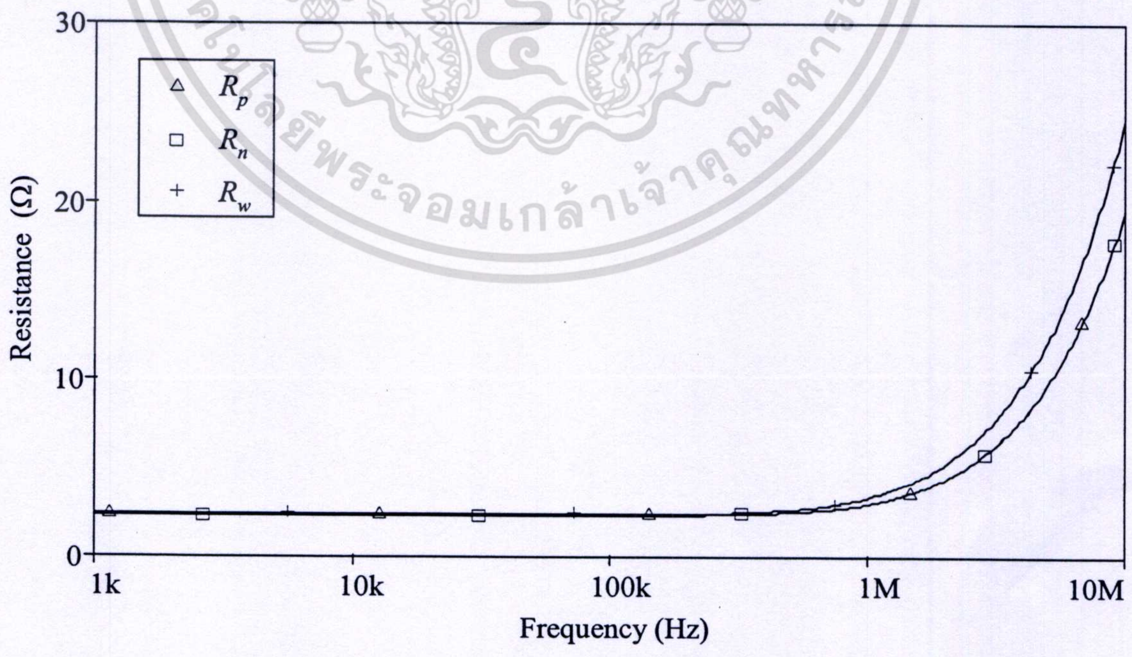
3.4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้ได้ตรวจสอบคุณสมบัติของวงจร CDBA ที่นำเสนอในรูปที่ 3.6 โดยใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [20] เมื่อจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับวงจรมีค่า ±V = ±1V , I_B = 100 μA , R_z = 1 kΩ และ R_w = 10 kΩ จากผลการจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณไฟตรงพบว่าวงจร CDBA ที่นำเสนอมี

ค่ากระแสออฟเซตสูงสุด (dc offset current) ที่ขั้ว z มีค่าประมาณ 1.515 μA และแรงดันออฟเซตสูงสุด (dc offset voltage) ที่ขั้ว w มีค่าประมาณ 0.25 μV เปรียบเทียบกับค่าทางอุดมคติ

รูปที่ 3.7 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทาน ที่ขั้ว p, n และ w (R_p, R_n และ R_w) ตามลำดับ โดยจะได้ค่าความต้านทานที่ขั้ว p และขั้ว n มีค่าประมาณ 2.35 Ω และได้ค่าความต้านทานที่ขั้ว w มีค่าประมาณ 2.43 Ω รูปที่ 3.8 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทาน R_z ที่ขั้ว z โดยจะได้ค่าความต้านทานที่ขั้ว z มีค่าประมาณ 56.84 kΩ รูปที่ 3.9 แสดง ผลการจำลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสของขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z ตามลำดับ เปรียบเทียบกับค่าในอุดมคติพบว่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณ 1.515 μA

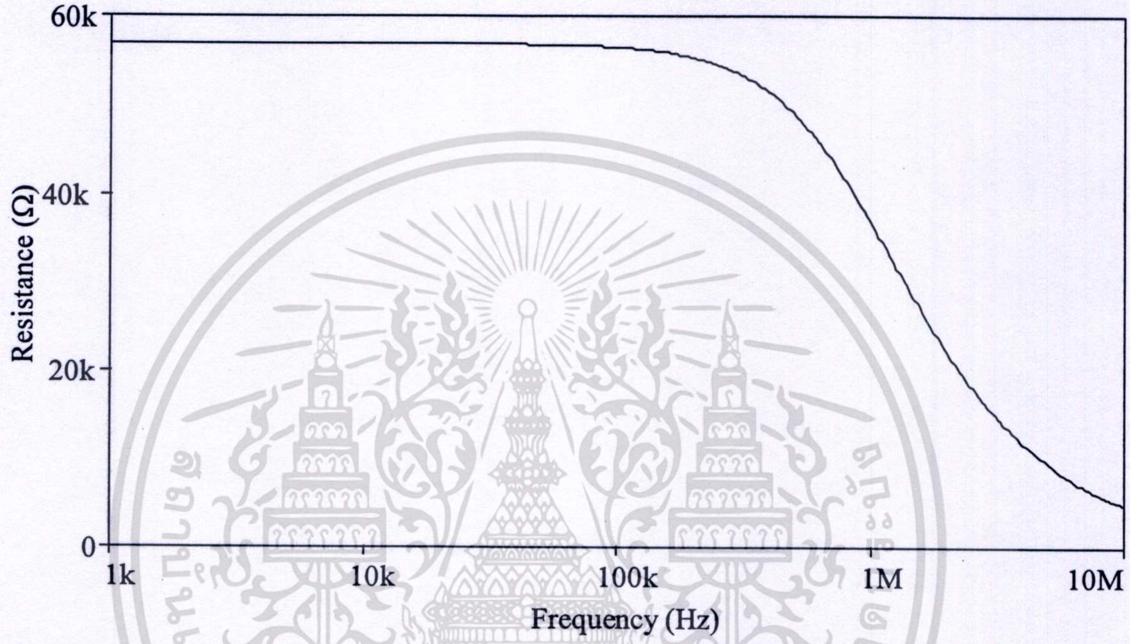
รูปที่ 3.10 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันของขั้ว z ไปยังขั้ว w เปรียบเทียบกับค่าในอุดมคติพบว่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณ 0.25 μV และมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานของวงจร (Dynamic Range) ประมาณ 0.25 mV รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสของขั้ว p ไปยังขั้ว z โดยมีการแปรค่ากระแสอินพุตที่ขั้ว n ให้มีค่า -50, -25, 0, 25, 50 μA ตามลำดับ เพื่อเป็นการยืนยันว่าผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีที่กำหนดดังสมการที่ (3.1) รูปที่ 3.12 แสดงผลการจำลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสของขั้ว n ไปยังขั้ว z โดยมีการแปรค่ากระแสอินพุตที่ขั้ว p ให้มีค่า -50, -25, 0, 25, 50 μA ตามลำดับ เพื่อเป็นการยืนยันว่าผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีที่กำหนดดังสมการที่ (3.1)



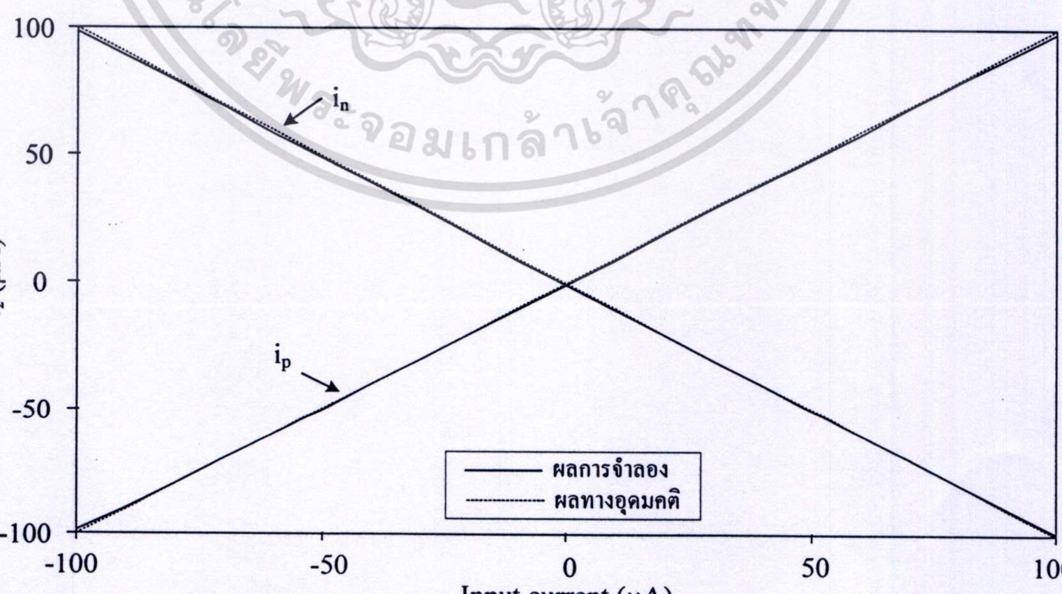
รูปที่ 3.7 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทาน

ที่ขั้ว p, n และ w (R_p, R_n และ R_w)

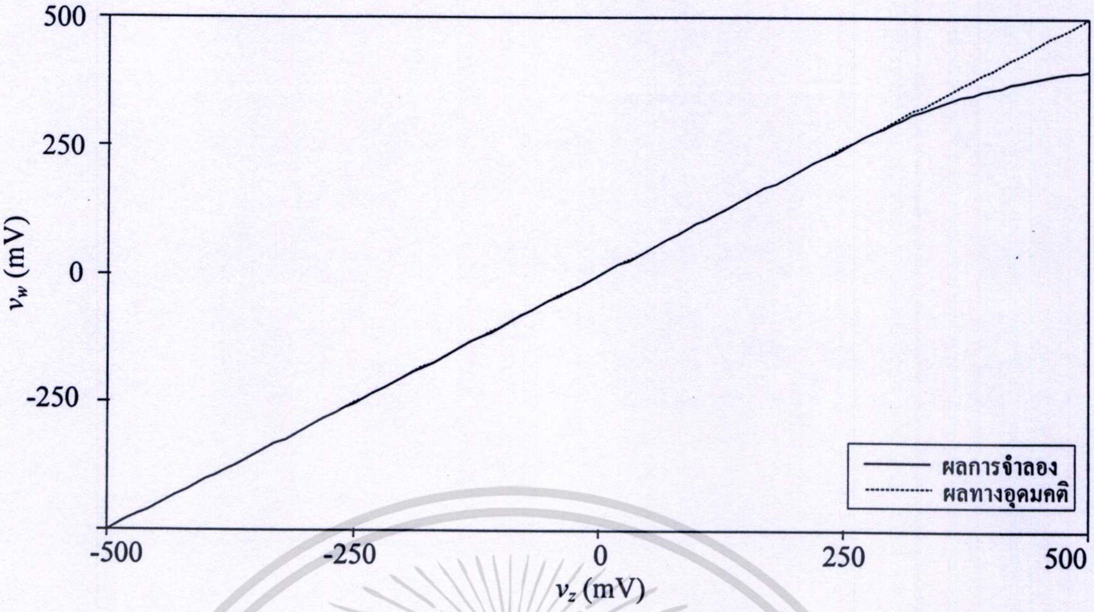
รูปที่ 3.13 แสดงให้เห็นผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านกระแส i_z/i_p และ i_z/i_n พบว่าความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ 119 MHz และ 126 MHz ตามลำดับ และรูปที่ 3.14 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดัน v_w/v_z พบว่ามีค่าความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ 214 MHz จึงส่งผลให้ได้ขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจรคือส่วนการส่งผ่านกระแส i_z/i_p ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.26) และสมการที่ (3.27)



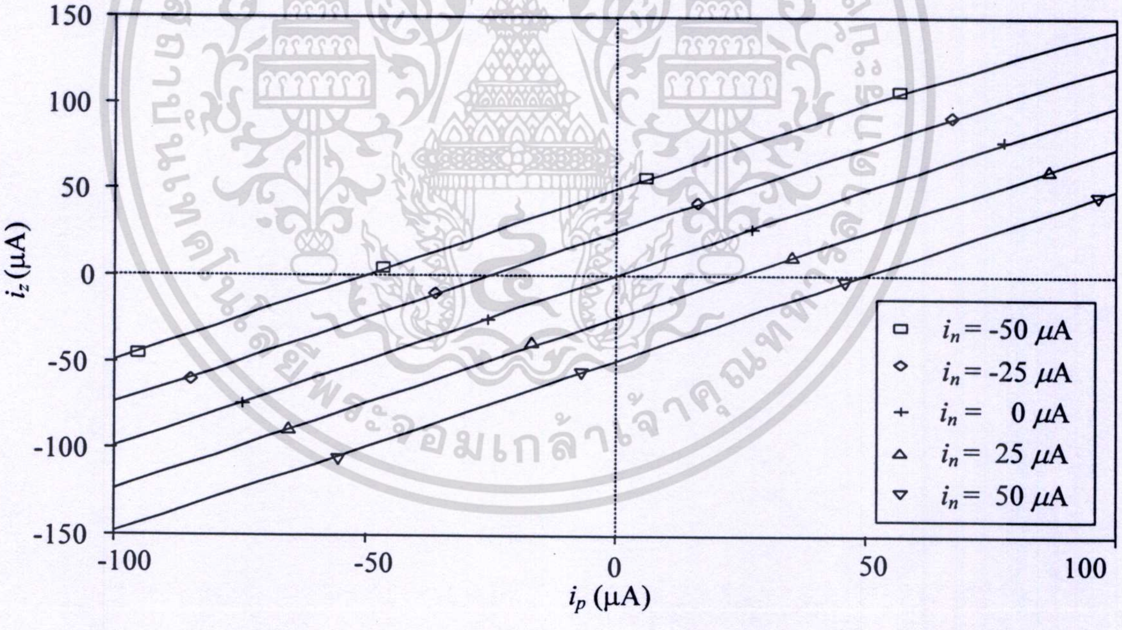
รูปที่ 3.8 ผลการจำลองตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานที่ขั้ว z (R_z)



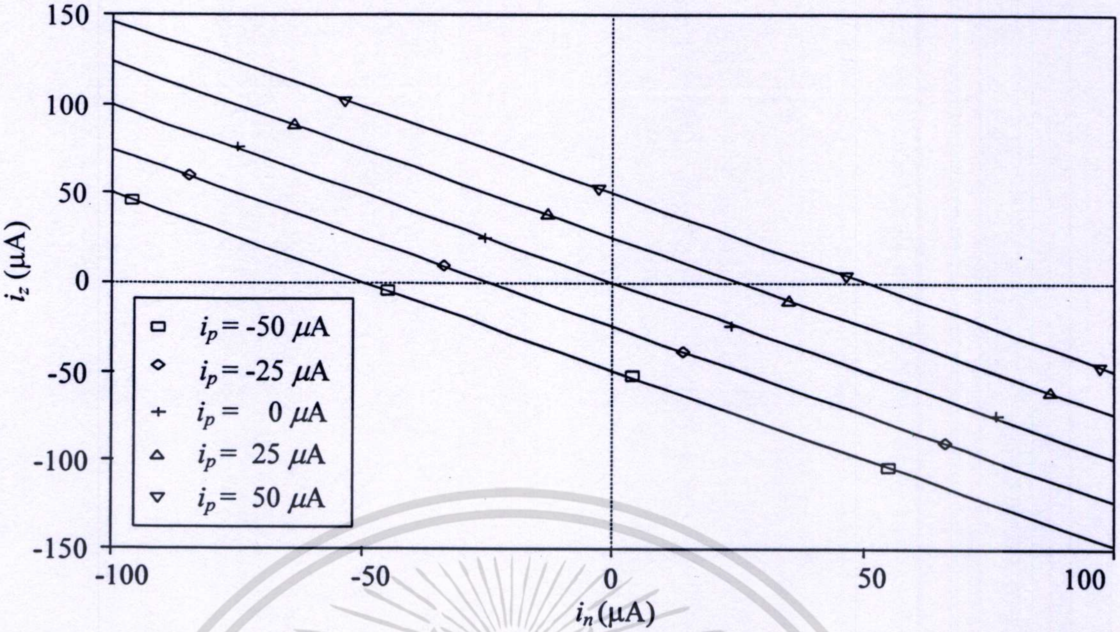
รูปที่ 3.9 ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p (i_p) และ n (i_n) ไปยังขั้ว z (i_z)



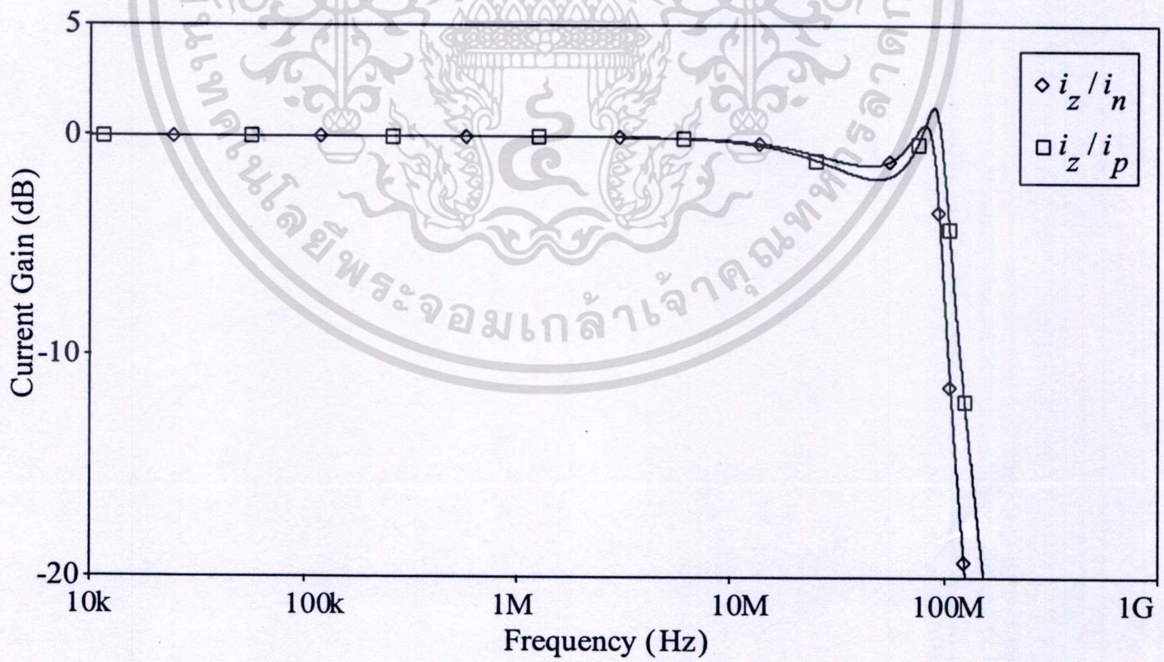
รูปที่ 3.10 ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z (v_z) ไปยังขั้ว w (v_w)



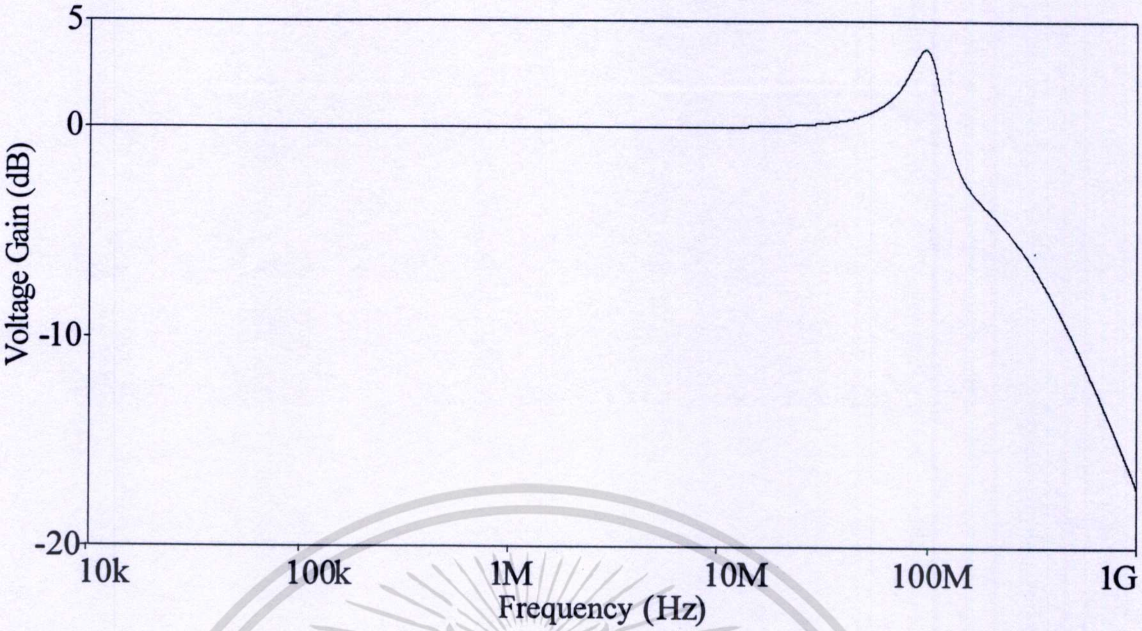
รูปที่ 3.11 ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p (i_p) ไปยังขั้ว z (i_z) เมื่อทำการแปรค่ากระแสที่ขั้ว n (i_n)



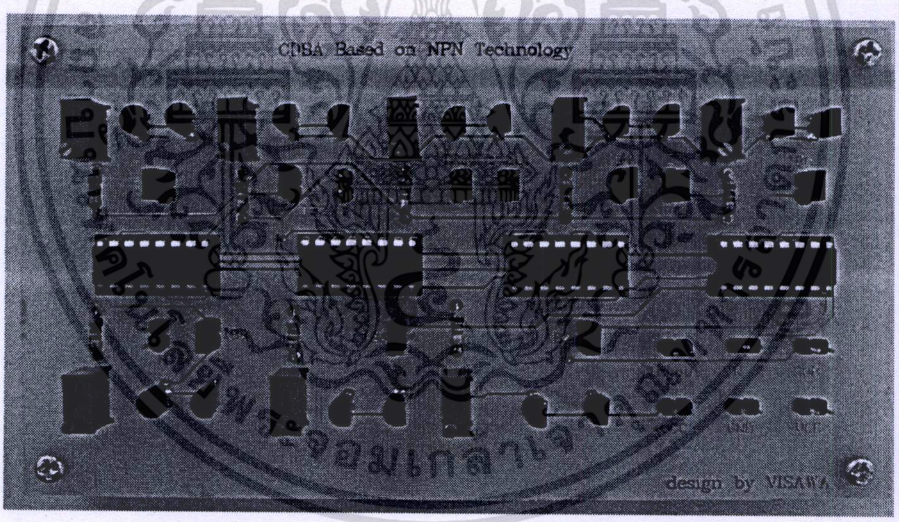
รูปที่ 3.12 ผลการจำลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว n (i_n) ไปยังขั้ว z (i_z) เมื่อทำการแปรค่ากระแสที่ขั้ว p (i_p)



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านกระแส i_z/i_n และ i_z/i_p



รูปที่ 3.14 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดัน v_w/v_z



รูปที่ 3.15 ภาพถ่ายวงจร CDBA ที่นำเสนอที่ใช้ในการต่อทดลองจริง

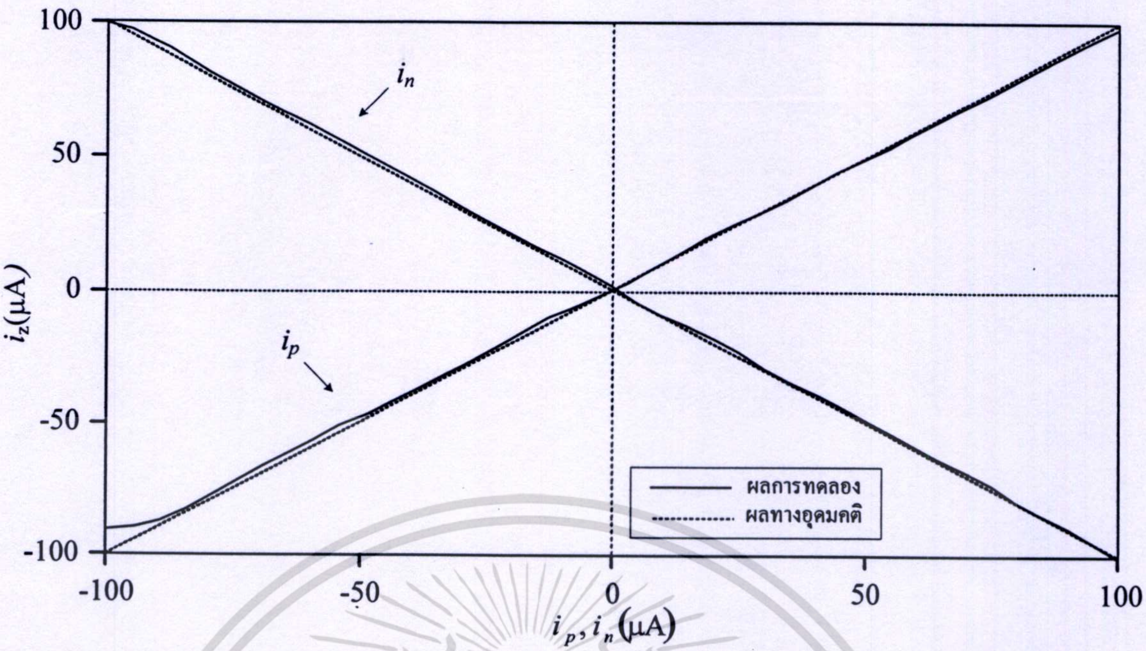
3.4.4 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจร CDBA ที่นำเสนอในรูปที่ 3.6 มีคุณสมบัติที่สอดคล้องกับทฤษฎีและการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ที่นำเสนอผ่านมานั้น จึงได้ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.6 และทดสอบการทำงานของวงจร CDBA ที่นำเสนอ โดยใช้ไอซีเบอร์ CA3083 [ภาคผนวก ช] ซึ่งภายในเป็นทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ชนิด NPN ต่อร่วมกันอยู่ เมื่อกำหนดให้ +V =-V = 1V และ I_B = 100 μA ซึ่งวงจรที่ทำการต่อเพื่อทำการทดลองจริงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.15

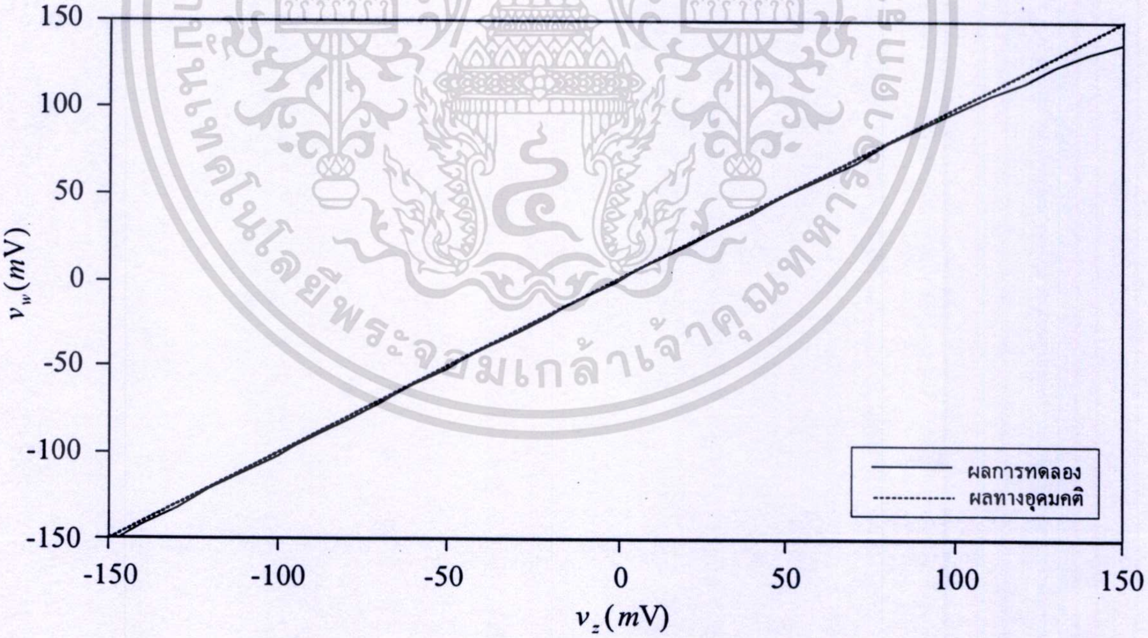
รูปที่ 3.16 แสดงผลการทดลองคุณสมบัติการส่งผ่านกระแสของขั้ว p และขั้ว n ไปยังขั้ว z ตามลำดับ และรูปที่ 3.17 แสดงคุณสมบัติการส่งผ่านแรงดันของขั้ว z ไปยังขั้ว w ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องตามหลักการทางทฤษฏีและผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE

เพื่อทดสอบคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสในที่นี้ได้ทำการป้อนแรงดันอินพุตสามเหลี่ยมขนาด 200 mV มีความถี่ 20 kHz ผ่านตัวต้านทาน $R = 1\ \text{k}\Omega$ เข้าที่ขั้วอินพุต p หรือ n เพื่อเปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแสจ่ายเข้าอินพุตของวงจร CDBA ที่ต่อทดลองจริง โดยมีตัวต้านทานต่อที่ขั้ว z มีค่าเท่ากับ และที่ขั้ว w มีค่าเท่ากับ $R_w = 10\ \text{k}\Omega$ รูปที่ 3.18 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันเมื่อจ่าย $R_z = 1\ \text{k}\Omega$ กระแสอินพุตเข้าทางขั้ว n ของวงจร CDBA ที่ต่อทดลองและทำการวัดค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานที่ต่ออยู่ที่ขั้วเอาต์พุต z และ w โดยรูปที่ 3.18 (ก) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว n ไปยัง z รูปที่ 3.18 (ข) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยัง w โดยยังคงจ่ายกระแสอินพุตเข้าทางขั้ว n ดังเดิม และรูปที่ 3.18 (ค) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากขั้ว n ไปยัง w รูปที่ 3.19 แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันเมื่อจ่ายกระแสอินพุตเข้าทางขั้ว p ของวงจร CDBA ที่ต่อทดลองโดยรูปที่ 3.19 (ก) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p ไปยัง z รูปที่ 3.19 (ข) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยัง w โดยยังคงจ่ายกระแสอินพุตเข้าทางขั้ว p ดังเดิม และรูปที่ 3.19 (ค) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากขั้ว p ไปยัง w จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.18 และ 3.19 สรุปว่าค่าที่ได้สอดคล้องตามหลักการทางทฤษฏีและการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE

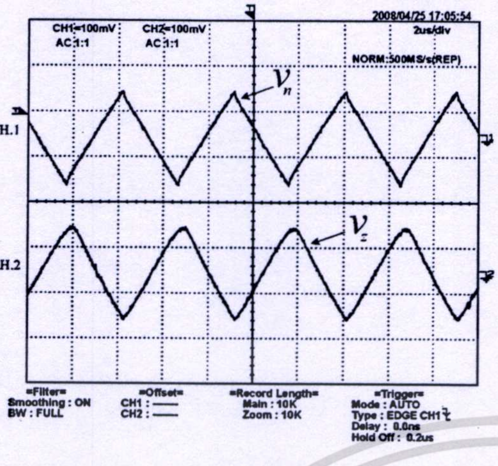
รูปที่ 3.20 แสดงผลการทดลองสมรรถนะทางความถี่ของวงจร CDBA ที่ได้ทำการต่อทดลองจริง ซึ่งพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านกระแสของวงจรนั้นมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดประมาณ 3.05 MHz ส่วนรูปที่ 3.21 แสดงผลการทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดันซึ่งมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดประมาณ 3.16 MHz ดังนั้นผลการทดลองจึงทำให้สามารถสรุปได้ว่าความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CDBA ที่นำเสนอในการต่อทดลองจริงอยู่ที่ประมาณ 3.05 MHz



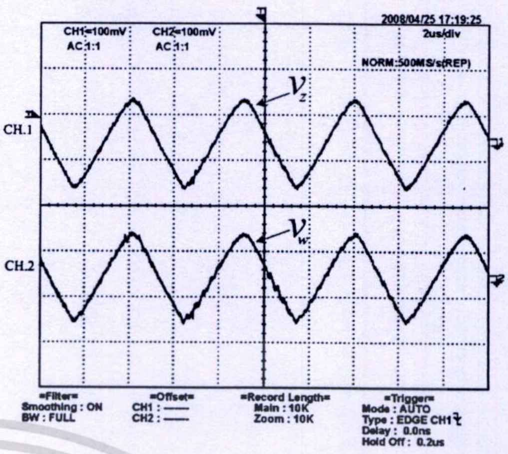
รูปที่ 3.16 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p (i_p) และ n (i_n) ไปยังขั้ว z (i_z)



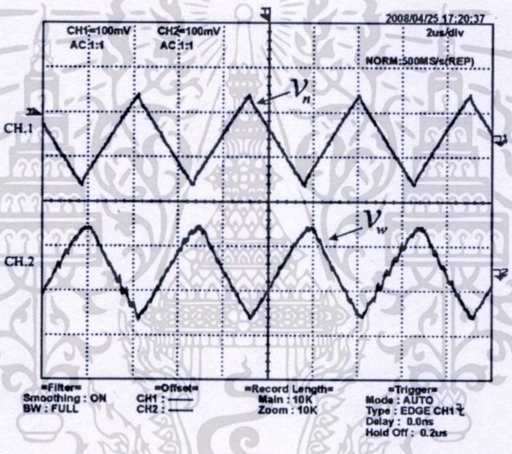
รูปที่ 3.17 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z (v_z) ไปยังขั้ว w (v_w)



(ก)



(ข)



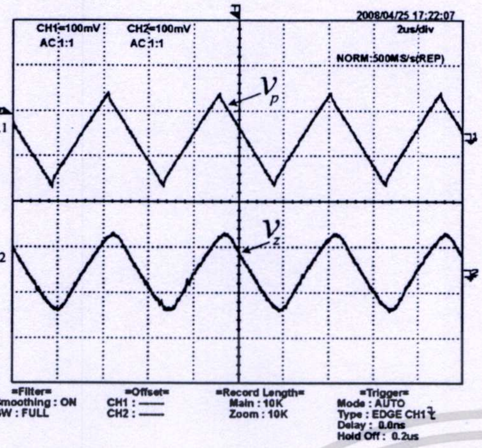
(ค)

รูปที่ 3.18 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน
เมื่อจ่ายกระแสอินพุตเข้าทางขั้ว n
(ก) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว n ไปยัง z
(ข) คุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยัง w
(ค) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากขั้ว n ไปยัง w

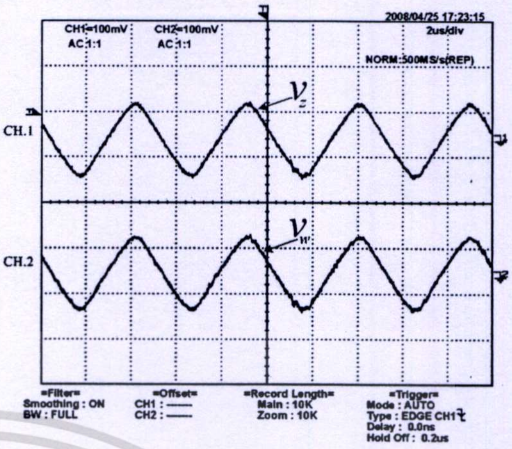
เมื่อ v_n คือแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรก่อนผ่านตัวความต้านทาน $R = 1\ \mathrm{k\Omega}$ เพื่อเปลี่ยนเป็นกระแส

v_z คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวความต้านทาน $R_z = 1\ \mathrm{k\Omega}$ ที่ต่ออยู่ที่ขั้ว z $(v_z = i_z R_z)$

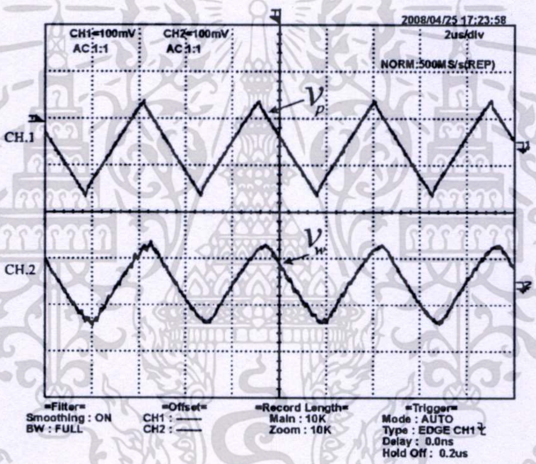
v_w คือแรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทาน $R_w = 10\ \mathrm{k\Omega}$ ที่ต่ออยู่ที่ขั้ว w $(v_w = v_z)$



(ก)



(ข)



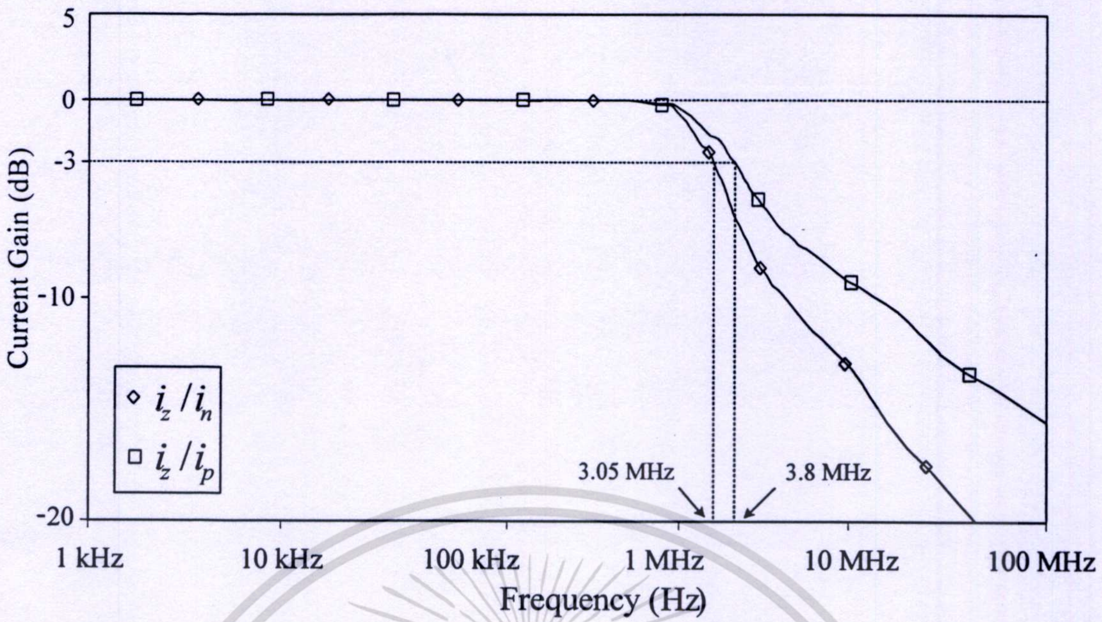
(ค)

รูปที่ 3.19 ผลการทดลองคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน
เมื่อจ่ายกระแสอินพุตเข้าทางขั้ว p
(ก) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว p ไปยัง z
(ข) คุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยัง w
(ค) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันจากขั้ว p ไปยัง w

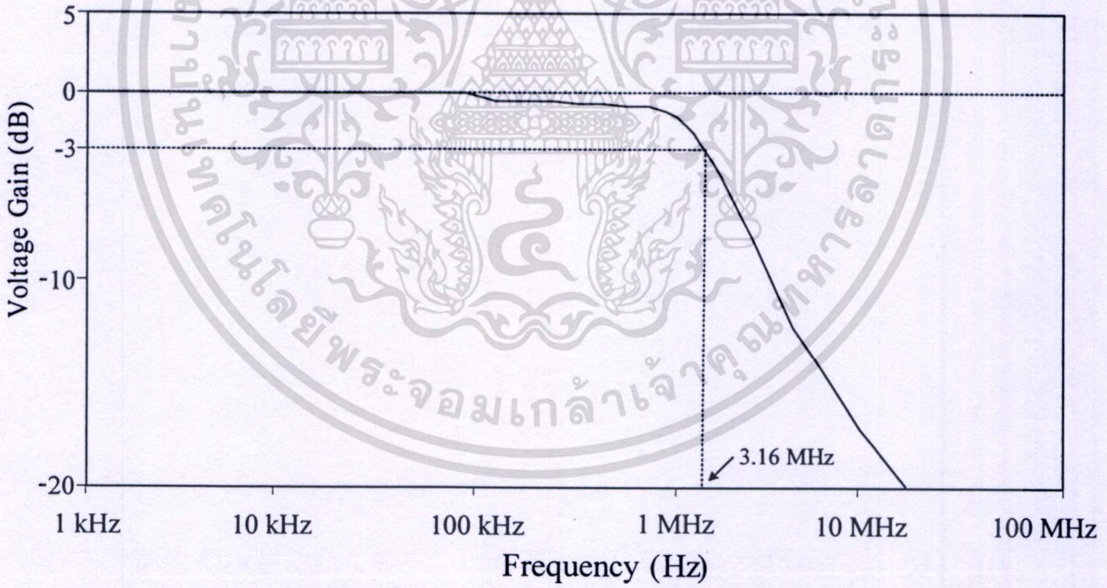
เมื่อ v_p คือแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับวงจรก่อนผ่านตัวความต้านทาน $R = 1\ \text{k}\Omega$ เพื่อเปลี่ยนเป็นกระแส

v_z คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวความต้านทาน $R_z = 1\ \text{k}\Omega$ ที่ต่ออยู่ที่ขั้ว z $\left(v_z = i_z R_z\right)$

v_w คือแรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทาน $R_w = 10\ \text{k}\Omega$ ที่ต่ออยู่ที่ขั้ว w $\left(v_w = v_z\right)$



รูปที่ 3.20 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านกระแส i_z/i_n และ i_z/i_p



รูปที่ 3.21 ผลการทดลองผลตอบสนองทางความถี่ของการส่งผ่านแรงดัน v_w/v_z

3.5 สรุป

วิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจร CDBA ภายใต้พื้นฐานวงจรรวมโดยใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสและวงจรตามแรงดัน ซึ่งมีข้อดีคือสามารถทำงานได้ในสภาวะแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำและมีขีดความถี่ปฏิบัติงานที่สูง จากผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรทดลองจริงนั้นแสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวงจรนั้นสอดคล้องเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

บทที่ 4
การประยุกต์ใช้งาน

4.1 กล่าวนำ

วงจรกรองสัญญาณเป็นวงจรที่เป็นส่วนประกอบสำคัญในทางวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่างๆ เช่น ระบบสื่อสาร โทรคมนาคม (communications) และระบบไฟฟ้ากำลัง (power electronics) เป็นต้น วงจรกรองสัญญาณจึงได้รับความสนใจและมีการนำไปใช้ในการประมวลผลสัญญาณแอนะลอก [20]-[21] ปัจจุบันการออกแบบวงจรกรองสัญญาณนิยมให้มีการทำงานในรูปกระแส (current-mode) มากขึ้นเป็นลำดับ ทั้งนี้เนื่องจากมีคุณสมบัติในการทำงานที่มีข้อเด่นกว่าวงจรแบบโหมดแรงดัน (voltage-mode) หลายประการ เช่น มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่สูง การสังเคราะห์และออกแบบวงจร เช่น การบวกสัญญาณ การลบสัญญาณ สามารถกระทำได้ง่ายกว่า [2] ในส่วนของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่จะกล่าวถึงในที่นี้คือแบบ หลายอินพุต หนึ่งเอาต์พุต (multiple-input single-output, MISO) และแบบหนึ่งอินพุต หลายเอาต์พุต (single-input multiple-output, SIMO) ซึ่งเป็นวงจรแอนะลอกฟังก์ชันที่ได้รับความสนใจนำไปสังเคราะห์และออกแบบเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งในระบบการประมวลผลสัญญาณแอนะลอกต่าง ๆ มากมาย [22]-[25] เนื่องจากวงจรทั้งสองมีความยืดหยุ่นและคล่องตัวในการออกแบบสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpasss, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (banpass, BP) ฟังก์ชันตัดแถบความถี่ (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) ได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร รวมทั้งยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรลงได้อีกด้วย [25]-[29] และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแบบใหม่เรียกว่าวงจร CDBA ซึ่งได้รับความนิยมและถูกพัฒนาไปประยุกต์ใช้งานการประมวลผลสัญญาณแอนะลอกต่างๆมากขึ้นเป็นลำดับ [30]-[32] โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส

ดังนั้นในบทนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้สามรูปแบบในเวลาเดียวกัน คือ HP , LP และ BP โดยที่ไม่ต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร นอกจากนี้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (quality factor, Q) สามารถปรับค่าได้อย่างอิสระโดยไม่มีผลกระทบต่อกัน และได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักต่อร่วมกับ

ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ วงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้ครบห้ารูปแบบ คือ HP, LP, BP, BS และ AP โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจรภายใต้เงื่อนไขการเลือกจ่ายกระแสอินพุตทั้งสามตัวให้กับวงจร การทำงานของวงจรที่นำเสนอทั้งสองวงจรได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องด้วยผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

4.2 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA

วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.1 [15] ซึ่งประกอบด้วยวงจร CDBA จำนวนสองตัว ค่าความต้านทานสี่ตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวด์สองตัว เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตที่นำเสนอนี้ โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CDBA ดังสมการที่ (3.1) ในบทที่ 3 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.1]

$$T_{LP}(s)=\frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)}=-\frac{\left(K/\tau_1\tau_2\right)}{D(s)} \tag{4.1}$$

$$T_{BP}(s)=\frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)}=-\frac{s\left(K/\tau_1\right)}{D(s)} \tag{4.2}$$

และ
$$T_{HP}(s)=\frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)}=\frac{s^2}{D(s)} \tag{4.3}$$

โดยที่
$$D(s)=s^2+\left(\frac{1}{\tau_1}\right)s+\left(\frac{K}{\tau_1\tau_2}\right)$$

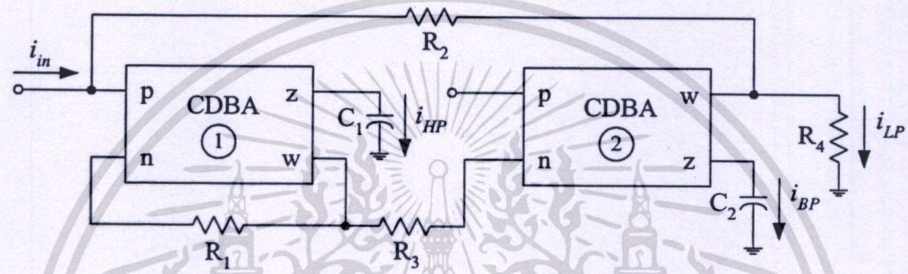
และ
$$\tau_1=R_1C_1,\quad \tau_2=R_2C_2,\quad K=\frac{R_3}{R_1}\quad,\quad R_2=R_4 \tag{4.4}$$

จากสมการที่ (4.1) ถึง (4.4) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้สามฟังก์ชันพร้อมกัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง $T_{HP}(s)$ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ $T_{LP}(s)$ และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ $T_{BP}(s)$ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลง

รูปแบบของวงจร นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.4) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.1]

$$\omega_o = \sqrt{\frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{4.5}$$

และ
$$Q = \sqrt{\frac{K R_1 C_1}{R_2 C_2}} \tag{4.6}$$



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอ

สำหรับค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟและพาสซีฟของวงจรนั้น สามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.2]

$$-S_K^{\omega_o} = S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \tag{4.7}$$

และ
$$S_K^Q = S_{R_1}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \tag{4.8}$$

นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้ $R_1 = R_2 = R$ และ $C_1 = C_2 = C$ ดังนั้นสมการที่ (4.7) และ(4.8) จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{K}}{RC} \tag{4.9}$$

และ
$$Q = \sqrt{K} \tag{4.10}$$

จากสมการที่ (4.9) และ (4.10) พบว่า ω_0 สามารถแปรค่าได้จากการปรับค่า R และ C โดยปราศจากผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ Q ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรนั้นสามารถแปรค่าได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน

4.2.1 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDBA

ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDBA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร CDBA เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติมีค่าดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad ,i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \text{ และ } v_w = \beta v_z \tag{4.11}$$

เมื่อ $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p (\varepsilon_p \ll 1)$ และ $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n (\varepsilon_n \ll 1)$ โดยที่ ε_p และ ε_n คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว p กับขั้ว z และระหว่างขั้ว n กับขั้ว z ตามลำดับ $\beta = 1 - \varepsilon_v (\varepsilon_v \ll 1)$ โดยที่ ε_v คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z กับขั้ว w ดังนั้นจากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.1 อีกครั้งโดยอาศัยสมการที่ (4.11) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.3]

$$T_{LP}(s) = \frac{I_{LP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2\left(K/\tau_1\tau_2\right)}{D'(s)} \tag{4.12}$$

$$T_{BP}(s) = \frac{I_{BP}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 s\left(K/\tau_1\right)}{D'(s)} \tag{4.13}$$

$$T_{HP}(s) = \frac{I_{HP}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{\alpha_{p1}\beta_1 s^2}{D'(s)} \tag{4.14}$$

โดยที่
$$D'(s) = s^2 + \left(\frac{\alpha_{n1}\beta_1}{C_1R_1}\right)s + \left(\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1C_2R_2R_3}\right) \tag{4.15}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.12) ถึง (4.15) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ($\omega_0{}'$) และตัวประกอบคุณภาพ (Q') ของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ

$$\omega_0{}' = \sqrt{\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1C_2R_2R_3}} \tag{4.16}$$

และ
$$Q' = \frac{R_1}{\alpha_{n1}}\sqrt{\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}C_1R_2}{\beta_1C_2R_3}} \tag{4.17}$$

เมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความไววงจรต่ออุปกรณ์พาสซีฟและแอคทีฟ จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค.3]

$$S^{\omega_0'}_{\alpha_{n1},\alpha_{n2},\alpha_{n3}} = \frac{1}{2} \tag{4.18}$$

$$S^{\omega_0'}_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}} = 0 \tag{4.19}$$

$$S^{Q'}_{\alpha_{n1},\alpha_{n3}} = -S^{Q'}_{\alpha_{n2}} = \frac{1}{2} \tag{4.20}$$

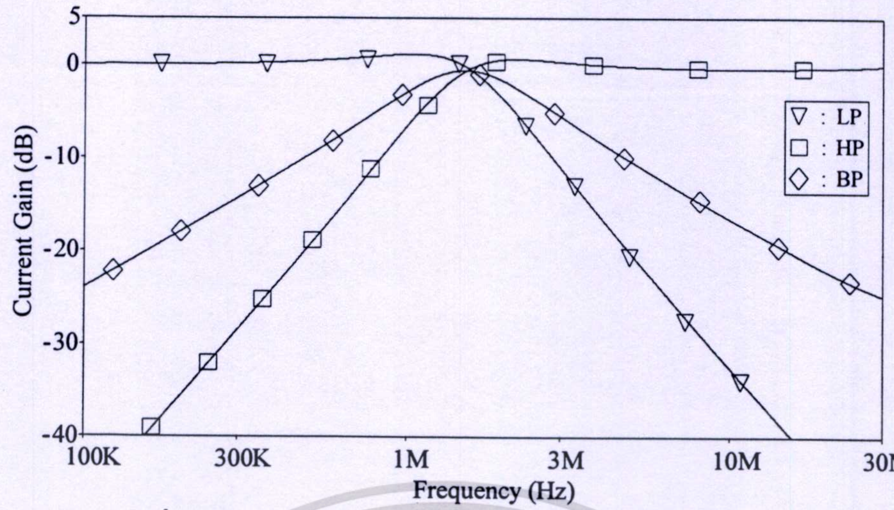
และ
$$S^{Q'}_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}} = -1 \tag{4.21}$$

จะเห็นได้ว่าค่าความไวของวงจรต่อการเบี่ยงเบนค่าอุปกรณ์แอคทีฟยังคงมีค่าที่ต่ำ

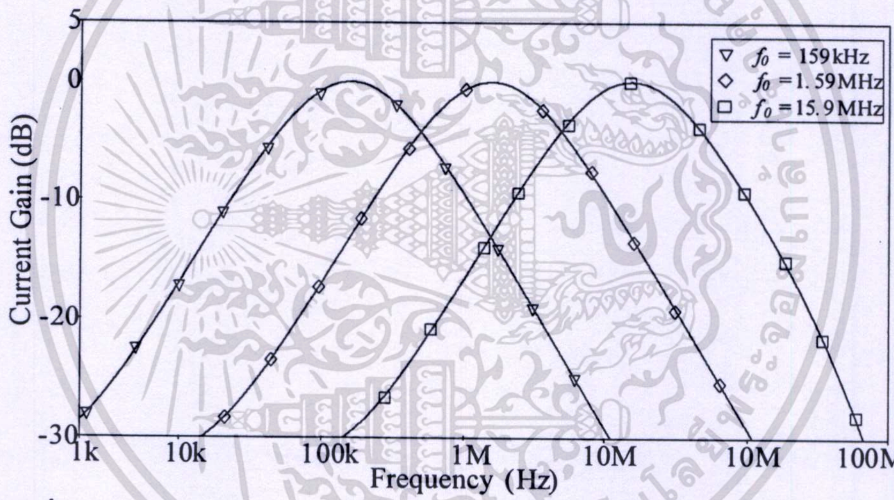
4.2.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

สำหรับการตรวจสอบคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 ในที่นี้ได้ใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [34] เมื่อเลือกใช้แหล่งไฟเลี้ยง +V = -V = 1V, $I_A = 100\ \mu$A, $I_B = 200\ \mu$A, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1$ kΩ และ $C_1 = C_2 = 0.1$ nF

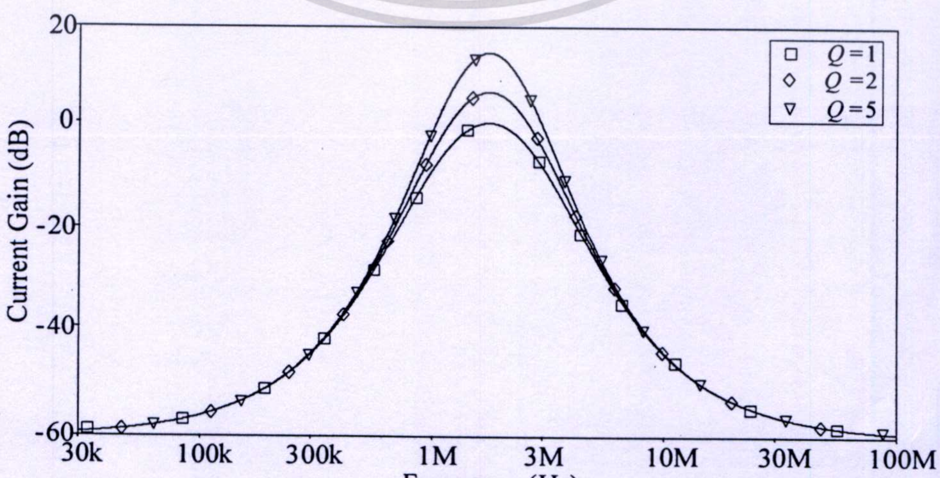
รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, และ BP ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีเท่ากับ $Q = 1$ และ $f_0 = \omega_0/2\pi \cong 1.59$ MHz และผลจากการจำลองการทำงานของวงจรพบว่า $f_0 \cong 1.5$ MHz ซึ่งคิดเป็นค่าผิดพลาด (error) เท่ากับ 5.66% รูปที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 โดยทำการแปรค่า f_0 ให้มีค่าเท่ากับ 159 kHz, 1.59 MHz และ 15.9 MHz ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ค่า Q มีค่าคงที่เท่ากับ 1 ส่วนรูปที่ 4.9 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรเมื่อทำการแปรค่า Q ให้มีค่าเท่ากับ 1, 2 และ 5 และกำหนดให้ f_0 มีค่าคงที่เท่ากับ 1.59 MHz



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP และ BP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอในรูปที่ 4.1



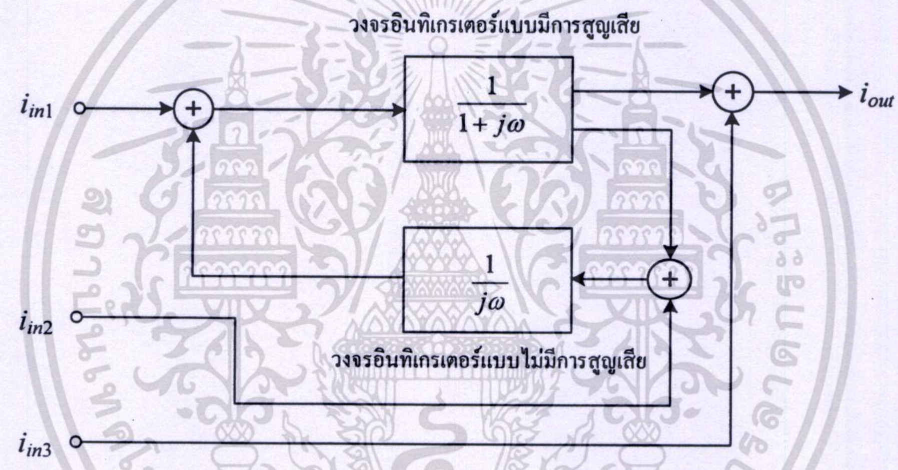
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรกรองสัญญาณเมื่อแปรค่า f_0



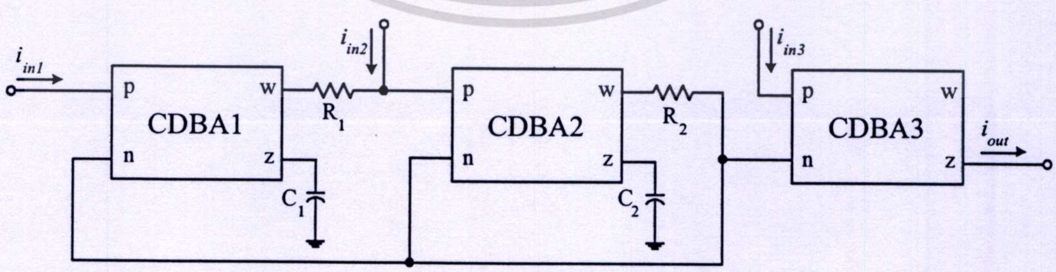
รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ BP ของวงจรกรองสัญญาณเมื่อแปรค่า Q

4.3 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA

สำหรับการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ ในที่นี้ได้อาศัยหลักการของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย และวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียต่อร่วมกันดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งประกอบด้วยวงจร CDBA จำนวนสามตัว ค่าความต้านทานสองตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อเทียบกราวน์สองตัวดังรูปที่ 4.6 โดยที่วงจร CDBA1 และ C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสีย และวงจร CDBA2 และ C_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย ส่วนวงจร CDBA3 นั้นทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างกระแส



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสหลายฟังก์ชันโดยใช้ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและวงจรอินทิเกรเตอร์แบบมีการสูญเสียต่อร่วมกัน



รูปที่ 4.6 วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสหลายฟังก์ชันแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA

เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอในรูปที่ 4.6 โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจร CDBA ดังสมการที่ (3.1) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง1]

$$i_{out} = \left[\frac{\left(s^2 3R_1R_2C_1C_2 + sR_1C_1 + 1\right)i_{in3} - sR_1C_1 i_{in2} - i_{in1}}{s^2 3R_1R_2C_1C_2 + sR_1C_1 + 1} \right] \tag{4.22}$$

สมการที่ (4.22) แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่ได้นำเสนอสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณมาตรฐานได้ครบทุกฟังก์ชัน โดยทำการเลือกจ่ายกระแสอินพุตทั้งสามตัว (i_{in1}, i_{in2}, i_{in3}) ที่เหมาะสมให้กับวงจรดังสรุปไว้ในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขการเลือกกระแสอินพุตของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.6

ชนิดฟังก์ชัน	i_{in1}	i_{in2}	i_{in3}	ฟังก์ชันถ่ายโอน
LP	I_{in}	0	0	$-\frac{1}{D(s)}$
HP	I_{in}	I_{in}	I_{in}	$\frac{s^2 3R_1R_2C_1C_2}{D(s)}$
BP	0	I_{in}	0	$-\frac{sR_1C_1}{D(s)}$
BS	0	I_{in}	I_{in}	$\frac{s^2 3R_1R_2C_1C_2 + 1}{D(s)}$
AP	0	$2I_{in}$	I_{in}	$\frac{s^2 3R_1R_2C_1C_2 - 2sR_1C_1 + 1}{D(s)}$

เมื่อ $D(s) = s^2 3R_1R_2C_1C_2 + 2sR_1C_1 + 1$

จากตารางที่ 4.1 จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ω_0 และค่าตัวประกอบคุณภาพ Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3R_1R_2C_1C_2}} \tag{4.23}$$

และ

$$Q = \frac{1}{3R_2C_2\sqrt{R_1C_1}} \tag{4.24}$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรนั้นจะได้ดังนี้ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง2]

$$S_{C_1,C_2,R_1,R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \tag{4.25}$$

และ

$$S_{C_2,R_2}^{Q} = -1\ ,\ S_{C_1,R_1}^{Q} = -\frac{1}{2} \tag{4.26}$$

4.3.1 ผลกระทบเนื่องจากการทำงานไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDBA

เมื่อคำนึงถึงผลกระทบที่เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของ CDBA จากสมการที่ (4.11) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.6 ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง.3]

$$i_{out} = \frac{\alpha_{p3}D'(s)i_{in3} - \left(sR_1C_1\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_2\right)i_{in2} - \left(\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_1\beta_2\right)i_{in1}}{D'(s)} \tag{4.27}$$

โดยที่ $D'(s) = s^2 3R_1R_2C_1C_2 + sR_1C_1\alpha_{n2}\beta_2 + \alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2$

ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (4.27) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0') และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q') ของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติเป็น

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{3R_1R_2C_1C_2}} \tag{4.28}$$

และ

$$Q' = \frac{\beta_2}{\alpha_{n2}3R_2C_2}\sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1}{R_1C_1}} \tag{4.29}$$

จากกรณีดังกล่าวสามารถหาความไวของวงจรต่อการแปลงค่าอุปกรณ์แอคทีฟได้เท่ากับ

$$S_{\alpha_{n1},\alpha_{p2},\beta_1,\beta_2}^{\omega_0'} = \frac{1}{2} \tag{4.30}$$

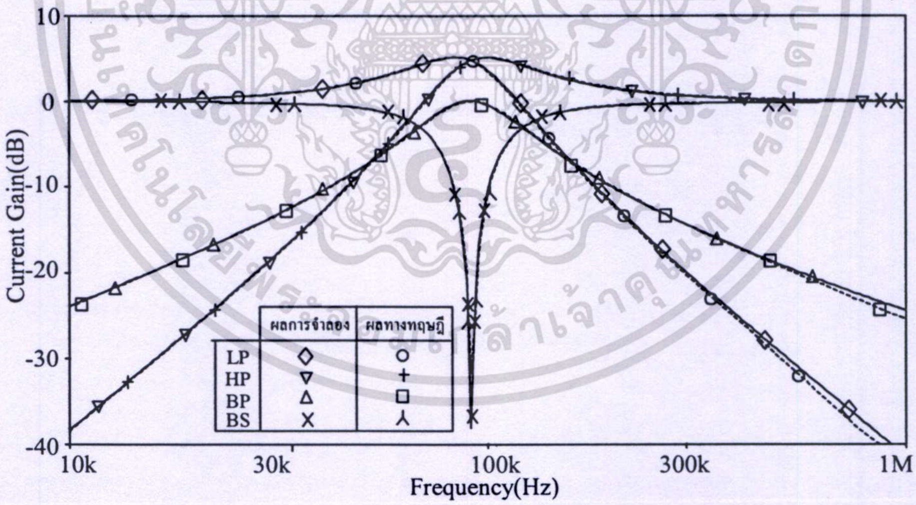
$$S_{\beta_2}^{Q'} = 1 \tag{4.31}$$

และ $$S^{Q'}_{\alpha_{n1},\alpha_{p2},\beta_1} = \frac{1}{2} \tag{4.32}$$

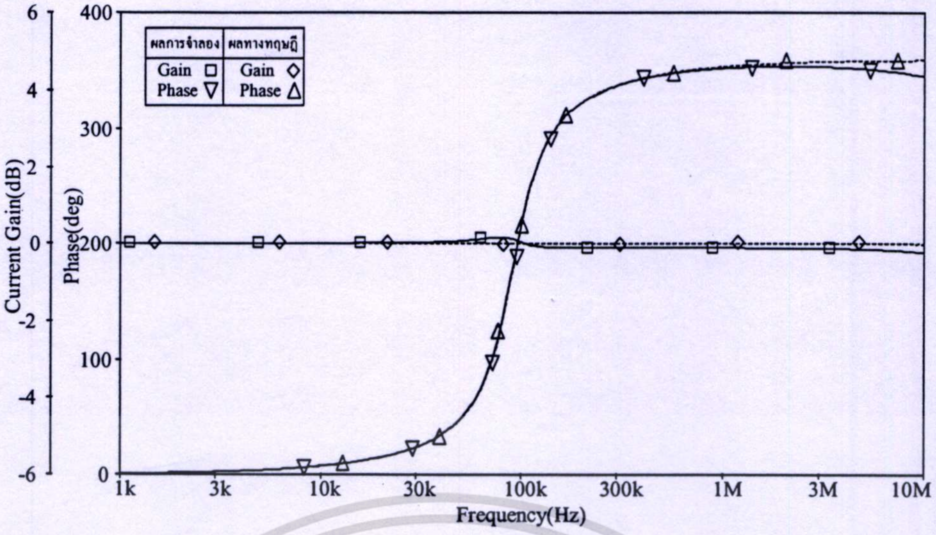
4.3.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

เพื่อเป็นการยืนยันถึงคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสที่นำเสนอในรูปที่ 4.6 ในที่นี้ได้ใช้โปรแกรม PSPICE ทำการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้วงจร CDBA ที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 เป็นหลัก เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$ และ $C_1 = C_2 = 1\ \text{nF}$ ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรตามทฤษฎีดังนี้ $f_o = \frac{\omega_0}{2\pi} = 91.88\ \text{kHz}$ และ $Q = 1$ ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งพบว่า $f_o =$ 91.2 kHz ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 0.74%

รูปที่ 4.13 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณแบบ AP ซึ่งพบว่ามุมเฟสค่าเท่ากับ 184.413 องศา เมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีที่มีค่ามุมเฟสเท่ากับ 180 องศา ซึ่งคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 2.45%



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ LP, HP, BP และ BS ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ



รูปที่ 4. 8 ผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอแนวทางการประยุกต์ใช้งานวงจร CDBA ที่นำเสนอในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส โดยในที่นี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณขึ้น 2 วงจร คือ วงจรกรองสัญญาณกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต ซึ่งมีจุดเด่นคือ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้สามฟังก์ชันพร้อมกัน และวงจรกรองสัญญาณกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ซึ่งมีความน่าสนใจคือ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสได้ครบทุกฟังก์ชันเพียงเลือกจ่ายกระแสอินพุตที่เหมาะให้กับวงจร โดยวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอทั้งสองสามารถทำงานได้โดยปราศจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของวงจร คุณสมบัติทั้งหมดได้แสดงด้วยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่มีความสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกันกับหลักการที่ได้นำเสนอ

บทที่ 5
บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการทำวิจัยต่อ

5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอแนวทางการพัฒนาและออกแบบวงจร CDBA ที่มีการทำงานในโหมดกระแสโดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เป็นอุปกรณ์หลัก และได้แสดงถึงการวิเคราะห์คุณสมบัติที่สำคัญของกลุ่มวงจรย่อยแต่ละวงจร คือ วงจรผลต่างกระแส และวงจรตามแรงดัน โดยวงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ที่สภาวะแรงดันไฟเลี้ยงที่ต่ำ และเมื่อวงจรทำการออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียวจึงทำให้สามารถลดผลของโพลโดมิแนนซ์ซึ่งเกิดจากทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ออกไปจึงทำให้ขีดความสามารถทางความถี่ของวงจรมีค่าที่สูงขึ้น นอกจากนี้ยังได้แสดงถึงแนวทางการประยุกต์ใช้งานวงจร CDBA ที่นำเสนอออกแบบวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสที่มีหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต และแบบที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยคุณสมบัติของวงจรสามารถควบคุมการทำงานของวงจรตามเงื่อนไขของแต่ละวงจรโดยไม่ต้องทำการปรับเปลี่ยนรูปแบบของวงจร

สำหรับสมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการต่อวงจรจริงทดสอบโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องและเป็นไปในแนวทางเดียวกันเป็นที่น่าพอใจ ผลงานวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พร้อมทั้งการประยุกต์ใช้งานสามารถนำเสนอผลงานและได้ยอมรับให้ลงตีพิมพ์ในวารสารการประชุมทางวิชาการในระดับนานาชาติ และระดับชาติ จำนวน 3 บทความ ดังนี้

1) การประชุมวิชาการ SICE-ICASE International Joint Conference 2006 ซึ่งจัดขึ้นระหว่างวันที่ 18-21 ตุลาคม 2549 ณ BEXCO (Busan Exhibition & Convention Center) เมืองปูซาน ประเทศเกาหลีใต้

2) การประชุมวิชาการ Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON'2007) ซึ่งจัดขึ้นระหว่าง วันที่ 9-12 พฤษภาคม 2550 ณ มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง จังหวัดเชียงราย ประเทศไทย

3) การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 ซึ่งจัดขึ้นระหว่าง วันที่ 25-26 ตุลาคม 2550 ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท จังหวัดกาญจนบุรี ประเทศไทย

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก ฉ ของวิทยานิพนธ์นี้

5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัยต่อ

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาไว้ในการทำวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้พบว่ายังมีประเด็นที่น่าสนใจอันจะเป็นแนวทางในการนำไปทำวิจัยและพัฒนาวงจร CDBA และการนำไปประยุกต์ใช้งานให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น อยู่ 2 ประการ อันได้แก่

1) ประการแรก จากการออกแบบสังเคราะห์วงจร CDBA ที่ได้นำเสนอสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงประมาณ 2V อย่างไรก็ตามหากพัฒนาและออกแบบวงจรให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำมาก คือ มีระดับต่ำกว่าหรือเท่ากับ 1.5V แล้ว นับว่าเป็นแนวทางการพัฒนาวงจรที่น่าสนใจไม่น้อย ทั้งนี้เพราะว่าจะมีความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทพกพาที่ต้องใช้งานกับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงซึ่งเป็นแบตเตอรี่ขนาด 1.5V

2) ประการที่สอง จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยการนำวงจร CDBA ไปประยุกต์ใช้งานในการประมวลผลสัญญาณแอนะลอกในรูปแบบต่างๆเช่น วงจรเลียนแบบค่าความเหนี่ยวนำ, วงจรคูณค่าความจุ, วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอิมพิแดนซ์, วงจรออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น ซึ่งเป็นแนวทางที่น่าสนใจ เนื่องจากการนำไปประยุกต์ใช้มีบทบาทในการสังเคราะห์วงจรต่าง ๆ เป็นอย่างมากทั้งยังสามารถนำข้อดีของการใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำของวงจร CDBA ที่ออกแบบไปใช้งานด้านแรงดันไฟเลี้ยงต่ำและด้านการทำงานในช่วงความถี่สูง

เอกสารอ้างอิง

[1] C. Toumazou, F.J. Lidgey, and D.G. Haigh, *Analog IC Design :* **The current mode approach. London : Peter Peregrinus Ltd**, 1990.

[2] B. Wilson, "Recent development in current conveyors and current mode circuits". **Proceeding of the Institute of Electrical Engineers**, Part G. 137 : 63-67, 1990.

[3] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", **Microeletronics Journal**, Vol. 30,no.2, pp. 157-160, 1999.

[4] S. Ozcan, A. Toker, C. Acar, and H. Kuntman, "Single resistance-controlled sinusoidal oscillator employing current differencing buffered amplifier", **Microelectronics Journal**, Vol.31, pp.169-174, 2000.

[5] A.U. Keskin, "Cascade approach for the realization of high order voltage-mode filters using single CDBA-based first and second sections", **Journal of RF Engineering and Telecommunications**, Vol. 58, pp.188-194, 2004.

[6] S. Ozcan, A. Toker, C. Acar and H. Kuntman, "Single resistance-controlled sinusoidal oscillator employing current differencing buffered amplifier", **Microelectronics Journal**, Vol.31, pp.169-174, 2000.

[7] A. Zeki, A. Toker and S. Ozoguz, "Linearly tunable transconductor using modified CDBA", *Analog Integrated Circuit and Signal Processing.*, Vol.26, No.2, pp.179-183, 2001

[8] C. Acar, and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers", **International Journal of Electronics**, Vol.90, pp.277- 283, 2003.

[9] A.U. Keskin, "A four quadrant analog multiplier employing single CDBA", **Analog Integrated Circuit and Signal Processing**., Vol.40, No.1, pp.99-101, 2004.

[10] A.U. Keskin, "Voltage-mode high-Q band-pass filters and oscillators employing single CDBA and minimum number of components", **International Journal of Electronics**, Vol.92, pp.479 – 487, 2005.

[11] W. Tangsrirat, N. Fujii,and W. Surakampontorn, "Current-mode leapfrog ladder filters using CDBAs", **Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2002 (ISCAS 2000)** Vol.5, pp.57-60, 2002.

[12] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn and N. Fujii, "Realization of leapfrog filters using current differential buffered amplifiers", **IEICE Transactions Fundamentals,** E86-A(2), pp.318-326, 2003.

[13] A.U. Keskin., "Multi-function biquad using single CDBA", **Electrical Engineering**., Vol.88, No.5, pp.353-356, 2006.

[14] W. Tangsrirat, T. Dumawipata and W. Surakampontorn "Multiple-input single-output current- mode multifunction filter using current differencing transconductance amplifiers" **International Journal of Electronics and Communications (AEU),** Vol. 61, Issue 4, pp.209-214, 2007.

[15] V. Sawangarom, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "NPN-based current differencing buffered amplifer and its application", **Proceedings of International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006),** Busan, Korea, pp.5766-5769, October 18-21, 2006.

[16] V. Sawangarom, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable three-input single-output current-mode universal filter using CDBAs", **Proceedings of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology International Conference (ECTI-CON 2007)**, Chiang Rai, Thailand, Vol. 1, pp.53-56, 2007.

[17] T. Nagasaku, A. Hyogo and K. Sekine "A synthesis of a novel current-mode operational amplifier", **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, Vol. 11, pp.183-185, 1996

[18] P.R. Gray, R.G. Meyer, **Analysis and design of Analog Integrated Circuits**, *Third Edition,* John Wiley & Sons, Inc., 1993

[19] E.W. Greenneich, **Analog Integrated Circuits**., Chapman & Hall., 1997

[20] A.U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu, V. Biolková, "Current-mode KHN filter employingcurrent differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, pp.443-446, 2006.

[21] W. Kerwin, L. Huelsman, and R. Newcomb, "State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions", **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, SC-2, pp.87-92, 1967.

[22] A.U. Keskin, D. Biolek, E. Hancioglu, V. Biolková, "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", **International Journal of Electronics and Communications (AEU)**, pp.443-446, 2006.

[23] Chih-Lung Lin, Ro-Min Weng, Sheng-Yu Peng, Maw-Huei Lee, Te-Sou Kuo, " A new three-input and one-output current-mode universal filter using unity-gain cells", **Proceedings of the 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (IEEE APCCAS 1998)**, pp.245-247, Nov 24-27, 1998.

[24] S. Ozcan, H. Kuntman, O. Cicekoglu, "A novel multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single current conveyor" **Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems 2000**, Vol.3, pp.1030-1032, Aug 8-11, 2000.

[25] M.T. Abuelma'atti, H.A. Alzaher, "Universal three input and one output current-mode filter without external passive elements", **Electronics Letters**, vol.33, pp. 281-283, 1997.

[26] A.K. Singh, R. Senani, "Low-component-count active-only imittances and their application in realizing simple multifunction biquads", **Electronics Letters**, Vol. 34, pp.718-719, 1998.

[27] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi, Y. Fukui, "Electronically tunable current-mode active-only biquadratic filter", **International Journal of Electronics**, Vol.87, pp.307-314, 2000.

[28] T. Tsukutani, M. Higashimura, Y. Sumi, Y. Fukui, "Voltage-mode active-only biquad", **International Journal of Electronics**, Vol.87, 1435-1442, 2000.

[29] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn, "An active-only voltage-mode integrator and its applications", **Proceedings of 2001 International Conference on Control Automation and Systems (ICCAS'2001)**, Korea, pp1181-1184, Oct 17-21, 2001.

[30] D. Biolek, V. Eiolkova, "Tunable ladder CDTA-based filters", **Proceedings of the 4th WSEAS International Conference on Automation & Information (ICAI'03)**, Spain, pp.1-3, 2003.

[31] D. Biolek, V. Eiolkova, “Simulating arbitrary transfer function by CDTA-based current divider”, **Proceedings of the 2004 WSEAS International Conference on Control & Signal**, Greece, pp.1-5, 2004.

[32] D. Biolek, V. Eiolkova, “CDTA-C current-mode universal 2nd order filter”, **Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Systems Theory and Scientific Computation (ISTASC’05)**, Malta, pp.22-27, 2005.

[33] กนก สมุทรรัตน์ 2534 “การประยุกต์ใช้งานวงจรสะท้อนกระแส.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

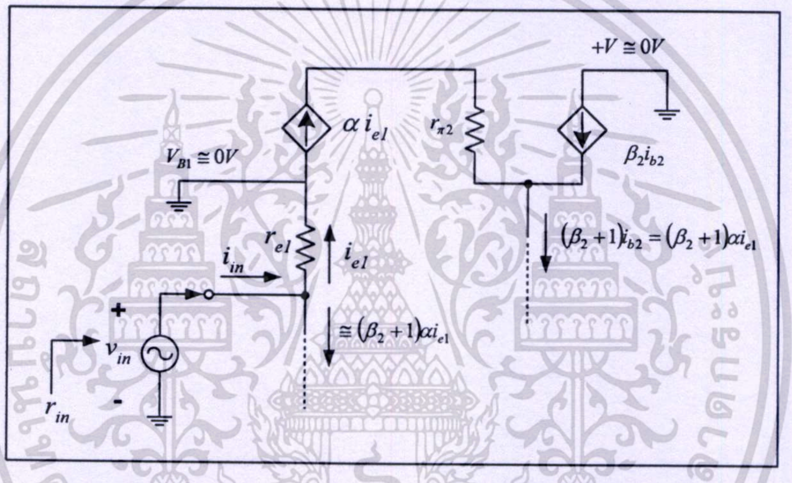
[34] D.R. Frey, “Log-domain filter: an approach to current-mode filtering” **Proceedings of the Institute of Electrical Engineers Part G**, vol.140, 1993. pp.406-416

[35] วสันต์ ตันเจริญ 2550 “การออกแบบวงจร CDTA และการประยุกต์ใช้งาน” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต และ ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร CDBA

ก1 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรภาคอินพุตที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก



รูปที่ ก1 วงจรสมมูลของวงจรภาคอินพุต ดังรูปที่ 3.2

เมื่อทำการแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพาย [18]-[19] ของทรานซิสเตอร์ลงไปในวงจรภาคอินพุตที่มีค่าความต้านทานอินพุตต่ำมาก ดังรูปที่ 3.2 จะได้วงจรสมมูลดังแสดงได้ในรูปที่ ก1 ดังนั้นลำดับขั้นในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรสามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

ผลรวมของแรงดันที่ขั้วอินพุต มีค่าเท่ากับ

$$i_{in} = i_{e1} + (\beta_2 + 1)\alpha i_{e1} = i_{e1}(1 + \alpha\beta_2 + \alpha) \cong (\beta_2 + 1)i_{e1} \qquad (ก1.1)$$

สมการที่ (ก1.1) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{e1} = \frac{i_{in}}{\beta_2 + 1} \cong \frac{i_{in}}{\beta_2} \qquad (ก1.2)$$

เมื่อ r_{e1} คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์ (emitter resistance) ซึ่งกำหนดโดย $r_{e1} = V_T/I_{B1}$ และ V_T คือค่าแรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิ 27°C และ α คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบเบสร่วม และ β_1 คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบอีมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ Q_1 และแรงดันอินพุต v_{in} ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$v_{in} = i_{e1} r_{e1} \qquad \text{(ก1.3)}$$

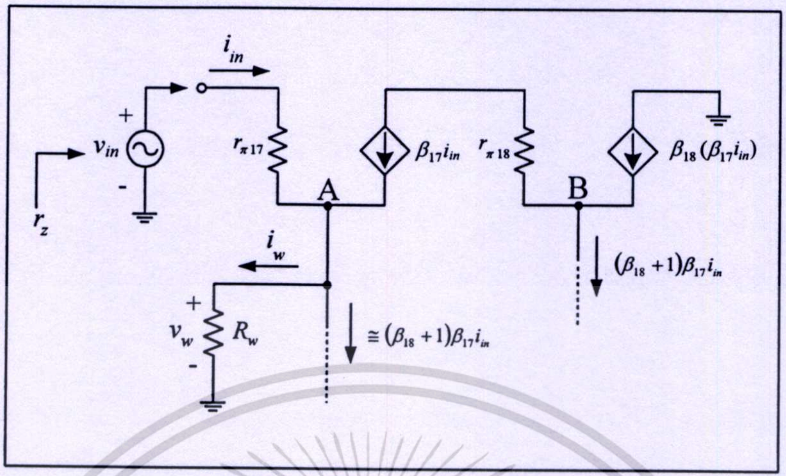
โดยที่ r_{e1} คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อแทนค่า i_{e1} จากสมการที่ (ก1.1) ลงในสมการที่ (ก1.2) จะได้

$$v_{in} \cong \frac{r_{e1}}{\beta_2} i_{in}$$

ดังนั้นจะได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจร r_{in} มีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{r_{e1}}{\beta_2} \qquad \text{(ก1.4)}$$

ก2 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z ของวงจรตามแรงดัน



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว z (r_z) ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 3.5

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่มองเข้าไปยังขั้ว z ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 3.5 นั้นกระทำได้โดยการแทนวงจรสมมูลแบบไฮบริดพายของทรานซิสเตอร์ลงไปในวงจรแล้วพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสที่ป้อนให้กับวงจรสมมูลดังรูปที่ ก2 ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $\beta_{17} \cong \beta_{18} >> 1$ $r_{\pi 17} \cong r_{\pi 18}$ และ R_w คือ ตัวต้านทานซึ่งต่ออยู่ระหว่างขั้ว w กับกราวด์ ลำดับขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุต r_z ของวงจรสามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

จากรูปที่ ก2 จะทำการพิจารณาการไหลของกระแสที่ โหนด A และ โหนด B ของวงจรจะได้

<u>โหนด A</u>

$$i_{in} + \beta_{17} i_{in} = i_w + (\beta_{18}+1)\beta_{17} i_{in} \qquad (ก2.1)$$

<u>โหนด B</u>

$$\beta_{17} i_{in} + (\beta_{18}+1)\beta_{17} i_{in} = -\beta_{18}(\beta_{17} i_{in})$$

$$(\beta_{18}+1)\beta_{17} i_{in} = -\beta_{18}\beta_{17} i_{in} - \beta_{17} i_{in}$$

$$(\beta_{18}+1)\beta_{17} i_{in} = -i_{in}(\beta_{18}\beta_{17} + \beta_{17}) \qquad (ก2.2)$$

แทนค่าสมการที่ (ก2.1) ลงในสมการที่ (ก2.2) จะได้

$$i_{in}(1+\beta_{17}) = i_w - i_{in}(\beta_{17}\beta_{18} + \beta_{17})$$

$$i_w = i_{in}(1+2\beta_{17} + \beta_{17}\beta_{18}) \tag{ก2.3}$$

จากกฎการรวมแรงดันของเคอร์ชอฟ (KVL) ทางด้านอินพุตจะได้

$$v_z = v_{r_{\pi17}} + v_{R_w}$$

$$v_z = i_{in} r_{\pi17} + R_w i_w \tag{ก2.4}$$

แทนค่าสมการที่ (ก2.3) ลงในสมการที่ (ก2.4) จะได้

$$v_z = i_{in} r_{\pi17} + R_w i_{in}(1+2\beta_{17} + \beta_{17}\beta_{18})$$

กำหนดให้ $i_{in} = i_z$ จะได้

$$\frac{v_z}{i_z} = r_{\pi17} + R_w(1+2\beta_{17} + \beta_{17}\beta_{18}) \tag{ก2.5}$$

เมื่อกำหนดให้ค่า $\beta_{17} \cong \beta_{18} >> 1$ จะเขียนสมการที่ (ก2.5) ได้เป็น

$$\frac{v_z}{i_z} = r_{\pi17} + R_w\beta_{17}\beta_{18}$$

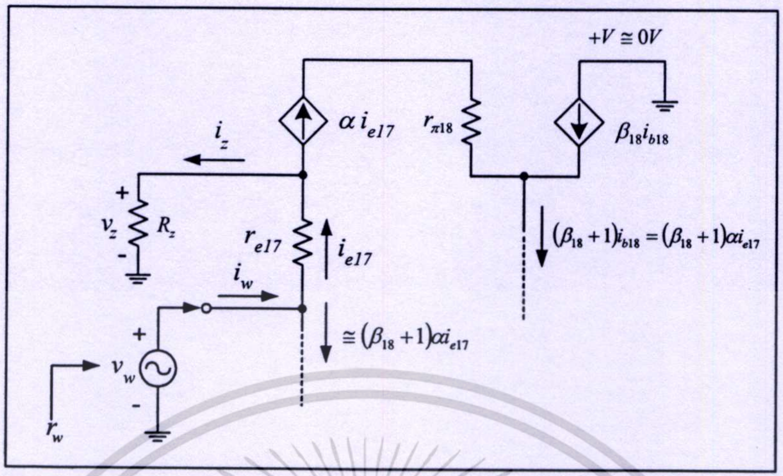
หรือ

$$r_z = r_{\pi17} + R_w\beta_{17}\beta_{18} \tag{ก2.6}$$

เมื่อ $r_{\pi17} = \beta_{17} r_{e17}$ จะได้

$$r_z = \beta_{17}(r_{e17} + \beta_{18}R_w) \tag{ก2.7}$$

ก3 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w ของวงจรตามแรงดัน



รูปที่ ก3 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w (r_w) ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 3.5

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว w (r_w) ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 3.5 สามารถหาได้โดยอาศัยวิธีการเช่นเดียวกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตที่มีค่าความต้านทานต่ำซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ก3 เมื่อกำหนดให้ R_z คือตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างขั้ว z กับกราวด์ ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาท์พุต r_w ของวงจร สามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

ผลรวมของแรงดันที่ขั้วเอาต์พุต มีค่าเท่ากับ

$$i_w = i_{e17} + (\beta_{18}+1)\alpha i_{e17} = i_{e17}(1+\alpha\beta_{18}+\alpha) \cong (\beta_{18}+1)i_{e17} \qquad (ก3.1)$$

จากสมการที่ (ก3.1) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_{e17} = \frac{i_w}{\beta_{18}+1} \cong \frac{i_w}{\beta_{18}} \qquad (ก3.2)$$

เมื่อ r_{e17} คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์ (emitter resistance) ซึ่งกำหนดโดย $r_{e17} = V_T/I_{B17}$ และ V_T คือ ค่าแรงดันเทอร์มอล ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิ 27°C และ α คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบเบสร่วม และ β_{17} คือ ค่าอัตราขยายกระแสแบบอีมิตเตอร์ร่วมของทรานซิสเตอร์ Q_{17} และกระแส i_z ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$i_{e17} = \alpha i_{e17} + i_z$$

จะได้ $$i_z = i_{e17} - \alpha i_{e17} \qquad (ก3.3)$$

แรงดันอินพุต v_{in} ของวงจร มีค่าเท่ากับ

$$v_w = i_{e17} r_{e17} + i_z R_z \qquad (ก3.4)$$

โดยที่ r_{e1} คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์กรณีสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อแทนค่า i_{e17} จากสมการที่ (ก3.1) และค่าของ i_z จากสมการที่ (ก3.3) ลงในสมการที่ (ก3.4) จะได้

$$v_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} i_w + \left(\frac{i_w - \alpha i_w}{\beta_{18}} \right) R_z$$

$$v_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} i_w + \left(\frac{1-\alpha}{\beta_{18}} \right) i_w R_z$$

จึงได้ $$v_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} i_w + i_w R_z \qquad (ก3.5)$$

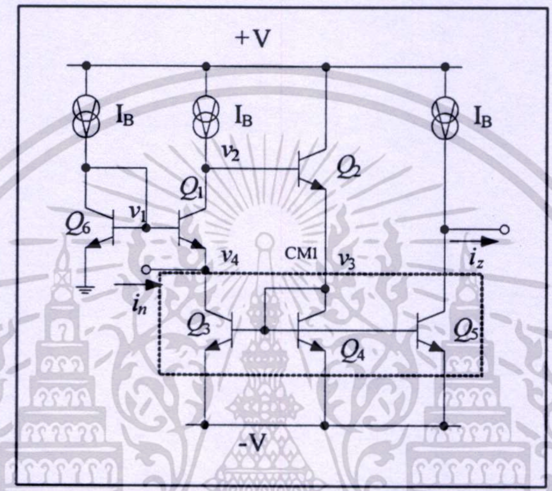
ดังนั้นจะได้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจร r_w มีค่าเท่ากับ

$$r_w = \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} + R_z \qquad (ก3.6)$$

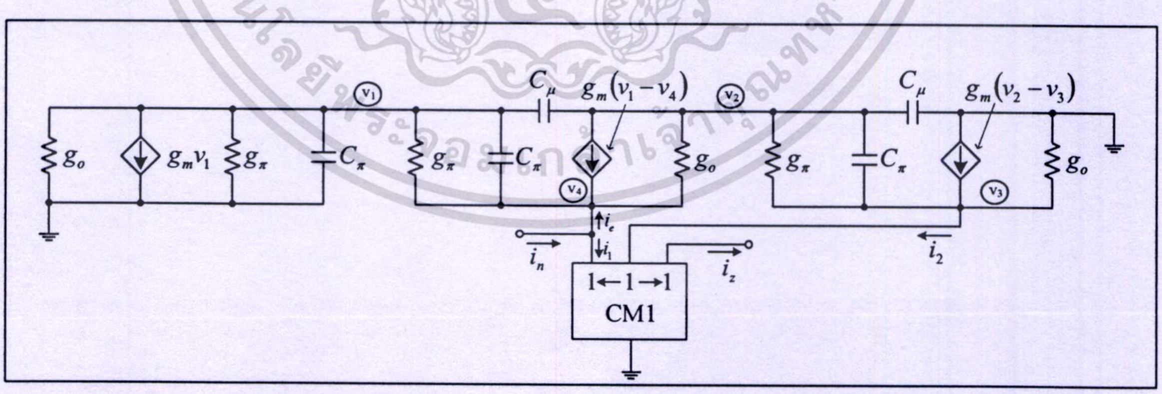
ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร CDBA ที่นำเสนอ

ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว i_n กับขั้ว i_z (i_z/i_n)



รูปที่ ข1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว i_n กับขั้ว i_z (i_z/i_n) ของวงจร CDBA ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ ข2 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ข1

เนื่องจากวงจรผลต่างกระแสซึ่งเป็นวงจรภาคอินพุตรับสัญญาณกระแสของวงจร CDBA ที่นำเสนอดังรูป 3.6 ประกอบด้วยวงจรตามกระแสดังรูปที่ 3.3 การวิเคราะห์ทางกระแสตรงสามารถ

หาได้จากวงจรรูปที่ ข1 และวงจรสมมูลสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ ข2 ในที่นี้กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพงษ์กันทุกประการ และกำหนดให้ g_m , g_π และ g_o คือค่าอัตราขยายค่าความนำของทรานซิสเตอร์ ค่าอัตราขยายค่านำระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์ และค่าความนำระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตามลำดับ C_π และ C_μ จะแทนถึงค่าความจุไฟฟ้าแฝงระหว่างขาเบสกับขาอีมิตเตอร์ และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสและขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ ตามลำดับ ดังนั้นจากวงจรสมมูลในรูปที่ ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรจากขั้ว n ไปขั้ว z (i_n / i_z) สามารถทำได้ดังต่อไปนี้

ที่โหนด v_4 ;

$$i_e = -(g_m + g_\pi + sC_\pi)v_1 + g_o v_2 + (g_m + g_\pi + sC_\pi + g_o)v_4$$

แต่โดยทั่วไป $g_m >> g_\pi >> g_o$ ทำให้สมการข้างบนกลายเป็น

$$i_e = -(g_m + sC_\pi)v_1 - g_o v_2 + (g_m + sC_\pi)v_4$$

หรือเขียนใหม่จะได้เป็น

$$v_4 = v_1 + \left(\frac{g_o}{g_m + sC_\pi}\right)v_2 + \left(\frac{i_e}{g_m + sC_\pi}\right) \qquad (ข1.1)$$

ที่โหนด v_1;

$$(g_m + 2sC_\pi)v_1 = sC_\mu v_2 + (g_m + sC_\pi)v_4 \qquad (ข1.2)$$

ที่โหนด v_2;

$$(g_m - sC_\mu)v_1 + (g_m + sC_\pi + 2sC_\mu)v_2 - g_m v_4 - (g_m + sC_\pi)v_3 = 0 \qquad (ข1.3)$$

ที่โหนด v_3;

$$i_2 + (g_m + sC_\pi)v_3 = (g_m + sC_\pi)v_2 \qquad (ข1.4)$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.1) ลงในสมการที่ (ข1.2) จะได้

$$g_m\left(g_m + sC_\pi\right)v_1 = \left(g_o\left(g_\pi + sC_\pi\right) + g_m sC_\mu\right)v_2 + \left(g_\pi + sC_\pi\right)i_e \qquad \text{(ข1.5)}$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.1) ลงในสมการที่ (ข1.3) จะได้

$$\left(g_m + sC_\pi\right)\left(g_\pi + sC_\pi + 2sC_\mu\right)v_2 = g_m i_e \qquad \text{(ข1.6)}$$

แทนค่าสมการที่ (ข1.4) ลงในสมการที่ (ข1.6)

$$i_2 = \frac{g_m}{g_\pi + s\left(C_\pi + 2C_\mu\right)}i_e$$

เมื่อกำหนดให้ $C_\pi >> C_\mu$ จึงลดรูปของสมการได้เป็น

$$i_2 = \left(\frac{g_m}{g_\pi + sC_\pi}\right)i_e \qquad \text{(ข1.7)}$$

พิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแส CM1 (Q_4-Q_5) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_2 กับกระแส i_z มีค่าเป็น [33]

$$i_z = \left(\frac{g_m}{\left(g_m + 2g_\pi\right) + s\left(C_\mu + 2C_\pi\right)}\right)i_2$$

เมื่อกำหนดให้ $g_m >> g_\pi$ และ $C_\pi >> C_\mu$ จะได้

$$i_z = \left(\frac{g_m}{g_m + 2sC_\pi}\right)i_2 \qquad \text{(ข1.8)}$$

ทำการแทนค่าสมการที่ (ข1.8) ลงในสมการที่ (ข1.7) จะได้

$$i_e = \frac{\left(g_\pi + sC_\pi\right)\left(g_m + 2sC_\pi\right)}{g_m g_m}i_z \qquad \text{(ข1.9)}$$

ที่โหนดอินพุตของวงจรจะได้ผลรวมของกระแสเท่ากับ

$$i_n = i_e - i_z$$

แทนค่า i_e จากสมการที่ (ข1.9) จะได้

$$i_n = \left[\frac{(g_\pi + sC_\pi)(g_m + 2sC_\pi)}{g_m g_m}\right] i_z - i_z$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{i_n}{i_z} = -\left(\frac{{g_m}^2 + g_m g_\pi + g_\pi s 2C_\pi + g_m sC_\pi + s^2 2{C_\pi}^2}{{g_m}^2}\right)$$

หรือ
$$\frac{i_z}{i_n} = -\frac{{g_m}^2}{g_m(g_m + g_\pi) + g_m sC_\pi + s^2 2{C_\pi}^2} \qquad (ข1.10)$$

ดังนั้นจัดรูปสมการข้างบนใหม่กลายเป็น

$$\frac{i_z}{i_n} = \frac{-\dfrac{g_m}{(g_m + g_\pi)}}{\left[1 + \dfrac{sC_\pi}{(g_m + g_\pi)} + \dfrac{s^2 \dfrac{2{C_\pi}^2}{g_m}}{(g_m + g_\pi)}\right]} \qquad (ข1.11)$$

หากพิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ข1.11) พบว่ามีโพลอยู่สองตำแหน่ง โดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ [18]

$$D(s) = \left[1 + s\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right) + \frac{s^2}{p_1 p_2}\right] \qquad (ข1.12)$$

โดยที่ $p_i\,(i = 1\,,\,2)$ คือ ตำแหน่งโพลของสมการที่ (ข1.11) ซึ่งโดยทั่วไปโพล p_1 และ p_2 จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า $p_2 >> p_1$ แล้ว สมการที่ (ข1.12) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) \cong \left(1 + \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2}\right) \qquad (ข1.13)$$

ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ข1.11) กับสมการที่ (ข1.13) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$p_1 = \frac{g_m + g_\pi}{C_\pi} = \frac{g_m\left(1 + \frac{g_\pi}{g_m}\right)}{C_\pi}$$

และ
$$p_2 = \frac{1}{p_1}(p_1 p_2) = \frac{g_m}{2C_\pi}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข1.11) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

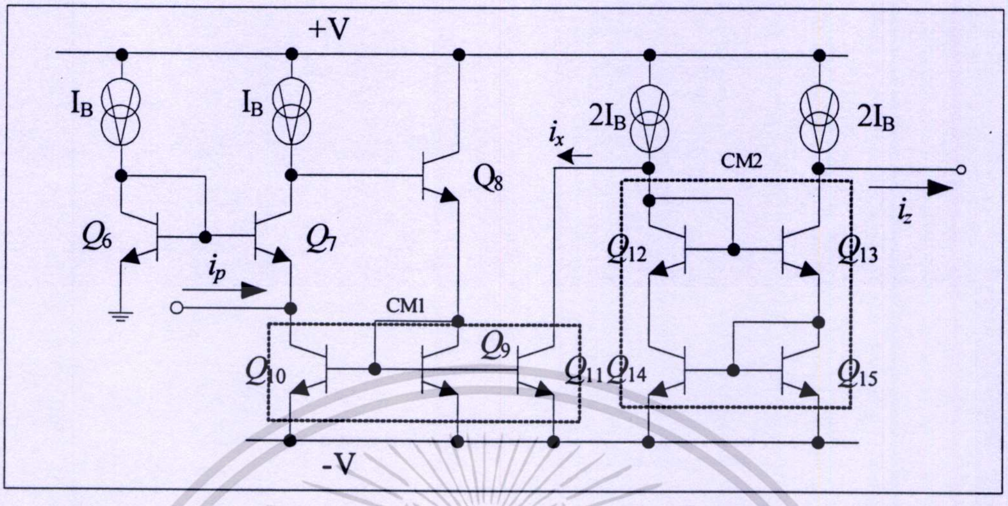
$$\frac{i_z}{i_n} = \frac{H_1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} \qquad (ข1.14)$$

โดยที่
$$H_1 = -\frac{g_m}{(g_m + g_\pi)} = -\frac{1}{1 + \frac{g_\pi}{g_m}}$$

$$p_1 = \frac{g_m\left(1 + \frac{g_\pi}{g_m}\right)}{C_\pi}$$

และ
$$p_2 = \frac{g_m}{2C_\pi} \qquad (ข1.15)$$

ข2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว i_p กับขั้ว i_z (i_z/i_p)



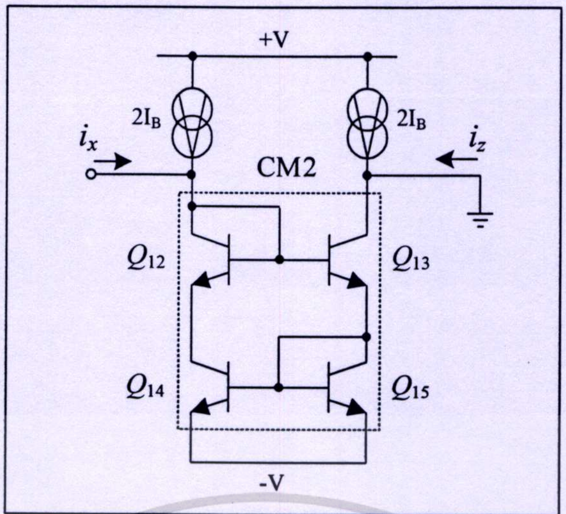
รูปที่ ข3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว i_p กับขั้ว i_z (i_z/i_p) ของวงจร CDBA ดังรูปที่ 3.6

เนื่องจากวงจรผลต่างกระแสซึ่งเป็นวงจรภาคอินพุตรับสัญญาณกระแสของวงจร CDBA ที่นำเสนอดังรูปที่ 3.6 ประกอบด้วยวงจรตามกระแสดังรูปที่ 3.3 การวิเคราะห์สามารถหาได้จากวงจรรูปที่ ข3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรจากขั้ว p ไปขั้ว z กระทำโดยการแบ่งวิเคราะห์วงจรออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ วงจรตามกระแส Q_6-Q_{11} และ วงจรสะท้อนกระแส Q_{12}-Q_{15}

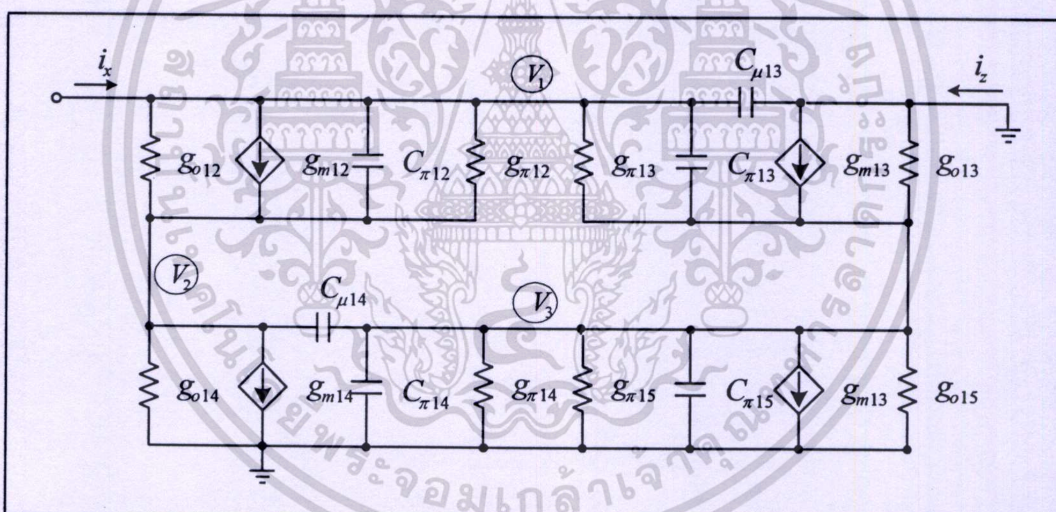
หากพิจารณาในส่วนแรกที่ทรานซิสเตอร์ Q_6-Q_{11} จะเห็นว่ามีรายละเอียดเหมือนกับวงจรตามกระแสในรูปที่ ข1 ดังนั้นจึงทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส i_x/i_p ในกรณีนี้มีค่าเช่นเดียวกับ i_z/i_n ในสมการที่ (ข1.10) ดังนี้

$$i_x = \frac{{g_m}^2}{g_m(g_m + g_\pi) + s(g_m + 2g_\pi)C_\pi + s^2 2{C_\pi}^2} i_p \qquad (ข2.1)$$

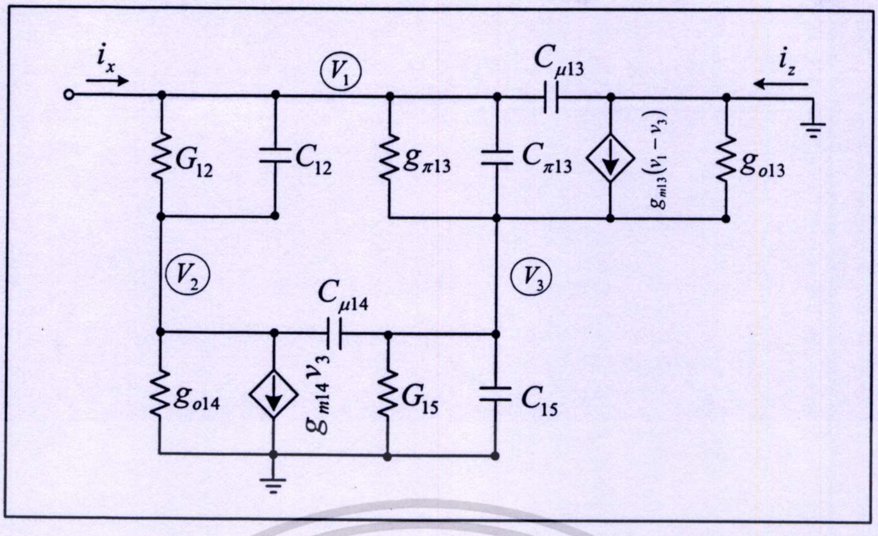
และเมื่อพิจารณาในส่วนของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน [33] Q_{12}-Q_{15} เพื่อวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่าง i_z กับ i_x จะแสดงได้ดังรูปที่ ข4 และนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลจะได้ดังรูปที่ ข5



รูปที่ ข4 วงจรสะท้อนกระแส CM2



รูปที่ ข5 วงจรสมมูลของวงจรสะท้อนกระแส CM2ในรูปที่ ข4



รูปที่ ข6 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ข5 เมื่อทำการยุบรวมวงจร

จากรูปที่ ข5 กำหนดให้องค์ประกอบในวงจรสะท้อนกระแส CM2 มีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ $G_{12} = g_{\pi12} // g_{m12} // g_{o12}$, $C_{12} = C_{\pi12}$, $G_{15} = g_{\pi15} // g_{m15} // g_{o15} // g_{\pi14}$, $C_{15} = C_{\pi14} + C_{\pi15}$ ทำให้สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ใหม่ดังรูปที่ ข6 ดังนั้นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส i_z/i_x ของวงจรสะท้อนกระแส CM2 สามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

ที่โหนด v_1;

$$(v_1 - v_2)G_{12} + sC_{12}(v_1 - v_2) + g_{\pi13}(v_1 - v_3) + sC_{\pi13}(v_1 - v_3) + sC_{\mu13}v_1 = i_x$$

$$G_{12}v_1 - G_{12}v_2 + sC_{12}v_1 - sC_{12}v_2 + g_{\pi13}v_1 - g_{\pi13}v_3 + sC_{\pi13}v_1 - sC_{\pi13}v_3 + sC_{\mu13}v_1 = i_x$$

$$\left[G_{12} + g_{\pi13} + s(C_{12} + C_{\pi13} + C_{\mu13})\right]v_1 - (G_{12} + sC_{12})v_2 - (g_{\pi13} + sC_{\pi13})v_3 = i_x \qquad \textbf{(ข2.2)}$$

แทนค่าและตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยออกไปจะได้

$$g_{m12} + g_{\pi12} + g_{\pi13} + s(C_{\pi12} + C_{\pi13})v_1 - (g_{m12} + g_{\pi12} + sC_{\pi12})v_2 - (g_{\pi13} + sC_{\pi13})v_3 = i_x$$

(ข2.3)

ที่โหนด v_2;

$$g_{o14}v_2 + sC_{\mu14}(v_2 - v_3) + G_{12}(v_2 - v_1) + sC_{12}(v_2 - v_1) = -g_{m14}v_3$$

$$g_{o14}v_2 + sC_{\mu 14}v_2 - sC_{\mu 14}v_3 + G_{12}v_2 - G_{12}v_1 + sC_{12}v_2 - sC_{12}v_1 = -g_{m14}v_3$$

$$-\left(G_{12} + sC_{12}\right)v_1 + \left[G_{12} + g_{o12} + s\left(C_{12} + C_{\mu 14}\right)\right]v_2 - sC_{\mu 14}v_3 = -g_{m14}v_3 \qquad (ข2.4)$$

แทนค่าและตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยออกไปจะได้

$$-\left(g_{m12} + g_{\pi 12} + sC_{\pi 12}\right)v_1 + \left(g_{m12} + g_{\pi 12} + sC_{\pi 12}\right)v_2 - sC_{\mu 14}v_3 = -g_{m14}v_3 \qquad (ข2.5)$$

ที่โหนด v_3;

$$g_{o13}v_3 + sC_{15}v_3 + G_{15}v_3 + sC_{\mu 14}\left(v_3 - v_2\right) + g_{\pi 13}\left(v_3 - v_1\right) + sC_{\pi 13}\left(v_3 - v_1\right) = -g_{m13}\left(v_1 - v_3\right)$$

$$g_{o13}v_3 + sC_{15}v_3 + G_{15}v_3 + sC_{\mu 14}v_3 - sC_{\mu 14}v_2 + g_{\pi 13}v_3 - g_{\pi 13}v_1 + sC_{\pi 13}v_3 - sC_{\pi 13}v_1 = -g_{m13}\left(v_1 - v_3\right)$$

$$-\left(g_{\pi 13} + sC_{\pi 13}\right)v_1 - sC_{\mu 14}v_2 + \left(G_{15} + g_{\pi 13} + g_{o13} + s\left(C_{15} + C_{\pi 13} + C_{\mu 14}\right)\right)v_3 = -g_{m13}\left(v_1 - v_3\right)$$

(ข2.6)

แทนค่าและตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยออกไปจะได้

$$-\left(g_{\pi 13} + sC_{\pi 13}\right)v_1 - sC_{\mu 14}v_2 + \left[g_{m15} + g_{\pi 15} + g_{o15} + g_{\pi 14} + g_{o13} + g_{\pi 13} + s\left(C_{\pi 14} + C_{\pi 15} + C_{\pi 13}\right)\right]v_3 = -g_{m13}\left(v_1 - v_3\right)$$

(ข2.7)

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันดังนั้นสมการที่ (ข2.3), (ข2.5) และ (ข2.7) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(g_m + 2g_\pi + s2C_\pi\right)v_1 - \left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_2 + \left(g_\pi + sC_\pi\right)v_3 = i_x \qquad (ข2.8)$$

$$-\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_1 + \left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_2 + \left(g_m - sC_\mu\right)v_3 = 0 \qquad (ข2.9)$$

$$-\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_1 - sC_\mu v_2 + \left(2g_m + 3g_\pi + s3C_\pi\right)v_3 = 0 \qquad (ข2.10)$$

ที่โหนดเอาต์พุต;

$$i_z = g_m(v_1 - v_3) - sC_{\mu 13}v_1 - g_{o13}v_3$$

$$i_z = (g_m - sC_\mu)v_1 - g_m v_3 \qquad (ข2.11)$$

นำสมการที่ (ข2.8) (ข2.9) และ (ข2.10) มาเขียนในรูปเมตริกจะได้

$$\begin{bmatrix} (g_m + g_\pi + s2C_\pi) & -(g_m + g_\pi + sC_\pi) & -(g_\pi + sC_\pi) \\ -(g_m + g_\pi + sC_\pi) & (g_m + g_\pi + sC_\pi) & (g_m - sC_\pi) \\ -(g_m + g_\pi + sC_\pi) & -sC_\mu & (2g_m + 3g_\pi + s3C_\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_x \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (ข2.12)$$

หาค่าดีเทอร์มิแนนท์ (Δ) จะได้

$$\begin{aligned} \Delta = & (g_m + g_\pi + s2C_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi)(2g_m + 3g_\pi + s3C_\pi) \\ & + (g_m + g_\pi + sC_\pi)(g_m - sC_\mu)(g_m + g_\pi + sC_\pi) \\ & - (g_\pi + sC_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi)(sC_\mu) \\ & - (g_m + g_\pi + sC_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi)(g_\pi + sC_\pi) \\ & + (sC_\mu)(g_m - sC_\mu)(g_m + g_\pi + sC_\pi) \\ & - (2g_m + 3g_\pi + s3C_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi) \end{aligned} \qquad (ข2.13)$$

แทนค่าและตัดเทอมที่มีผลต่อสมการน้อยออกไปได้

$$\begin{aligned} \Delta = & g_m{}^3 + g_m g_\pi + 7g_m{}^2 g_\pi \\ & + s(3g_m{}^2 C_\pi + g_\pi{}^2 C_\pi + 7g_m g_\pi C_\pi) \\ & + s^2(g_m 3C_\pi{}^2 + g_m{}^2 C_\mu + g_\pi 2C_\pi{}^2) \end{aligned} \qquad (ข2.14)$$

หาค่า v_1 จากสมการที่ (2.12) จะได้

$$v_1 = (g_m + g_\pi + sC_\pi)(2g_m + 3g_\pi + s3C_\pi) - (-sC_\mu)(g_m - sC_\mu)\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \quad (ข2.15)$$

หรือ

$$v_1 = 2gm^2 + 5g_m g_\pi + sg_m 5C_\pi + s^2 3C_\pi^{\ 2}\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \quad (ข2.16)$$

หาค่า v_3 จากสมการที่ (2.12) จะได้

$$v_3 = (g_m + g_\pi + sC_\pi)(sC_\mu) + (g_m + g_\pi + sC_\pi)(g_m + g_\pi + sC_\pi)\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \quad (ข2.17)$$

หรือ

$$v_3 = g_m^{\ 2} + 2g_m g_\pi + s(g_m 2C_\pi + g_\pi C_\pi) + s^2 C_\pi (C_\pi + C_\mu)\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \quad (ข2.18)$$

แทนค่าสมการที่ (ข2.16) และ (ข2.18) ลงในสมการที่ (ข2.11)

$$\begin{aligned} i_z = {} & (g_m + sC_\mu)(2g_m^{\ 2} + 5g_m g_\pi + sg_m 5C_\pi + s^2 3C_\pi^{\ 2})\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \\ & - g_m(g_m^{\ 2} + 2g_m g_\pi + s(g_m 2C_\pi + g_\pi C_\pi) + s^2 C_\pi (C_\pi + C_\mu))\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_z = {} & g_m\left(1 + s\frac{C_\mu}{g_m}\right)\left(1 + s\frac{g_m 5C_\pi}{2g_m^{\ 2} + 5g_m g_\pi} + s^2\frac{3C\pi^2}{2g_m^{\ 2} + 5g_m g_\pi}\right)\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \\ & - (g_m^{\ 3} + 2g_m^{\ 2} g_\pi + sg_m(g_m 2C_\pi + g_\pi C_\pi) + s^2 C_\pi (C_\pi + C_\mu))\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \end{aligned} \quad (ข2.19)$$

หากพิจารณาสมการกำลังสองในพจน์หน้าของสมการที่ (ข2.19) สามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ [18]

$$D(s)=\left[1+s\left(\frac{1}{p_3}+\frac{1}{p_4}\right)+\frac{s^2}{p_3p_4}\right] \tag{ข2.20}$$

ซึ่งโดยทั่วไปพบว่า p_3 และ p_4 จะมีตำแหน่งแยกจากกัน และหากประมาณว่า $p_4 >> p_3$ แล้วสมการที่ (ข2.20) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s)\cong\left[1+\frac{s}{p_3}+\frac{s^2}{p_3p_4}\right] \tag{ข2.21}$$

ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (ข2.21) กับสมการที่ (ข2.19) จะได้

$$p_3=\frac{2g_m+5g_\pi}{5C_\pi} \tag{ข2.22}$$

$$p_4=\frac{5g_m}{3C_\pi} \tag{ข2.23}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข2.22) และ (ข2.23) สามารถเขียนสมการที่ (ข2.19) ได้ใหม่กลายเป็น

$$i_x={g_m}^3+3{g_m}^2g_\pi+s\left(g_m\left(g_m5C_\pi-g_m2C_\pi\right)\right)+s^2\left(g_m3{C_\pi}^2-{C_\pi}^2\right)\left(\frac{i_x}{\Delta}\right) \tag{ข2.24}$$

แทนค่าดีเทอมิแนนท์ (Δ) จากสมการที่ (ข2.14) ลงในสมการที่ (ข2.24)

$$\frac{i_z}{i_x}=\frac{{g_m}^3+3{g_m}^2g_\pi+s\left(g_m\left(g_m5C_\pi-g_m2C_\pi\right)\right)+s^2\left(g_m3{C_\pi}^2-{C_\pi}^2\right)}{{g_m}^3+g_mg_\pi+7{g_m}^2g_\pi+s\left(3{g_m}^2C_\pi+{g_\pi}^2C_\pi+7g_mg_\pi C_\pi\right)+s^2\left(g_m3{C_\pi}^2+{g_m}^2C_\mu+g_\pi2{C_\pi}^2\right)}$$

หรือ

$$\frac{i_z}{i_x}=\frac{{g_m}^3+3{g_m}^2g_\pi+s{g_m}^23C_\pi+s^23g_m{C_\pi}^2}{3{g_m}^3+7{g_m}^2g_\pi+s3{g_m}^2C_\pi+s^2g_m3{C_\pi}^2} \tag{ข2.25}$$

แทนค่า (ข2.25) ลงในสมการที่ (ข2.1) จะได้

$$i_z = \left(\frac{g_m^{\ 3} + 3g_m^{\ 2}g_\pi + sg_m^{\ 2}3C_\pi + s^2 3g_m C_\pi^{\ 2}}{3g_m^{\ 3} + 7g_m^{\ 2}g_\pi + s3g_m^{\ 2}C_\pi + s^2 g_m 3C_\pi^{\ 2}}\right)\left(\frac{g_m^{\ 2}}{g_m(g_m + g_\pi) + s(g_\pi 2C_\pi + g_m C_\pi) + s^2 2C_\pi^{\ 2}}\right) i_p$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_z}{i_p} = \left(\frac{1 + s\dfrac{g_m^{\ 2}3C_\pi}{g_m^{\ 3} + 3g_m^{\ 2}g_\pi} + s^2\dfrac{3g_m C_\pi^{\ 2}}{g_m^{\ 3} + 3g_m^{\ 2}g_\pi}}{1 + s\dfrac{3g_m^{\ 2}C_\pi}{3g_m^{\ 3} + 7g_m^{\ 2}g_\pi} + s^2\dfrac{g_m 3C_\pi^{\ 2}}{3g_m^{\ 3} + 7g_m^{\ 2}g_\pi}}\right)\left(\frac{\dfrac{g_m}{g_m + g_\pi}}{1 + s\dfrac{\left(1 + \dfrac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi}{g_m + g_\pi} + s^2\dfrac{2C_\pi^{\ 2}}{g_m + g_\pi}}\right) \quad (ข2.26)$$

หากพิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ข2.26) พบว่ามีโพลอยู่สี่ตำแหน่ง โดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ [18]

$$D(s) = \left[1 + s\left(\frac{1}{p_5} + \frac{1}{p_6}\right) + \frac{s^2}{p_5 p_6}\right]\left[1 + s\left(\frac{1}{p_7} + \frac{1}{p_8}\right) + \frac{s^2}{p_7 p_8}\right] \quad (ข2.27)$$

โดยที่ p_i ($i = 5, 6, 7, 8$) คือตำแหน่งโพลของสมการที่ (ข2.26) และหากประมาณว่า $p_6 >> p_5$ และ $p_8 >> p_7$ แล้ว สมการที่ (ข2.27) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) \cong \left[1 + \frac{s}{p_5} + \frac{s^2}{p_5 p_6}\right]\left[1 + \frac{s}{p_7} + \frac{s^2}{p_7 p_8}\right] \quad (ข2.28)$$

ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ข2.26) กับสมการที่ (ข2.28) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสี่ มีค่าเท่ากับ

$$p_5 = \frac{3g_m + 7g_\pi}{3C_\pi} \quad (ข2.29)$$

$$p_6 = \frac{g_m}{C_\pi} \quad (ข2.30)$$

$$p_7 = \frac{g_m\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)}{\left(1+\frac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \qquad (ข2.31)$$

$$p_8 = \frac{1+\frac{2g_\pi}{g_m}}{2C_\pi} \qquad (ข2.32)$$

ในกรณีเดียวกันนี้ สำหรับเทอมตัวตั้งของสมการที่ (ข2.26) พบว่ามีค่าซีโร่อยู่สี่ตำแหน่งโดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ [18]

$$N(s) = \left[1+s\left(\frac{1}{z_1}+\frac{1}{z_2}\right)-\frac{s^2}{z_1 z_2}\right] \qquad (ข2.33)$$

โดยที่ z_i (i = 1, 2) คือ ตำแหน่งของซีโร่ของสมการที่ (ข2.26) และเมื่อประมาณว่า $z_2 >> z_1$ แล้วทำให้เขียนสมการที่ (ข2.33) ใหม่ได้เป็น

$$N(s) = \left[1+\frac{s}{z_1}-\frac{s^2}{z_1 z_2}\right] \qquad (ข2.34)$$

จากสมการที่ (ข2.26) กับสมการที่ (ข2.34) ทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ในเทอมตัวคูณจะได้ค่าซีโร่มีค่าเท่ากับ

$$z_1 = \frac{g_m\left(1+\frac{3g_\pi}{g_m}\right)}{3C_\pi} \qquad (ข2.35)$$

$$z_2 = \frac{g_m}{C_\pi} \qquad (ข2.36)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ข2.29) ถึง (ข2.32) และสมการที่ (ข2.35) ถึง (ข2.36) พบว่าหากทำการประมาณค่าโดยกำหนดให้ $g_m >> g_\pi$ จะได้โพล p_6 และ p_8 เป็นโพลนอนโดมิแนนซ์ (non-dominant pole) และเนื่องจากตำแหน่งซีโร่ z_1 และ z_2 นั้นมีผลกระทบต่อสมรรถนะทางความถี่ของ

วงจรน้อยกว่าตำแหน่งโพลจึงทำให้สามารถละทิ้งได้ไม่ต้องนำมาพิจารณา ดังนั้นจากสมการที่ (ข 2.26) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_p}=\frac{\left(\dfrac{g_m}{g_m+g_\pi}\right)\left(1+s\dfrac{C_\pi}{g_m}\right)}{\left(1+s\dfrac{3C_\pi}{3g_m+7g_\pi}\right)\left[1+s\dfrac{\left(1+\dfrac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi}{g_m\left(1+\dfrac{g_\pi}{g_m}\right)}\right]} \tag{ข2.37}$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{i_z}{i_p}=\frac{H_2N(s)}{\left(1+\dfrac{s}{p_9}\right)\left(1+\dfrac{s}{p_{10}}\right)} \tag{ข2.38}$$

โดยที่

$$H_2=\left(\frac{g_m}{g_m+g_\pi}\right)=\left(\frac{1}{1+\dfrac{g_\pi}{g_m}}\right)$$

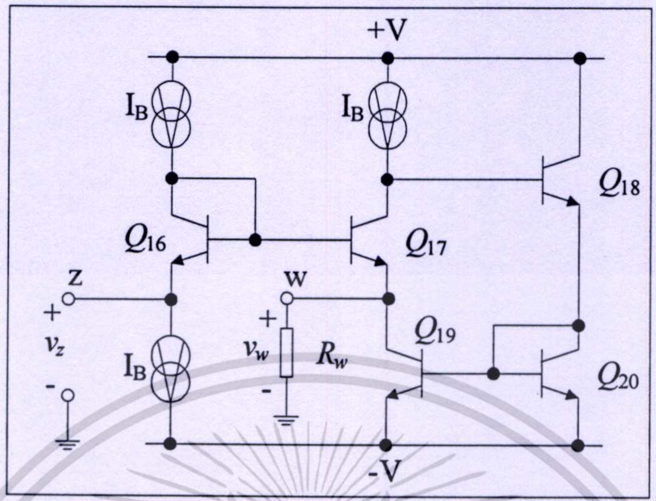
$$N(s)=\left(1+s\frac{C_\pi}{g_m}\right)$$

$$p_9=\frac{3g_m+7g_\pi}{3C_\pi}$$

และ

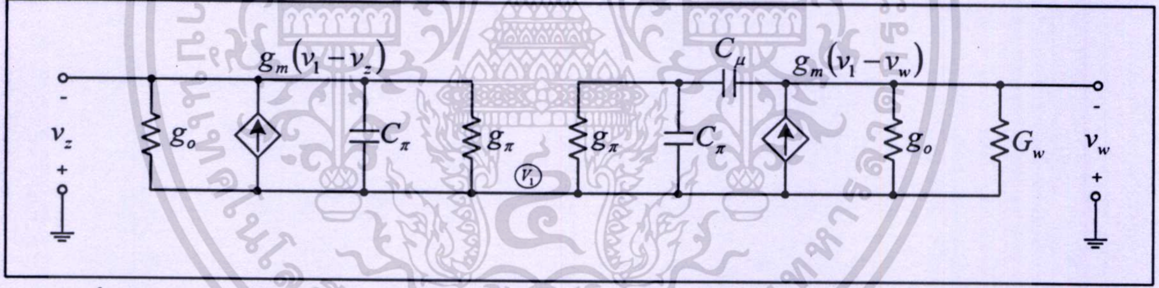
$$p_{10}=\frac{g_m\left(1+\dfrac{g_\pi}{g_m}\right)}{\left(1+\dfrac{2g_\pi}{g_m}\right)C_\pi} \tag{ข2.39}$$

ข3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่างขั้ว v_w กับขั้ว v_z (v_w/v_z)



รูปที่ ข7 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่างขั้ว v_z กับขั้ว v_w (v_w/v_z)

ของวงจร CDBA ดังรูปที่ 3.5



* เมื่อ $G_w = 1/R_w$ *

รูปที่ ข8 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ข7

วงจรตามแรงดันดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ประกอบไปทรานซิสเตอร์ $Q_{16} - Q_{20}$ ซึ่งใช้พื้นฐานวงจรอินพุตความต้านทานต่ำในรูปที่ 3.2 ทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z (v_z) ไปยังขั้ว w (v_w) โดยทำการเพิ่มการจ่ายกระแสไบอัสให้กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{16} เพื่อทำหน้าที่ยกระดับแรงดัน การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันสามารถหาได้จากวงจรรูป ข7 และวงจรสมมูลสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ ข8 ดังนั้นการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรจึงสามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้

ที่โหนด v_1 จะได้

$$\left(g_o + g_\pi\right)\left(v_1 - v_z\right) + g_m\left(v_1 - v_z\right) + \left(g_\pi + sC_\pi\right)\left(v_1 - v_w\right) + sC_\mu\left(v_1 - v_w\right) = 0$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$v_1 = \frac{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_z + \left(g_\pi + sC_\pi\right)v_w}{\left(g_m + 2g_\pi + 2sC_\pi\right)} \qquad \text{(ข3.1)}$$

ที่โหนด v_{out} จะได้

$$\left(g_\pi + sC_\pi\right)\left(v_w - v_1\right) + G_w v_w + g_m\left(v_w - v_1\right) = 0$$

$$\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_1 = \left(g_m + g_\pi + sC_\pi + G_w\right)v_w \qquad \text{(ข3.2)}$$

แทนค่า v_1 จากสมการที่ (ข3.1) ลงในสมการที่ (ข3.2) จะได้

$$\left(g_m + g_\pi\right)\left(\frac{\left(g_m + g_\pi\right)v_z + \left(g_\pi + sC_\pi\right)v_w}{\left(g_m + 2g_\pi + 2sC_\pi\right)}\right) = \left(g_m + g_\pi + sC_\pi + G_w\right)v_w$$

$$\frac{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_z + \left(g_\pi + sC_\pi\right)\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)v_w}{\left(g_m + 2g_\pi + 2sC_\pi\right)} = \left(g_m + g_\pi + sC_\pi + G_w\right)v_w$$

$$\frac{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)^2}{\left(g_m + 2g_\pi + 2sC_\pi\right)}v_z = \left(\left(g_m + g_\pi + sC_\pi + G_w\right) - \frac{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)\left(g_\pi + sC_\pi\right)}{\left(g_m + 2g_\pi + 2sC_\pi\right)}\right)v_w \qquad \text{(ข3.3)}$$

จัดรูปสมการที่ (ข3.3) ให้เป็นสมการส่งผ่านแรงดัน

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{\left(g_m + sC_\pi\right)^2}{\left(g_m + 2sC_\pi\right)}\left(\frac{1}{\left(g_m + sC_\pi + G_w\right)} - \frac{\left(g_m + 2sC_\pi\right)}{\left(g_m + sC_\pi\right)}\right)$$

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)^2}{\left(g_m + g_\pi + sC_\pi + G_w\right)\left(g_m + 2g_\pi\right)\left(g_m + g_\pi + sC_\pi\right)\left(g_\pi + sC_\pi\right)}$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_w}{v_z}=\frac{\dfrac{(g_m+g_\pi+sC_\pi)^2}{(g_m+g_mG_w+g_m2g_\pi+g_\pi{}^2+2g_\pi G_w)}}{1+\dfrac{(g_m2C_\pi+g_\pi 2C_\pi+2C_\pi G_w)}{(g_m+g_mG_w+g_m2g_\pi+g_\pi{}^2+2g_\pi G_w)}+s^2\dfrac{C_\pi{}^2}{(g_m+g_mG_w+g_m2g_\pi+g_\pi{}^2+2g_\pi G_w)}}$$

แต่โดยทั่วไป $g_m >> g_\pi >> g_o$ ทำให้สมการข้างบนกลายเป็น

$$\frac{v_w}{v_z}=\frac{\dfrac{1}{g_m+G_w}\left(1+\dfrac{sC_\pi}{g_m}\right)^2}{1+s\dfrac{2C_\pi}{g_m+2g_\pi}+s^2\dfrac{C_\pi{}^2}{g_m(g_m+G_w)}} \qquad (ข3.4)$$

หากพิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ข3.4) พบว่ามีโพลอยู่สองตำแหน่ง โดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้คือ [18]

$$D(s)=\left[1+s\left(\frac{1}{p_{11}}+\frac{1}{p_{12}}\right)+\frac{s^2}{p_{11}p_{12}}\right] \qquad (ข3.5)$$

โดยที่ $p_i\,(i = 11, 12)$ คือ ตำแหน่งโพลของสมการที่ (ข3.4) ซึ่งโดยทั่วไปหากประมาณว่า $p_{12} >> p_{11}$ แล้ว สมการที่ (ข3.5) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s)\cong\left(1+\frac{s}{p_{11}}+\frac{s^2}{p_{11}p_{12}}\right) \qquad (ข3.6)$$

ดังนั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ข3.4) กับสมการที่ (ข3.6) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$p_{11}=\frac{g_m+2g_\pi}{2C_\pi} \qquad (3.7)$$

และ
$$p_{12}=\frac{1}{p_{11}}(p_{11}p_{12})=\frac{2g_m(g_m+G_w)}{(g_m+g_\pi)C_\pi}=\frac{2(g_m+G_w)}{C_\pi\left(1+\dfrac{g_\pi}{g_m}\right)} \qquad (3.8)$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{v_w}{v_z} = \frac{H_3 N(s)}{\left(1+\frac{s}{p_{11}}\right)\left(1+\frac{s}{p_{12}}\right)} \quad \text{(ข3.9)}$$

โดยที่

$$H_3 = \frac{1}{1+\frac{G_w}{g_m}}$$

$$N(s) = \left(1+\frac{sC_\pi}{g_m}\right)^2$$

$$p_{11} = \frac{g_m\left(1+\frac{2g_\pi}{g_m}\right)}{2C_\pi}$$

และ

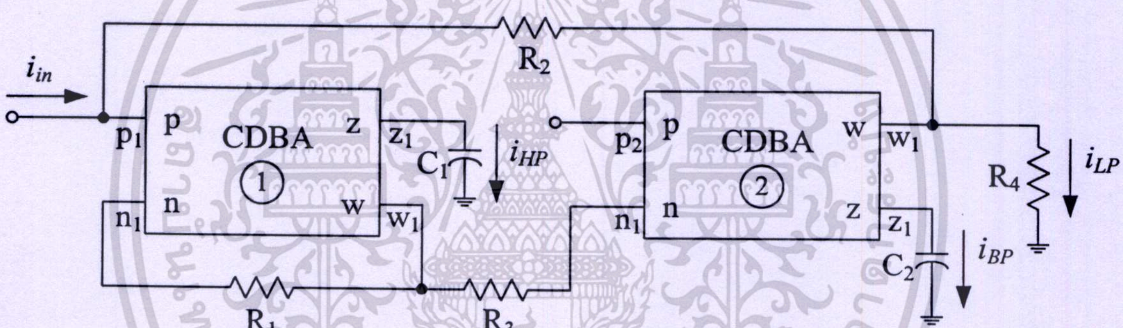
$$p_{12} = \frac{2g_m\left(1+\frac{G_w}{g_m}\right)}{C_\pi\left(1+\frac{g_\pi}{g_m}\right)} \quad \text{(ข3.10)}$$

ภาคผนวก ค

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA

ค.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA

จากวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต ดังรูปที่ ค.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจร สามารถหาได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ ค.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA

เมื่อพิจารณาที่โหนด p_1

$$-i_{in} - \frac{v_{w2}}{R_2} + i_{p1} = 0 \qquad (ค1.1)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด n_1

$$i_{in1} = \frac{v_{w1}}{R_1}$$

$$i_{z1} = \frac{R_2 i_{in} + v_{w2}}{R_2} - \frac{v_{w1}}{R_1}$$

$$i_{z1} = \frac{R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1 - v_{w1} R_2}{R_1 R_2}$$

$$v_{w1} = \frac{i_z}{sC_1}$$

$$v_{w1} = \frac{R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1 - v_{w1} R_2}{sC_1 R_1 R_2}$$

$$v_{w1} sC_1 R_1 R_2 = R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1 - v_{w1} R_2$$

$$v_{w1}\left(sC_1 R_1 R_2 + R_2\right) = R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1$$

$$v_{w1} = \frac{R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1}{\left(sC_1 R_1 R_2 + R_2\right)} \qquad (ค1.2)$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด n_2 และแทนค่าจากสมการที่ (ค1.2) จะได้

$$i_{n2} = \frac{v_{w1}}{R_3} = \frac{R_1 R_2 i_{in} + v_{w2} R_1}{R_3\left(sC_1 R_1 R_2 + R_2\right)}$$

$$i_{z2} = -\frac{R_1 R_2 i_{in} - v_{w2} R_1}{sC_1 R_1 R_2 R_3 + R_2 R_3} \qquad (ค1.3)$$

$$v_{w2} = \frac{i_{z2}}{sC_2} = -\frac{R_1 R_2 i_{in} - v_{w2} R_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + sC_2 R_2 R_3}$$

$$v_{w2} = -\frac{R_1 R_2 i_{in}}{\left(s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + sC_2 R_2 R_3 + R_1\right)} \qquad (ค1.4)$$

เมื่อ $$i_{LP} = \frac{v_{w2}}{R_4}$$

เมื่อกำหนดให้ $R_2 = R_4$ ดังนั้นจากสมการที่ (ค1.3) ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ เท่ากับ

$$i_{LP} = -\frac{R_1 i_{in}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1}$$

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = -\frac{\dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}}{\left(s^2 + \dfrac{s}{C_1 R_1} + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}\right)} \qquad (ค1.5)$$

จากสมการที่ (ค1.3) จะได้

$$i_{BP} = i_{z2} = -\frac{R_1 R_2 i_{in} - v_{w2} R_1}{s C_1 R_1 R_2 R_3 + R_2 R_3} \qquad (ค1.6)$$

แทนค่า v_{w2} จากสมการที่ (ค1.4) จะได้

$$i_{BP} = v_{w2} s C_2 = -\frac{R_1 R_2 s C_2 i_{in}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1}$$

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = -\frac{\left(\dfrac{s}{C_1 R_3}\right)}{\left(s^2 + \dfrac{s}{C_1 R_1} + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}\right)} \qquad (ค1.7)$$

แทนค่าสมการที่ (ค1.4) ลงในสมการที่ (ค1.2) จะได้

$$v_{w1} = \frac{R_1 R_2 i_{in} - R_1 R_2 i_{in} R_1}{\left(s C_1 R_1 R_2 + R_2\right)\left(s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1\right)} \qquad (ค1.8)$$

$$v_{w1}\left(s C_1 R_1 R_2 + R_2\right) = \frac{R_1 R_2 i_{in}\left(s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1\right) - R_1 R_2 i_{in} R_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1}$$

$$v_{w1}\left(s C_1 R_1 R_2 + R_2\right) = \frac{\left(s^2 C_1 C_2 R_1^{\,2} R_2^{\,2} R_3 + s C_2 R_2^{\,2} R_3\right) i_{in}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1}$$

$$v_{w1} = \frac{sC_2R_1R_2R_3\left(sC_1R_1R_2 + R_2\right)i_{in}}{\left(sC_1R_1R_2 + R_2\right)\left(s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2R_2R_3 + R_1\right)}$$

$$v_{w1} = \frac{sC_2R_1R_2R_3i_{in}}{s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2R_2R_3 + R_1} \quad \text{(ค1.9)}$$

จากรูปที่ ค.1 ทำให้ได้กระแสเอาต์พุต (i_{HP}) ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงดังนี้

$$i_{HP} = v_{w1}sC_1 \quad \text{(ค1.10)}$$

แทนค่า v_{w1} จากสมการที่ (ค1.9) จะได้

$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1C_2R_2R_3}} \quad \text{(ค1.11)}$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (ค1.5) ,(ค1.7) และ (ค1.11) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรมีค่าดังสมการที่ (ค1.12) และ (ค1.13) เมื่อกำหนดให้ $K = \frac{R_3}{R_1}$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{K}{R_2R_3C_1C_2}} \quad \text{(ค1.12)}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{KR_1C_1}{R_2C_2}} \quad \text{(ค1.13)}$$

ค.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบพาสซีฟ

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

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

ซึ่งหมายความว่าในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณให้มีคุณสมบัติที่ดีนั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (ค2.1) ต้องมีค่าต่ำ ๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้ S_x^Y แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์ Y ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ x ดังนั้นสมการที่ (ค2.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

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

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอคทีฟของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแส ดังรูปที่ ค.1 ซึ่งมีค่า ω_0 และค่า Q ของวงจรดังนี้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{K}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \qquad \text{(ค2.3)}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{K R_1 C_1}{R_2 C_2}} \qquad \text{(ค2.4)}$$

เมื่อทำการพิจารณาหาค่าความไว ω_0 และค่า Q ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอคทีฟ K , R_i และ C_i เมื่อ ($i = 1, 2$) ในวงจร โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้ เช่น การหาค่าความไวของ K ต่อค่า ω_0

$$S_K^{\omega_0} = \frac{K}{\omega_0}\frac{\partial \omega_0}{\partial K} \qquad \text{(ค2.5)}$$

แทนค่าสมการที่ (ค2.3) ลงในสมการที่ (ค2.5) จะได้

$$S_K^{\omega_0} = \frac{K}{\left(\frac{K}{R_1R_2C_1C_2}\right)^{1/2}} \frac{\partial\left(\frac{K}{R_1R_2C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial K}$$

$$= \frac{1}{2}(K)^{1/2}.(K)^{-1/2} \quad = \frac{1}{2} \qquad \text{(ค2.6)}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$-S_K^{\omega_o} = S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \qquad \text{(ค2.7)}$$

และ

$$S_K^Q = S_{R_1}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \qquad \text{(ค2.8)}$$

ค.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต กรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ

ในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติของวงจร CDBA เมื่อกำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ของวงจร CDBA เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติมีค่าดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = \alpha_p i_p - \alpha_n i_n \quad \text{และ} \quad v_w = \beta v_z \tag{ค3.1}$$

เมื่อ $\alpha_p = 1-\varepsilon_p (\varepsilon_p << 1)$ และ $\alpha_n = 1-\varepsilon_n (\varepsilon_n << 1)$ โดยที่ ε_p และ ε_n คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสของวงจร CDBA ระหว่างขั้ว p กับขั้ว z และระหว่างขั้ว n กับขั้ว z ตามลำดับ และ $\beta = 1-\varepsilon_v(\varepsilon_v << 1)$ โดยที่ ε_v คือค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว z กับขั้ว w ดังนั้นสามารถหาค่าความสัมพันธ์กระแสของวงจรกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาในส่วนของกรองผ่านความถี่ต่ำที่โหนด p_1 จะได้

$$-i_{in} - \frac{v_{w2}}{R_2} + i_{p1} = 0$$

หรือ

$$i_{p1} = \frac{R_2 i_{in} + v_{w2}}{R_2} \tag{ค3.2}$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด n_1 พบว่า

$$i_{in1} = \frac{v_{w1}}{R_1}$$

$$i_{z1} = \left(\frac{R_2 i_{in} + v_{w2}}{R_2}\right)\alpha_{p1} - \left(\frac{v_{w1}}{R_1}\right)\alpha_{n1}$$

$$i_{z1} = \frac{R_1 R_2 \alpha_{p1} i_{in} + v_{w2}\alpha_{p1} R_1 - v_{w1}\alpha_{n1} R_2}{R_1 R_2}$$

$$v_{w1} = \frac{\beta_1 i_z}{sC_1}$$

$$v_{w1} = \frac{R_1R_2\alpha_{p1}\beta_1 i_{in} + v_{w2}\alpha_{p1}\beta_1R_1 - v_{w1}\alpha_{n1}\beta_1R_2}{sC_1R_1R_2}$$

$$v_{w1} = \frac{R_1R_2\alpha_{p1}\beta_1 i_{in} + v_{w2}\alpha_{p1}\beta_1R_1}{\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right)} \qquad \text{(ค3.3)}$$

เมื่อพิจารณาที่โหนด n_2 และแทนค่า v_{w1} จากสมการที่ (ค3.3) จะได้

$$i_{n2} = \frac{v_{w1}}{R_3} = \frac{R_1R_2\alpha_{p1}\beta_1 i_{in} + v_{w2}\alpha_{p1}\beta_1R_1}{R_3\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right)}$$

$$i_{z2} = \alpha_{n1} i_{n2} = -\frac{R_1R_2\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 i_{in} - v_{w2}\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1R_1}{sC_1R_1R_2R_3 + \alpha_{n1}\beta_1R_2R_3} \qquad \text{(ค3.4)}$$

$$v_{w2} = \frac{\beta_2 i_{z2}}{sC_2} = -\frac{R_1R_2\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 i_{in} - v_{w2}\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2\alpha_{n1}\beta_1R_2R_3}$$

$$v_{w2} = -\frac{R_1R_2\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 i_{in}}{\left(s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2\alpha_{n1}\beta_1R_2R_3 + \alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2R_1\right)} \qquad \text{(ค3.5)}$$

เนื่องจาก $i_{LP} = \frac{v_{w2}}{R_4}$ ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $R_2 = R_4$ สมการที่ (ค3.5) สามารถเขียนได้ใหม่กลายเป็น

$$i_{LP} = -\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2R_1 i_{in}}{s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + s\alpha_{n1}\beta_1C_2R_2R_3 + \alpha_{n1}\alpha_{n1}\beta_1\beta_2R_1}$$

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = -\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + s\alpha_{n1}\beta_1C_2R_2R_3 + \alpha_{p1}\alpha_{n1}\beta_1\beta_2R_1}$$

$$\frac{i_{LP}}{i_{in}} = -\frac{\dfrac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1C_2R_2R_3}}{\left(s^2 + s\dfrac{\alpha_{n1}\beta_1}{C_1R_1} + \dfrac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1C_2R_2R_3}\right)} \qquad \text{(ค3.6)}$$

จากวงจรในรูปที่ ค.1 จะได้

$$i_{BP} = v_{w2} s C_2$$

แทนค่า v_{w2} จากสมการที่ (ค3.5) จะได้

$$\frac{i_{BP}}{i_{in}} = -\frac{\dfrac{s\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1R_3}}{s^2 + s\dfrac{\alpha_{n1}\beta_1}{C_1R_1} + \dfrac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1C_2R_2R_3}} \qquad (ค3.7)$$

กำหนดให้ $D'(s) = s^2C_1C_2R_1R_2R_3 + sC_2\alpha_{n1}\beta_1R_2R_3 + \alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2R_1$ จะเขียนสมการที่ (ค3.5) ได้ใหม่เป็น

$$v_{w2} = -\frac{R_1R_2\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 i_{in}}{D'(s)} \qquad (ค3.8)$$

แทนค่าสมการที่ (ค3.8) ลงในสมการที่ (ค3.3) จะได้

$$v_{w1}\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right) = \alpha_{p1}\beta_1R_1R_2 i_{in} - \frac{\alpha_{p1}{}^2\alpha_{n2}\beta_1{}^2\beta_2R_1{}^2R_2}{D'(s)}$$

$$v_{w1}\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right) = \frac{s^2\alpha_{p1}\beta_1C_1C_2R_1{}^2R_2{}^2R_3 + s\alpha_{n1}\alpha_{p1}\beta_1{}^2C_2R_1R_2{}^2R_3}{D'(s)}$$

$$v_{w1} = \frac{s^2\alpha_{p1}\beta_1C_1C_2R_1{}^2R_2{}^2R_3 + s\alpha_{n1}\alpha_{p1}\beta_1{}^2C_2R_1R_2{}^2R_3}{\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right)D'(s)}$$

$$v_{w1} = \frac{s\alpha_{p1}\beta_1C_2R_1R_2R_3\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right)}{\left(sC_1R_1R_2 + \alpha_{n1}\beta_1R_2\right)D'(s)}$$

$$v_{w1} = \frac{s\alpha_{p1}\beta_1C_2R_1R_2R_3}{D'(s)} \qquad (ค3.9)$$

จากสมการที่ (ค1.10) จะได้

$$i_{HP} = v_{w1} s C_1 \qquad (ค3.10)$$

แทนค่า v_{w1} จากสมการที่ (ค3.9) จะได้

$$i_{HP} = \frac{s^2\alpha_{p1}\beta_1 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 i_{in}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s\alpha_{n1}\beta_1 C_2 R_2 R_3 + \alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2 R_1}$$

หรือ
$$\frac{i_{HP}}{i_{in}} = \frac{s^2\alpha_{p1}\beta_1}{s^2 + \frac{s\beta_1\alpha_{n1}}{C_1 R_1} + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \qquad (ค3.11)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (ค3.6) (ค3.7) และ (ค3.10) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ($\omega_0^{'}$) และตัวประกอบคุณภาพ (Q') ของวงจรในกรณีนี้เท่ากับ

$$\omega_0^{'} = \sqrt{\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_1\beta_2}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \qquad (ค3.12)$$

และ
$$Q' = \frac{R_1}{\alpha_{n1}}\sqrt{\frac{\alpha_{p1}\alpha_{n2}\beta_2 C_1}{\beta_1 C_2 R_2 R_3}} \qquad (ค3.13)$$

เมื่อทำการพิจารณาหาค่าความไวของ ω_0 และ Q ต่อการแปรค่าองค์ประกอบ R_i และ C_i (i = 1, 2) ในวงจร โดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรในกรณีที่ไม่เป็นอุดมคติมีค่าดังนี้

$$S^{\omega_0^{'}}_{\alpha_{n1},\alpha_{n2},\alpha_{n3}} = \frac{1}{2} \qquad (ค3.14)$$

$$S^{\omega_0^{'}}_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}} = 0 \qquad (ค3.15)$$

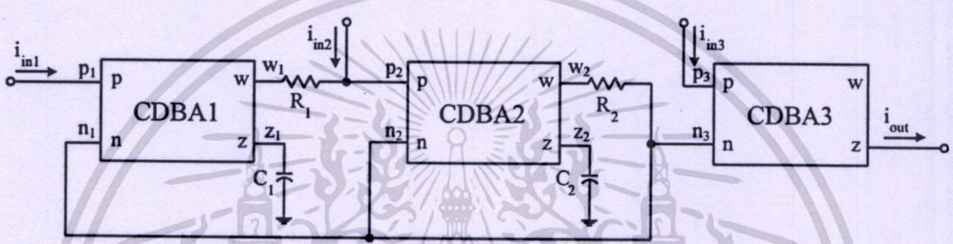
$$S^{Q'}_{\alpha_{n1},\alpha_{n3}} = -S^{Q'}_{\alpha_{n2}} = \frac{1}{2} \qquad (ค3.16)$$

และ
$$S^{Q'}_{\alpha_{p1},\alpha_{p4}} = -1 \qquad (ค3.17)$$

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA

ง.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจร CDBA



รูปที่ ง.1 วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจร CDBA

จากวงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตดังรูปที่ ง.1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

เมื่อพิจารณาจากโหนดเอาต์พุตจะได้กระแสเอาต์พุต (i_{out}) ของวงจรเท่ากับ

$$i_{out} = i_{in3} - \frac{v_{w2}}{3R_2} \quad (ง1.1)$$

ที่วงจร CDBA2 จะได้

$$v_{w2} = v_{z2} = \frac{1}{sC_2}\left(i_{in2} + \frac{v_{w1}}{R_1} - \frac{v_{w2}}{3R_2}\right) \quad (ง1.2)$$

และที่วงจร CDBA1 จะได้

$$v_{w1} = v_{z1} = \frac{1}{sC_1}\left(i_{in1} - \frac{v_{w2}}{3R_2}\right) \qquad (ง1.3)$$

นำสมการที่ (ง1.3) แทนลงในสมการที่ (ง1.2) จะได้

$$v_{w2} = \frac{1}{sC_2}\left(i_{in2} + \frac{i_{in1}}{sC_1R_1} - \frac{v_{w2}}{sC_1R_13R_2} - \frac{v_{w2}}{3R_2}\right)$$

$$v_{w2}\left(1 + \frac{1}{sC_2 3R_2} + \frac{1}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right) = \left(\frac{i_{in2}}{sC_2} + \frac{i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}\right)$$

หรือ

$$v_{w2} = \frac{\left(\frac{i_{in2}}{sC_2} + \frac{i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}\right)}{\left(1 + \frac{1}{sC_2 3R_2} + \frac{1}{s^2C_1C_1R_1 3R_2}\right)} \qquad (ง1.4)$$

และจากสมการที่ (ง1.1) เมื่อนำมาจัดรูปใหม่จะกลายเป็น

$$v_{w2} = (i_{in3} - i_{out})3R_2 \qquad (ง1.5)$$

ดังนั้นสมการที่ (ง1.4) เท่ากับ สมการที่ (ง1.5) ทำให้ได้

$$i_{in3}3R_2 - i_{out}3R_2 = \frac{\left(\frac{i_{in2}}{sC_2} + \frac{i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}\right)}{\left(1 + \frac{1}{sC_2 3R_2} + \frac{1}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right)}$$

หรือ $$i_{out}\left(3R_2 + \frac{1}{sC_2} + \frac{1}{s^2C_1C_2R_1}\right) = i_{in3}3R_2 + \frac{i_{in3}}{sC_2} + \frac{i_{in3}}{s^2C_1C_2R_1} - \frac{i_{in2}}{sC_2} - \frac{i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}$$

นำ $3R_2$ หารตลอดจะได้

$$i_{out}\left(1 + \frac{1}{sC_2 3R_2} + \frac{1}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right) = i_{in3} + \frac{i_{in3}}{sC_2 3R_2} + \frac{i_{in3}}{s^2C_1C_2R_1 3R_2} - \frac{i_{in2}}{sC_2 3R_2} - \frac{i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}$$

นำ $s^2C_1C_2R_1 3R_2$ คูณตลอดจะได้

$$i_{out}\left(3s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1\right) = i_{in3}\left(3s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1\right) - i_{in2}sC_1R_1 - i_{in1}$$

จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = \frac{i_{in3}\left(3s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1\right) - i_{in2}sC_1R_1 - i_{in1}}{\left(3s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1\right)} \quad (ง1.6)$$

และค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_0) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3R_1R_2C_1C_2}} \quad (ง1.7)$$

และ

$$Q = \frac{1}{3R_2C_2\sqrt{R_1C_1}} \quad (ง1.8)$$

ง.2 การวิเคราะห์ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบพาสซีฟ

เมื่อนำสมการที่ (ง1.6) และ (ง1.7) มาทำการวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรโดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ค.4 โดยพิจารณาหาค่าความไว ω_0 และ Q ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบพาสซีฟโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

การหาค่าความไวของ R_1 ต่อ ω_0

$$S_{R1}^{\omega_0} = \frac{R_1}{\omega_0}\frac{\partial \omega_0}{\partial R_1} \tag{ง2.1}$$

แทนค่าสมการที่ (ง1.5) ลงในสมการที่ (ง2.1) จะได้

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{R_1}{\left(\frac{1}{3R_1R_2C_1C_2}\right)^{1/2}}\frac{\partial\left(\frac{1}{3R_1R_2C_1C_2}\right)^{1/2}}{\partial R_1}$$

$$= -\frac{1}{2}(R_1)^{1/2}\cdot(R_1)^{-1/2} = -\frac{1}{2} \tag{ง2.2}$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันก็จะได้

$$S_{R_1,R_2,C_1,C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \tag{ง2.3}$$

และ

$$S_{R_2,C_2}^{Q} = -1 \tag{ง2.4}$$

ง.3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต กรณีที่มีการทำงานไม่เป็นอุดมคติ

เมื่อพิจารณาจากโหนดเอาต์พุตจะได้กระแสเอาต์พุต (i_{out}) ของวงจรเท่ากับ

$$i_{out} = \alpha_{p3} i_{in3} - \alpha_{p3} \frac{v_{w2}}{3R_2} \tag{ง3.1}$$

ที่วงจร CDBA2 จะได้

$$v_{w2} = \beta_2 v_{z2} = \frac{\beta_2}{sC_2}\left(\alpha_{p2} i_{in2} + \alpha_{p2}\frac{v_{w1}}{R_1} - \alpha_{n2}\frac{v_{w2}}{3R_2}\right) \tag{ง3.2}$$

และที่วงจร CDBA1 จะได้

$$v_{w1} = \beta_1 v_{z1} = \frac{\beta_1}{sC_1}\left(\alpha_{p1} i_{in1} - \alpha_{n1}\frac{v_{w2}}{3R_2}\right) \tag{ง3.3}$$

นำสมการที่ (ง3.3) แทนลงในสมการที่ (ง3.2) จะได้

$$v_{w2} = \frac{\beta_2}{sC_2}\left(\alpha_{p2} i_{in2} + \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1 i_{in1}}{sC_1R_1} - \frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1 v_{w2}}{sC_1R_1 3R_2} - \frac{\alpha_{n2} v_{w2}}{3R_2}\right)$$

หรือ

$$v_{w2} = \frac{\dfrac{\alpha_{p2}\beta_2 i_{in2}}{sC_2} + \dfrac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}}{\left(1 + \dfrac{\alpha_{n2}\beta_2}{sC_2 3R_2} + \dfrac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right)} \tag{ง3.4}$$

นำสมการที่ (ง3.1) จัดรูปใหม่จะได้เป็น

$$v_{w2} = \left(i_{in3} - \frac{i_{out}}{\alpha_{p3}}\right)3R_2 \tag{ง3.5}$$

ดังนั้นทำให้สมการที่ (ง3.4) มีค่าเท่ากับสมการที่ (ง3.5) ซึ่งจะได้

$$\left(i_{in3}-\frac{i_{out}}{\alpha_{p3}}\right)3R_2=\frac{\left(\dfrac{\alpha_{p2}\beta_2 i_{in2}}{sC_2}+\dfrac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}\right)}{\left(1+\dfrac{\alpha_{n2}\beta_2}{sC_2 3R_2}+\dfrac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right)}$$

หรือ

$$\frac{\beta_2\alpha_{p2}i_{in2}}{sC_2}+\frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1}=i_{in3}3R_2+\frac{\alpha_{n2}\beta_2 i_{in3}}{sC_2}+\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in3}}{s^2C_1C_2R_1}-\frac{i_{out}3R_2}{\alpha_{p2}}-\frac{\alpha_{n2}\beta_2 i_{out}}{\alpha_{p3}sC_2}-\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{out}}{\alpha_{p3}s^2C_1C_2R_1}$$

นำ $3R_2$ หารตลอดจะได้

$$i_{out}\left(\frac{1}{\alpha_{p3}}+\frac{\alpha_{n2}\beta_2}{\alpha_{p3}sC_2 3R_2}+\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{\alpha_{p3}s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right)=\left(1+\frac{\alpha_{n2}\beta_2}{sC_2 3R_2}+\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}\right)i_{in3}-\frac{\alpha_{p2}\beta_2 i_{in2}}{sC_2R_2}-\frac{\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in1}}{s^2C_1C_2R_1 3R_2}$$

นำ $s^2C_1C_2R_1 3R_2$ คูณตลอดจะได้

$$\begin{aligned}i_{out}\left(\frac{s^2C_1C_2R_1 3R_2}{\alpha_{p3}}+\frac{\alpha_{n2}\beta_2 sC_1R_1}{\alpha_{p3}}+\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{\alpha_{p3}}\right)&=\left(s^2C_1C_2R_1 3R_2+\alpha_{n2}\beta_2 sC_1R_1+\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2\right)i_{in3}\\&\quad-\alpha_{p2}\beta_2 sC_1R_1 i_{in2}-\alpha_{p1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2 i_{in1}\end{aligned}$$

นำ α_{p3} คูณตลอดจะได้

$$\begin{aligned}i_{out}\left(s^2C_1C_2R_1 3R_2+\alpha_{n2}\beta_2 sC_1R_1+\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2\right)&=\left(\alpha_{p3}s^2C_1C_2R_1 3R_2+\alpha_{n2}\alpha_{p3}\beta_2 sC_1R_1+\alpha_{n1}\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_1\beta_2\right)i_{in3}\\&\quad-\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_2 sC_1R_1 i_{in2}-\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_1\beta_2 i_{in1}\end{aligned}$$

เมื่อกำหนดให้ $D'(s)=s^2C_1C_2R_1 3R_2+\alpha_{n2}\beta_2 sC_1R_1+\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$i_{out}=\frac{\left(\alpha_{p3}D'(s)\right)i_{in3}-\left(sR_1C_1\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_2\right)i_{in2}-\left(\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_1\beta_2\right)i_{in1}}{D'(s)}\qquad (ง3.6)$$

จะทำให้ได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ ($\omega_{0'}'$) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q') ของวงจรในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{3R_1R_2C_1C_2}} \qquad \text{(ง3.7)}$$

และ

$$Q' = \frac{\beta_2}{\alpha_{n2}3R_2C_2}\sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_2}{R_1C_1}} \qquad \text{(ง3.8)}$$

และเช่นเดียวกันเมื่อนำสมการที่ (ง3.7) และ (ง3.8) มาวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรโดยอาศัยวิธีการเดียวกับหัวข้อ ง.2 ก็จะได้ค่าความไวของวงจรต่อการแปรค่าอุปกรณ์แอคทีฟในกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เป็นดังนี้

$$S^{\omega_0'}_{\alpha_{n1},\alpha_{p2},\beta_1,\beta_2} = \frac{1}{2} \qquad \text{(ง3.9)}$$

$$S^{Q'}_{\beta_2} = 1 \qquad \text{(ง3.10)}$$

และ

$$S^{Q'}_{\alpha_{n1},\alpha_{p2},\beta_1} = \frac{1}{2} \qquad \text{(ง3.11)}$$

ภาคผนวก จ

ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

MODEL NR200N NPN (

+	RB = 262.5	IRB = 0	RBM = 12.5
+	RC = 25	RE = 0.5	IS = 242E-18
+	EG = 1.206	XTI = 2	XTB = 1.538
+	BF = 137.5	IKF = 13.94E-3	NF = 1.0
+	VAF = 159.4	ISE = 72E-16	NE = 1.713
+	BR = 0.7258	IKR = 4.396E-3	NR = 1.0
+	VAR = 10.73	ISC = 0	NC = 2
+	TF = 0.425E-9	TR = 0.425E-8	CJE = 0.428E-12
+	VJE = 0.5	MJE = 0.28	CJC = 1.97E-13
+	VJC = 0.5	MJC = 0.3	XCJC = 0.065
+	CJS = 1.17E-12	VJS = 0.64	MJS = 0.4
+	FC = 0.5)		

MODEL PR200N PNP (

+	RB = 163.5	IRB = 0	RBM = 12.27
+	RC = 25	RE = 1.5	IS = 147E-18
+	EG = 1.206	XTI = 1.7	XTB = 1.866
+	BF = 110.0	IKF = 4.718E-3	NF = 1
+	VAF = 51.8	ISE = 50.2E-16	NE = 1.65
+	BR = 0.4745	IKR = 12.96E-3	NR = 1
+	VAR = 9.96	ISC = 0	NC = 2
+	TF = 0.610E-9	TR = 0.610E-8	CJE = 0.36E-12
+	VJE = 0.5	MJE = 0.28	CJC = 0.328E-12
+	VJC = 0.8	MJC = 0.4	XCJC = 0.074
+	CJS = 1.39E-12	VJS = 0.55	MJS = 0.35
+	FC = 0.5)		

ภาคผนวก ฉ

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการในวิทยานิพนธ์นี้มีจำนวน 3 บทความ ดังต่อไปนี้

[1] **V. Sawangarom**, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "NPN-based current differencing buffered amplifer and its application", **SICE-ICCAS 2006 International Joint Conference,** Busan, Korea, pp.5766-5769, October 18-21, 2006.

[2] **V. Sawangarom**, T. Dumawipata, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "Cascadable three-input single- output current-mode universal filter using CDBAs", Electrical Engineering/Electronics, Computer, **Telecommunications and Information Technology international conferenc (ECTI-CON 2007)**, Chiang Rai, Thailand, Vol. 1, pp.53-56, 2007.

[3] **วิศว สว่างอารมณ์**, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ และ วัลลภ สุระกำพลธร "วงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน" **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30**, 2550, หน้า 877-880

Final Program & Digest Book

SICE-ICCAS 2006

SICE - ICASE International Joint Conference 2006

October 18 - 21, 2006

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

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

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

SICE-ICASE International Joint Conference 2006
Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea

NPN-based Current Differencing Buffered Amplifier and Its Application

Visawa Sawangarom[1] Worapong Tangsrirat[1] Wanlop Surakampontorn[2]
[1] Department of Control Engineering [2] Department of Electronics
Faculty of Engineering, Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL)
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
(E-mail: visawa.sawangarom@gmail.com , ktworapo@kmitl.ac.th)

Abstract: A design of a current differencing buffered amplifier (CDBA) using only NPN transistors is proposed in this paper. The proposed CDBA is simple and is designed to operate with a minimum power supply of 2 volts. The PSPICE simulation results demonstrating the circuit performance are included. An example application using the proposed CDBA as active components in the realization of the current-mode universal active filter also included.

Keywords: Current Differencing Buffered Amplifier (CDBA), current-mode circuit, active filter

1. INTRODUCTION

During the part few years, current-mode signal processing techniques have been received a wide attention due to its wide bandwidth, low-voltage operation and simple implementation of signal operations such as addition and subtraction, that are often preferable to voltage-mode techniques [1]. The design of high performance current-mode building blocks, such as second-generation current conveyors (CCIIs), current feedback amplifiers (CFAs), have been proposed. Recently, a new active element, which is called as a current differencing buffered amplifier (CDBA), has been introduced [2]. The CDBA provides the advantages, particularly in the realization of continuous-time filters, in that it simplifies the implementation, being free from parasitic capacitances, and can be operated in the frequency range of more than tens of MHz [3]. Despite the fact that several CDBAs have been reported in the literatures [2]-[5], however, there are no CDBA circuits that use only NPN transistors and can operate at low supply voltage. In order to avoid the limitation of the high frequency operation effecting from PNP transistors, the CDBA should be designed so that signals pass through only NPN transistors. Moreover, a low-voltage technique is one of the most important issues because of the advance of the large-scale integration with complicated circuit system and the increasing demands for battery-operated portable equipments.

Therefore, the aim of this paper is to present a simple NPN-based CDBA, which can operate at a low DC supply voltage of 2 volts. To achieve a maximum high frequency response, the proposed CDBA is designed such that the signal has an all NPN transistor signal path. The simulation results with PSPICE show that a wide bandwidth of the proposed NPN-based low-voltage CDBA is obtained. As an application example, a current-mode universal filter using the proposed CDBA is also demonstrated.

2. CIRCUIT CONFIGURATIONS

The symbol of the CDBA is show in Fig.1, whose port characteristics can be described by the following relations [2]-[5] :

$$v_p = 0\ ,\ v_n = 0\ ,\ i_z = i_p - i_n \quad \text{and} \quad v_w = v_z \tag{1}$$

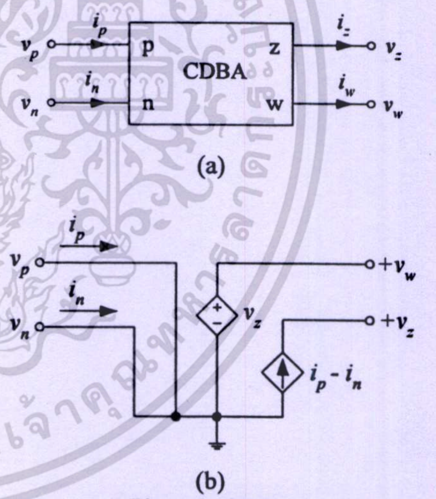


Figure1: CDBA
(a) circuit symbol (b) equivalent circuit

It should be noted from equation (1) that the differential input current i_p-i_n is converted to the output voltage v_w through an impedance connected at the port z. Therefore, the CDBA basically consists of two blocks, current differencing circuit and voltage follower. In the next section, we will introduce a low-voltage NPN-based current differencing circuit, providing the difference of the input current i_p and i_n (i_p-i_n), and a buffered voltage amplifier.

89-950038-5-5 98560/06/$10 © 2006 ICASE

2.1 Current differencing circuit

Consider the unity gain current amplifier shown in Fig.2, where transistors Q_1-Q_4 function as a feedback loop [6]. Assuming the emitter signal current of Q_1 is i_e, the emitter current of Q_2 becomes approximately equal to $\beta_2 i_e$. The current mirror formed by Q_3-Q_4 reflects the current $\beta_2 i_e$ to the collector of Q_4. Thus, we obtain the following relation :

$$i_{in} = i_e + \beta_2 i_e \tag{2}$$

or

$$i_e = \frac{i_{in}}{\beta_2 + 1} \tag{3}$$

where i_{in} is the input signal current, and β_2 is the current gain of transistor Q_2. The output current i_{out} of this circuit can be given by :

$$i_{out} = -\beta_2 i_e = -\frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} i_{in} \tag{4}$$

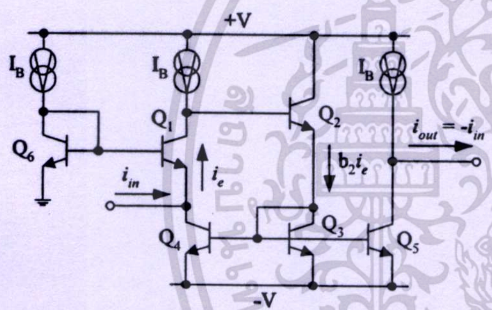


Figure 2 : Unity gain current amplifier

In general case, the current gain β_2 is high enough, then the output current i_{out} can be written as

$$i_{out} \cong -i_{in} \tag{5}$$

The input resistance r_{in} of this circuit is very low value due to negative feedback and given by :

$$r_{in} \cong \frac{r_{e1}}{\beta_2} \tag{6}$$

where $r_{e1} = V_T/I_B$ is the small signal emitter resistance, and V_T is the thermal voltage.

Fig.3 shows the current differencing circuit, which is obtained by using two the unity gain current amplifier Q_1-Q_5 and Q_7-Q_{11}. In this circuit, the current mirror Q_{12}-Q_{15} reflects the current i_p to output port, therefore, the output current of this circuit is obtained as :

$$i_{out} \cong i_p - i_n \tag{7}$$

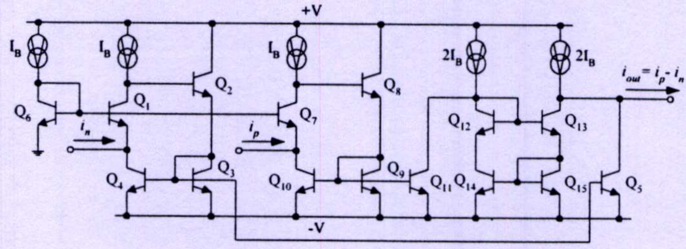


Figure 3 : Current differencing circuit

2.2 Buffered voltage amplifier

Fig.4 shows the buffer voltage amplifier Q_{16}-Q_{20} that forces the w terminal voltage (v_w) to that of the z terminal (v_z) or $v_w = v_z$. Let us assume that all transistors are well matched. Thus, the input impedance at the port z becomes very high and is approximately equal to

$$r_z \cong \beta_{17}(r_{e17} + R_w \beta_{18}) \tag{8}$$

where R_w is the resistor connected to the port w. On the other hand, the output impedance at the port w becomes quite low and is equal to

$$r_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} \tag{9}$$

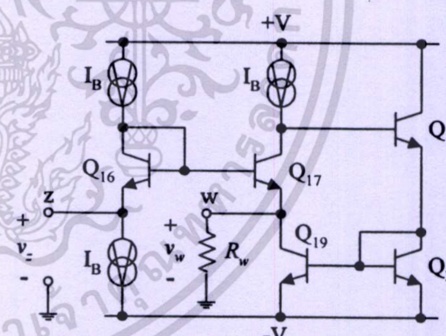


Figure 4 : Buffer voltage amplifier

3. PROPOSED NPN-BASED CDBA

The proposed NPN-based CDBA is shown in Fig.5, which consists of a current differencing circuit of Fig.3 and a buffer voltage amplifier of Fig.4. It should be noted that the circuit contains only two transistors and one bias current source between the positive and negative supply voltages. Hence, this circuit can operate at a low voltage power supplied and the supply voltage of $(2V_{BE}+V_{CE,sat})$ = 2 V (or ±1 V) can be used.

SICE-ICASE International Joint Conference 2006
Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea

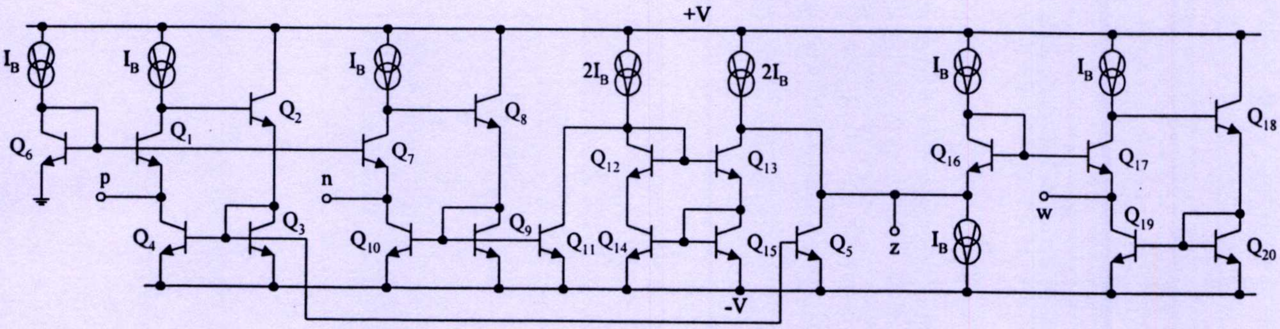


Figure 5 : Proposed CDBA circuit using only NPN transistors

4. SIMULATION RESULTS

The characteristics of the proposed CDBA were confirmed by PSPICE simulation using the AT&T ALA 400-CBIC-R process parameters [7]. The power supply voltages are +V = -V = 1V, and the bias currents I_B are set to 200 μA.

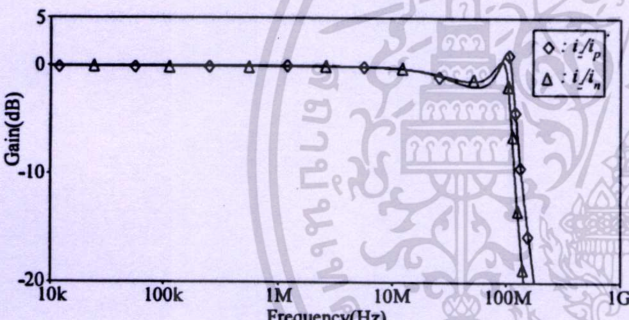


Figure 6 : Simulated frequency responses of the current transfer characteristics (i_z/i_p, i_z/i_n)

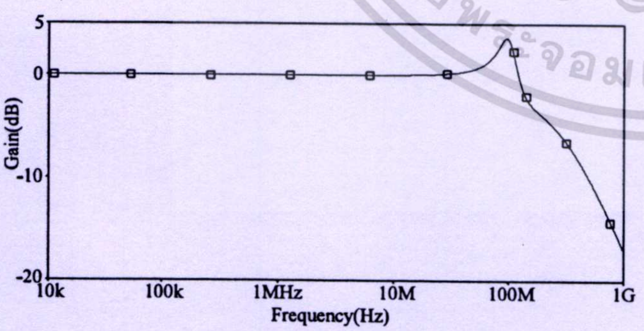


Figure 7 : Simulated frequency responses of the current transfer characteristic (v_w/v_z)

Fig.6 shows the simulated frequency responses of the current transfer characteristics of the proposed circuit with output terminal z short-circuited. It can be observed that the cutoff frequencies of i_z/i_p and i_z/i_n are approximately at 126 MHz and 119 MHz, respectively.

The simulated frequency response of the voltage transfer between the port z and w (v_w/v_z), when a resistor of 1 kΩ is connected between the port z and ground, is shown in Fig.7. The -3dB frequency of about 200 MHz is observed. The simulation results show that the circuit has a wide bandwidth.

5. APPLICATION EXAMPLE

In this section, we will present a simple example of an application of the proposed NPN-based CDBA. The current-mode universal filter constructed with two CDBAs and six passive elements is shown in Fig. 8. Routine circuit analysis yields the following current transfer functions.

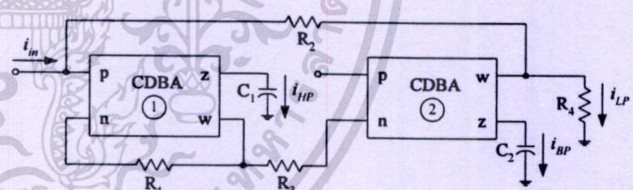


Figure 8 : Current-mode universal filters using CDBAs

$$T_{LP}(s)=\frac{I_{LP}(s)}{I_{in1}(s)}=-\frac{\left(K/\tau_1\tau_2\right)}{D(s)} \tag{10}$$

$$T_{BP}(s)=\frac{I_{BP}(s)}{I_{in2}(s)}=-\frac{s\left(K/\tau_1\right)}{D(s)} \tag{11}$$

$$T_{HP}(s)=\frac{I_{HP}(s)}{I_{in3}(s)}=\frac{s^2}{D(s)} \tag{12}$$

where $D(s)=s^2+\left(\frac{s}{\tau_1}\right)+\left(\frac{K}{\tau_1\tau_2}\right)$ and $\tau_1=R_1C_1$, $\tau_2=R_2C_2$, $K=\frac{R_1}{R_3}$, $R_2=R_4$. It can be found that the circuit can simultaneously realize the three current transfer functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP) and highpass (HP) functions, without changing circuit configuration. From the above characteristic equations, the natural frequency (ω_o) and the quality factor (Q) of this filter are :

$$\omega_o = \left(\frac{K}{R_1R_2C_1C_2}\right)^{1/2} \quad (13)$$

$$Q = \left(\frac{KR_1C_1}{R_2C_2}\right)^{1/2} \quad (14).$$

The passive sensitivities of ω_o and Q-factor for this filter can be obtained as :

$$-S_K^{\omega_o} = S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (15)$$

$$S_K^Q = S_{R_1}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (16)$$

All of the passive sensitivities are quite small. In order to verify high frequency performance of the filter, the simulation results for the LP, BP and HP filter characteristics when R_i (i = 1, 2, 3, 4) = 1 kΩ and $C_1 = C_2$ = 0.1 nF are illustrated in Fig.9. The filter is designed to realize the filter responses with a natural frequency of f_o = 1.59 MHz at Q = 1. PSPICE simulations show that the frequency deviation is 5.66%. These results are found to be in good agreement with the predicted values.

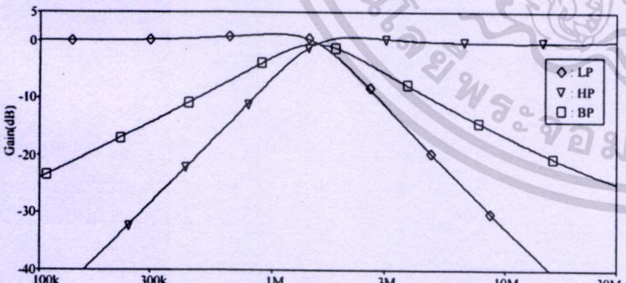


Figure 9 : Simulation results for the LP, BP and HP responses of the filter in Fig.8.

6. CONCLUSIONS

A design technique to realize a current differencing buffered amplifier (CDBA) based on the use of only NPN transistors has been proposed. The proposed circuit is suitable for low-voltage operation. The feasibility of the proposed CDBA has been demonstrated on the current-mode universal filter. The simulation results are in close agreement with the theoretical predictions and verify the usefulness of the proposed circuit in a low-power current-mode operation and active filter applications.

7. ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

[1] C. Toumazou, F.J. Lidgey and D.G. Haigh, *Analog IC Design : The Current Mode Approach*, Peter Peregrinus Ltd., London, 1990.

[2] C. Acar and S. Ozoguz, "A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microeletron. J.*, vol. 30, pp.157-160, 1999.

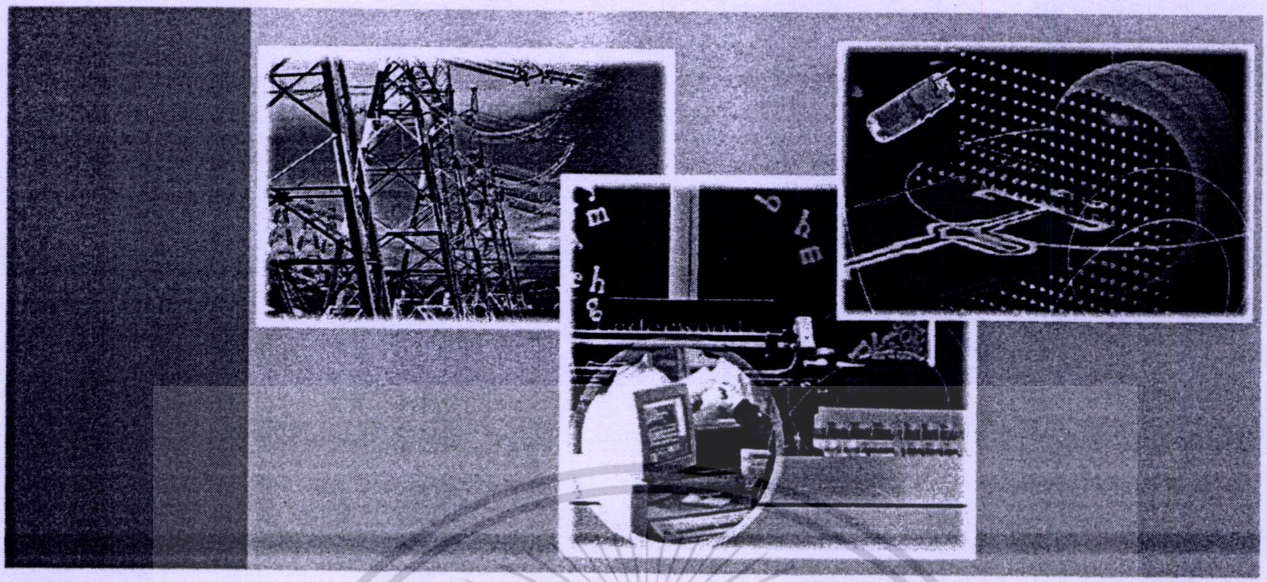
[3] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar, "Current-mode continuous-time fully-integrated universal filter using CDBAs", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp.97-98, 1999.

[4] N. Tarim and H. Kuntman, "A high performance current differencing buffered amplifier", *Proceeding of International Conference on Microelectronics*, pp.153-156, 2001.

[5] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn and N. Fujii, "Realization of Leapfrog filters using current differencing buffered amplifier", *IEICE Trans. Fundamental*, vol. E86-A, no.2, pp.320-326, 2003.

[6] T. Nagasaku, A. Hyogo, and K. Sekine, "A synthesis of a novel current-mode operational amplifier", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.11, pp.183-185, 1996.

[7] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *Proc. IEE, Pt-G*, vol.140, pp.406-416, 1993.

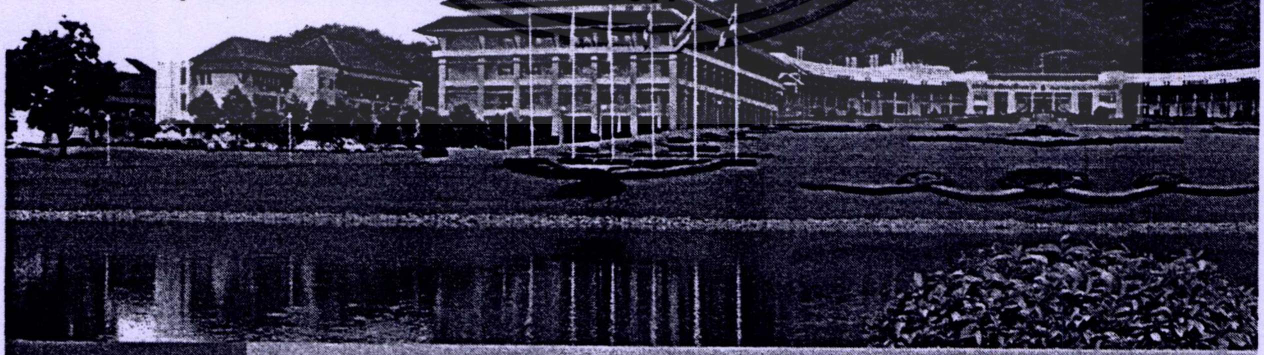


ECTI-CON 2007

Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007

VOLUME 1
- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2
- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



ECTI Association · IEEE THAILAND SECTION · NECTEC a member of NSTDA · WD Western Digital

Cascadable Three-Input Single-Output Current-Mode Universal Filter Using CDBAs

Visawa Sawangarom* Teerasilapa Dumawipata** Worapong Tangsrirat* Wanlop Surakampontorn*

* Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT),
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

** Department of Industrial Electrical Technology (IET), Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology North-Bandkok (KMITNB),
Bandsue, Bangkok 10800, THAILAND

E-mail : visawa.sawangarom@gmail.com , ktworapo@kmitl.ac.th

***Abstract*-This paper presents the three-input single-output current-mode universal filter using three current differencing buffered amplifiers (CDBAs), two resistors, and two grounded capacitors. By properly selecting the input signals, the filter can realize five standard biquadratic functions, i.e. lowpass, bandpass, highpass, bandstop and allpass current responses from the same circuit topology. The natural frequency ω_o and the bandwidth BW are independently controllable. No critical matching condition is required for realizing all the filter responses, and all the incremental parameter sensitivities are also low. The performances of the proposed circuit are confirmed by PSPICE simulations.**

Keywords:current differencing buffered amplifier (CDBA), universal filter.

I. Introduction

In recent years, a new active building block, which is called a current differencing buffered amplifier (CDBA), has received much attention. Many applications in active filter design based on CDBA were reported in the literature [1]-[9]. They have been demonstrated that the CDBA is a versatile active building block for voltage- and current-mode signal processing applications. Despite the fact that the current-mode filter with multiple-input and single-output terminals concerning CDBA's is now available. To the best of our knowledges, only one work proposes a current-mode Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN) biquad circuit using three CDBAs and eight passive elements [8]. Actually, the number of the passive elements employed in this filter realization is rather high. Moreover, the filter does not exhibit a high output impedance, which cannot be cascaded to the next stage directly. Although a cascadble CDBA-based current-mode filter has been proposed recently [9], it requires an additional CDBA and component matching conditions for realizing a highpass response. Therefore, a few applications on the cascadable multiple-input single-output (MISO) current-mode universal filter using CDBAs as active components are available.

In this paper, the CDBA-based MISO current-mode universal biquadratic filter is proposed to show versatility of CDBA in current-mode operation. The proposed circuit configuration with three input and single output terminals employs only three CDBAs, two virtually grounded resistors and two grounded capacitors, which provides the advantage of an integrated circuit (IC) implementation [10]-[11]. The filter can realize five standard biquadratic filtering functions, i.e., lowpass (LP), bandpass (BP), highpass (HP), bandstop (BS) and allpass (AP) from the same configuration by properly selecting the input signals. The circuit also provide the low-impedance inputs and high impedance output which is no problem for the input signal current source and easily cascadable to the next stage without needing additional buffers. For the realization of all the filter responses, no critical component matching condition is required, and both active and passive sensitivities are low. PSPICE simulation results are used to verify the performances of the proposed circuit.

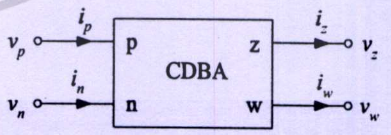


Figure 1. Electrical circuit symbol of the CDBA

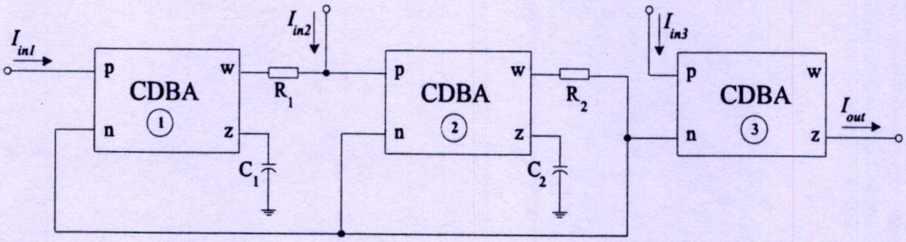


Figure 2. Proposed cascadable TISO current-mode universal filter employing CDBAs

II. CIRCUIT DESCRIPTION

An electrical circuit symbol of the CDBA is shown in Fig.1, where p and n are input terminals, and z and w are output terminals. The characteristic equation of this device can be expressed by the following matrix equation.

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

According to above equation, the difference of the input currents i_p and i_n at the terminals p and n, respectively, is converted to the output voltage v_w at the terminal w through an impedance connected at the terminal z. It can be further inferred that the terminal impedances of the p and n terminals are internally grounded.

Fig.2 illustrates the proposed three-input single-output (TISO) cascadable current-mode universal filter, which consists of only three CDBA, two resistors and two grounded capacitors. Since all the capacitors are grounded, thus the circuit is beneficial to an IC implementation [10]-[11]. By routine circuit analysis based on equation (1), the current transfer function of the proposed CDBA-based filter can be given by :

$$I_{out} = \frac{D(s)I_{in3} - sR_1C_1I_{in2} - I_{in1}}{D(s)} \quad (2)$$

where $D(s) = s^2 3R_1R_2C_1C_2 + sR_1C_1 + 1$.

According to equation (2), if the magnitudes of the input current I_{in1}, I_{in2} and I_{in3} are chosen as table I, then all the standard biquad filtering functions can be obtained. This means that the proposed filter can realize five standard types of the biquadratic filtering functions without any component matching condition requirements.

TABLE I
The I_{in1}, I_{in2} and I_{in3} values for each filter function

Function type	I_{in1}	I_{in2}	I_{in3}
LP	I_{in}	0	0
HP	I_{in}	I_{in}	I_{in}
BP	0	I_{in}	0
BS	0	I_{in}	I_{in}
AP	0	$2I_{in}$	I_{in}

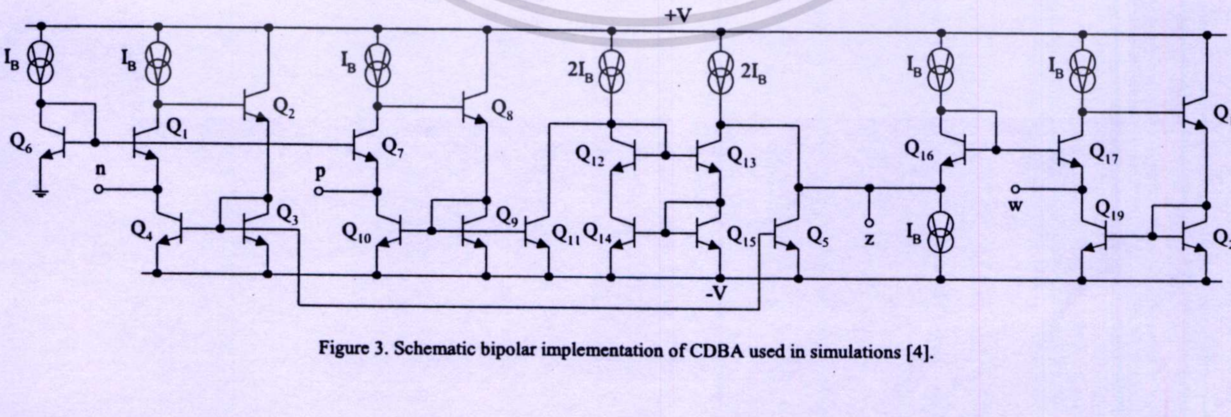


Figure 3. Schematic bipolar implementation of CDBA used in simulations [4].

The natural frequency ω_o and the bandwidth BW of the proposed filter are found to be

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{3R_1R_2C_1C_2}} \quad (3)$$

and
$$BW = \frac{1}{3R_2C_2} \quad (4)$$

From equations (3) and (4), it can readily be shown that the ω_o for all the filter responses can be adjusted by controlling the resistor R_1 and/or the capacitor C_1 without disturbing the parameter BW. Therefore, the filter parameters ω_o and BW are independently controllable.

III. Non-Ideal Considerations

The effects of CDBA non-idealities on the filter performance have been now considered in this section. By taking into consideration of the non-ideal CDBAs, the relationship of the terminal currents and voltages given with equation (1) can be rewritten as :

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha_p & -\alpha_n \\ \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (5)$$

where $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$ and ε_p ($|\varepsilon_p| << 1$) denotes the current-tracking error from p terminal to z terminal, $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$ and ε_n ($|\varepsilon_n| << 1$) represents the current-tracking error from n terminal to z terminal, and $\beta = 1 - \varepsilon_v$ and ε_v ($|\varepsilon_v| << 1$) is the voltage-tracking error from z terminal to w terminal of the CDBA. Therefore, considering into account the factors due to the non-idealities of the CDBA given in equation (5), the modified current transfer functions of the proposed filter can be expressed as :

$$I_{out} = \frac{(\alpha_{p3}D_n(s))I_{in3} - (sR_1C_1\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_2)I_{in2} - (\alpha_{p1}\alpha_{p2}\alpha_{p3}\beta_1\beta_2)I_{in1}}{D_n(s)} \quad (6)$$

where $D_n(s) = s^2 3R_1R_2C_1C_2 + sR_1C_1\alpha_{n2}\beta_2 + \alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2$,

and α_{pi}, α_{ni} and β_i are the parameters α_p, α_n and β of the i-th CDBA (i = 1, 2, 3), respectively. In this case, the modified parameters ω_o and BW are given by :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_{n1}\alpha_{p2}\beta_1\beta_2}{3R_1R_2C_1C_2}} \quad (7)$$

and
$$BW = \frac{\alpha_{n2}\beta_2}{3R_2C_2} \quad (8)$$

The incremental passive and active sensitivities are calculated as:

$$S^{\omega_0}_{R_1,R_2,C_1,C_2} = -S^{\omega_0}_{\alpha_{n1},\alpha_{p2},\beta_1,\beta_2} = -\frac{1}{2} \quad (9)$$

$$S^{\omega_0}_{\alpha_{p1},\alpha_{n2},\alpha_{p3},\alpha_{n3}} = 0 \quad (10)$$

$$S^{BW}_{R_2,C_2} = -S^{BW}_{\alpha_{n2},\beta_2} = -1 \quad (11)$$

and
$$S^{BW}_{R_1,C_1} = S^{BW}_{\alpha_{p1},\alpha_{n1},\alpha_{p2},\alpha_{p3},\alpha_{n3},\beta_1} = 0 \quad (12)$$

It is clearly observed from equations (9)-(12) that the absolute value of all ω_o and BW sensitivities with respect to α_{pi}, α_{ni} and β_i are within unity. Thus, the proposed filter exhibits a low sensitivity performance.

IV. Simulation Results

To confirm the theoretical analysis, the characteristics of the proposed filter in Fig.2 have been simulated with PSPICE program. For this purpose, PSPICE circuit simulations were performed with AT&T ALA 400-CBIC-R [12] process parameters for a bipolar CDBA realization shown in Fig.3 [4]. The DC supply voltages were chosen as ±1V and the DC bias current was I_B = 100 μA.

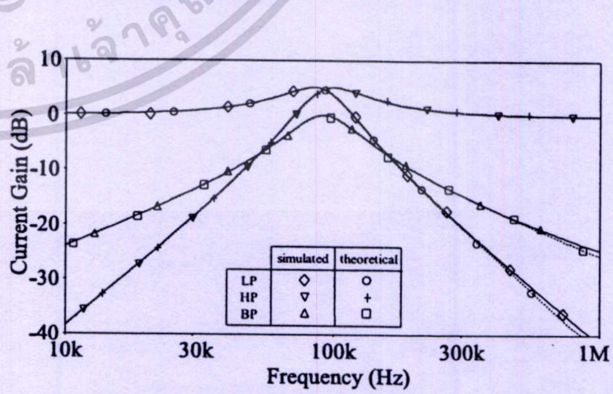


Figure 4. Simulated frequency responses of the proposed CDBA-based universal filter of Figure 2.

Fig.4 shows the simulated frequency responses of the proposed CDBA-based TISO current-mode universal filter with $R_1 = R_2 = 1$ kΩ and $C_1 = C_2 = 1$ nF. This setting leads to obtain the filter responses with $f_o = \omega_o/2\pi \cong$ 91.88 kHz. It was found from the simulation results that the frequency deviation is 0.78%. These results are found to be in good agreement with the critical values. Fig.5 and Fig.6 show the simulated frequency response and the theoretical behavior of the gain and phase characteristics of the AP and BS filters at $f_o \cong$ 91.88 kHz, which agree very well with the presented theory. It can be observed from all figures that the proposed filter performs all the standard biquadratic filtering functions well.

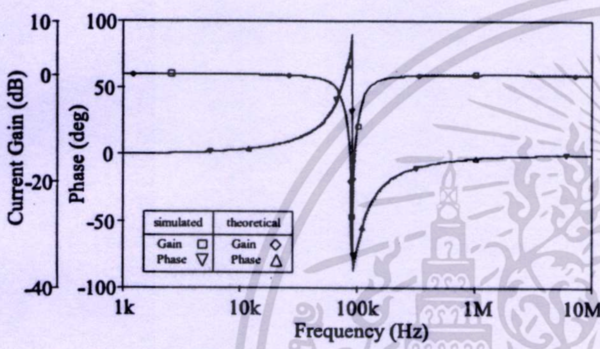


Figure 5. Gain and phase characteristics of the BS filter.

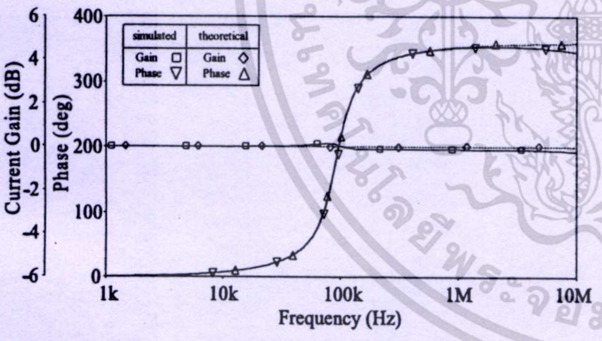


Figure 6. Gain and phase characteristics of the AP filter.

V. Conclusion

This paper presents a TISO current-mode multifunction biquadratic filter using only three CDBAs, two resistors and two grounded capacitors, which is very suitable for IC implementation. The proposed filter can realize the LP, HP, BP, BS and AP filter responses all at the high impedance output terminal, which allows easy cascading in current-mode operation. The filter also requires no component matching conditions and has low passive and active sensitivities. An orthogonal control between the natural frequency ω_o and the parameter BW is achieved.

Acknowledgements

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

References

[1] C. Acar, and S. Ozoguz, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier", *Microelectronics Journal*, Vol.30, pp.157-160, 1999.

[2] K. N. Salama, and A. M. Soliman, "Voltage mode Kerwin-Huelsman-Newcomb circuit using CDBAs." *Journal of RF- Engineering and Telecommunications*, Vol.54, No.3-4, pp.90-93, March.-April.2000.

[3] H. Sedef, and C. Acar, "On the realization of voltage- mode filters using CDBA." *Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, Vol.54, No.9-10, pp.198-202, 2000.

[4] V. Sawangarom, W. Tangsrirat and W. Surakampontorn, "NPN-based current differencing buffered amplifer and its application", *SICE-ICASE International Joint Conference*, BAXCO(Busan Exhibition & Convention Center), Busan, KOREA, pp.5766-5769, October 18-21, 2006.

[5] C. Acar, and H. Sedef, "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers," *International Journal of Electronics*, Vol.90, No.4, pp.277-283, 2003.

[6] A. U. Keskin, "Cascade approach for the realization of high order voltage-mode filters using single CDBA-based first and second sections", *Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, Vol.58, No.7-8, pp.188-194, 2004.

[7] A. U. Keskin, "Voltage-mode high-Q band-pass filters and oscillators employing single CDBA and minimum number of components", *International Journal of Electronics*, Vol.92, No.8, pp.479-487, 2005.

[8] A. Toker, S. Ozoguz and C. Acar, "Current-mode KHN-equivalent biquad using CDBAs", *Electronics Letters*, Vol.35, No.20, pp.1682-1683, 1999.

[9] S. Ozcan, H. Kuntman, and O. Cicekoglu, "Cascadble current mode multipurpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA)", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, Vol.56, pp.67-72, 2002.

[10] M. Bhusan, and R. W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electronics Letters*, Vol.3, No.4, pp.148-149, 1967.

[11] K. Pal, and R. Singh, "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors", *Electronics Letters*, Vol.18, No.20, pp.47, 1982.

[12] D.R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current mode filtering ", *Proc.IEE*, pt-G, Vol. 140, No.6, pp.406-416, 1993.


The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary
Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej
30th Electrical Engineering Conference
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30
หนังสือรวมบทคัดย่อของบทความที่นำเสนอในการประชุม
ไฟฟ้ากำลัง (PW)
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
โฟโตนิกส์ (PH)
คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
การประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DS)
อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KING MONGKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THONBURI
โดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี
25 - 26 ตุลาคม 2550
Seagate
ABB
NECTEC
TOT
FACULTY OF ENGINEERING
KMUTT
EECON - 30

วงจร CDBA แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการประยุกต์ใช้งาน

Low-voltage CDBA using NPN transistors and its application

วิศว สว่างอารมณ์ วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ วัลลภ สุระกำพลธร

คณะวิศวกรรมศาสตร์ และโครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

E-mail : visawa.sawangarom@gmail.com , ktworapo@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจร CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) โดยใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เพียงชนิดเดียว ภายใต้หลักการทำงานของวงจรผลต่างกระแสและวงจรตามแรงดัน วงจรที่นำเสนอสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ ± 1V และยังได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราทิกโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอจำนวน 3 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 5 ตัว และตัวเก็บประจุค่าเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ครบทุกรูปแบบปราศจากการเปลี่ยนรูปแบบของวงจร และค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (ω_o) และค่าแบนด์วิท (BW) ของวงจรยังสามารถแปรค่าได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้นำเสนอ

คำสำคัญ : วงจร CDBA, วงจรกรองสัญญาณแอคทีฟ, วงจรโหมดกระแส

ABSTRACT

This paper proposes a circuit configuration of a current differencing buffered amplifier (CDBA) using only NPN transistors. The proposed CDBA consists of a current differencing circuit and a voltage follower circuit, which can operate with the minimum supply voltage of ± 1 V. As an application example, the CDBA-based current-mode biquadratic filter is also presented. The proposed filter can realize all the standard biquadratic filter functions without changing the circuit configuration. Orthogonal control of the natural angular frequency (ω_o) and bandwidth (BW) of the circuit is achieved. The PSPICE simulation results that confirm the theoretical are also given and discussed.

Keywords : CDBA , active filter , current-mode circuit

1. บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้ A.Car และ S.Ozoguz ได้นำเสนออุปกรณ์แอคทีฟแบบใหม่เรียกว่าวงจร Current Differencing Buffered Amplifier หรือวงจร CDBA ขึ้นเป็นครั้งแรก [1] ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่ามีความเหมาะสมมากกับการนำไปออกแบบและสังเคราะห์วงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอก และวงจรกรองสัญญาณแอคทีฟ [2]-[5] จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้มีการนำเสนอแนวทางการออกแบบวงจร CDBA ขึ้นมากมาย [2]-[4] แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรทั้งหมดยังคงต้องใช้แรงดันไฟเลี้ยงสูงประมาณ ± 5V ถึงแม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจร CDBA แบบใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำอยู่บ้าง [5] แต่ก็ยังพบว่าวงจรดังกล่าวยังคงประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ซึ่งเป็นข้อจำกัดด้านความถี่ในการใช้งานของวงจร

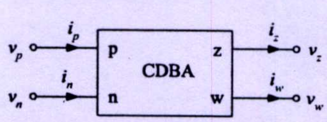
ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจร CDBA ที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำแบบใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ชนิด NPN ทั้งหมด และยังได้นำเสนอการประยุกต์วงจร CDBA ที่นำเสนอในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราทิก (current-mode biquadratic filter) ซึ่งสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณได้ทุกรูปแบบ กล่าวคือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (highpass, HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (lowpass, LP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่เฉพาะช่วง (bandpass, BP) ฟังก์ชันหยุดความถี่เฉพาะช่วง (bandstop, BS) และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (allpass, AP) และสามารถปรับค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_o) และค่าแบนด์วิท (bandwidth, BW) ของวงจรได้อย่างอิสระปราศจากผลกระทบต่อกัน รวมทั้งยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ คุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอทั้งหมดได้ถูกตรวจสอบความถูกต้องโดยใช้การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

2. คุณสมบัติพื้นฐานของวงจร CDBA

วงจร CDBA คือบล็อกวงจรแอคทีฟสี่ขั้วชนิดหนึ่ง ซึ่งมีสัญลักษณ์ดังรูปที่ 1 โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจรสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$v_p = v_n = 0 \quad , \quad i_z = i_p - i_n \quad \text{และ} \quad v_w = v_z \qquad (1)$$

สมการ 1 แสดงให้เห็นว่าผลต่างของกระแสอินพุท ($i_p - i_n$) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันเอาท์พุท v_w โดยค่าอิมพิแดนซ์ที่ต่ออยู่ที่ขั้ว z ดังนั้นวงจร CDBA จึงประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วน คือ วงจรผลต่างกระแส (current differencing circuit) และวงจรตามแรงดัน (voltage buffer amplifier)



รูปที่ 1 สัญลักษณ์ของวงจร CDBA

EI 06

2.1 วงจรผลต่างกระแส

รูปที่ 2 แสดงวงจรตามกระแส (unity gain current amplifier) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1-Q_6 ทำหน้าที่เป็นวงจรภาคอินพุทที่มีค่าความต้านทานอินพุทต่ำมาก [6] เมื่อประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติที่เหมือนกันทุกประการ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสอินพุตของวงจร ดังนี้

$$i_{in} = i_e + \beta_2 i_e = (\beta_2 + 1) i_e \qquad (2)$$

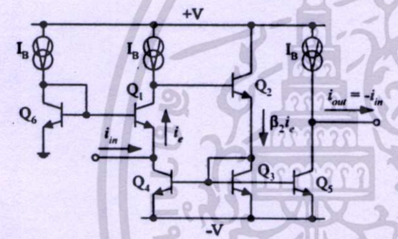
และจะได้กระแสเอาท์พุท (i_{out}) มีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = -\beta_2 i_e = -\frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} i_{in} \qquad (3)$$

และจะได้ค่าความต้านทานทางด้านอินพุทของวงจร (r_{in}) มีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{r_{e1}}{\beta_2} \qquad (4)$$

เมื่อ r_{e1} (= V_T/I_B) คือ ค่าความต้านทานอีมิตเตอร์ (emitter resistance) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ V_T/I_B และ V_T คือ ค่าแรงดันเทอร์มอล (thermal voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 25 mV ที่อุณหภูมิ 27°C



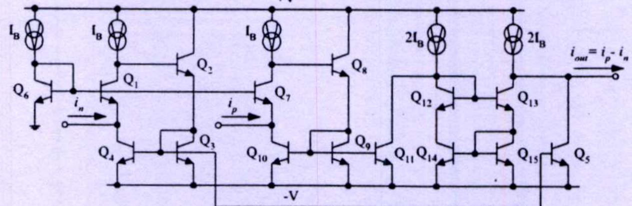
รูปที่ 2 วงจรตามกระแส

รูปที่ 3 แสดงวงจรผลต่างกระแสซึ่งประกอบด้วยวงจรตามกระแสดังรูปที่ 2 จำนวน 2 วงจรคือ Q_1–Q_5 และ Q_7–Q_{11} โดยมีวงจรสะท้อนกระแสแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (Q_{12}-Q_{15}) ทำหน้าที่ส่งผ่านกระแสเพื่อทำให้เกิดผลต่างกระแสอินพุทที่ป้อนเข้ามาทางขั้ว p กับขั้ว n ดังนั้นกระแสเอาท์พุทของวงจร จึงมีค่าเท่ากับ

$$i_{out} = i_p - i_n \qquad (5)$$

และเมื่ออาศัยคุณสมบัติค่าความต้านทานอินพุตของวงจรตามกระแสในรูปที่ 2 ทำให้ได้ค่าความต้านทานอินพุตที่ขั้ว p (r_p) และขั้ว n (r_n) มีค่าเท่ากับ

$$r_p = \frac{r_{e7}}{\beta_8} \qquad \text{และ} \qquad r_n = \frac{r_{e1}}{\beta_2} \qquad (6)$$



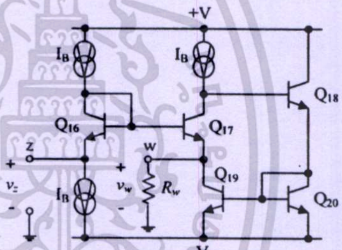
รูปที่ 3 วงจรผลต่างกระแส

2.2 วงจรตามแรงดัน

รูปที่ 4 แสดงวงจรตามแรงดันซึ่งพัฒนาจากวงจรตามกระแสในรูปที่ 2 โดยการเพิ่มแหล่งจ่ายกระแสไบอัส I_B เข้าไป เพื่อส่งผ่านแรงดันจากขั้ว z ไปยังขั้ว w จากการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรที่มองเข้าไปที่ขั้ว z (r_z) และขั้ว w (r_w) จะมีค่าประมาณ

$$r_z \cong \beta_{17}(r_{e17} + \beta_{18} R_w) \qquad (7)$$

และ $$r_w \cong \frac{r_{e17}}{\beta_{18}} \qquad (8)$$

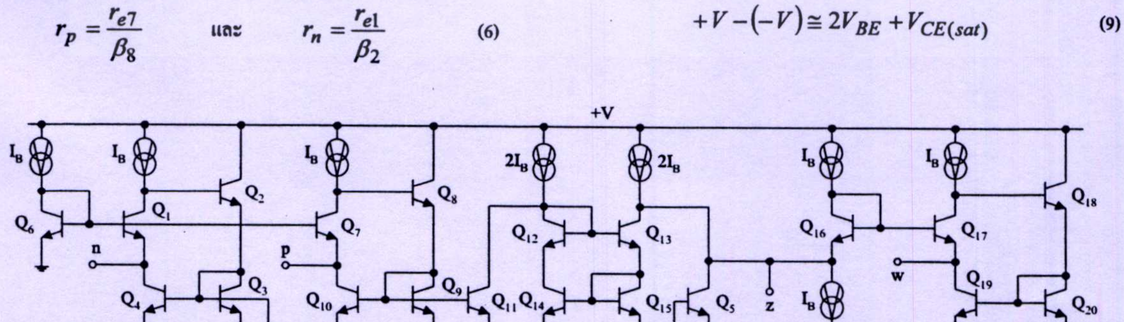


รูปที่ 4 วงจรตามแรงดัน

3. วงจร CDBA ที่นำเสนอ

รูปที่ 5 แสดงวงจร CDBA แบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจรผลต่างกระแสในรูปที่ 3 และวงจรตามแรงดันในรูปที่ 4 จากวงจรจะเห็นว่าระหว่างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงบวกและไฟเลี้ยงลบจะใช้ทรานซิสเตอร์จำนวนสองตัวกับแหล่งจ่ายกระแสไบอัสเพียงหนึ่งชุดเท่านั้น ทำให้แรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้ มีค่าเท่ากับ

$$+V - (-V) \cong 2V_{BE} + V_{CE(sat)} \qquad (9)$$

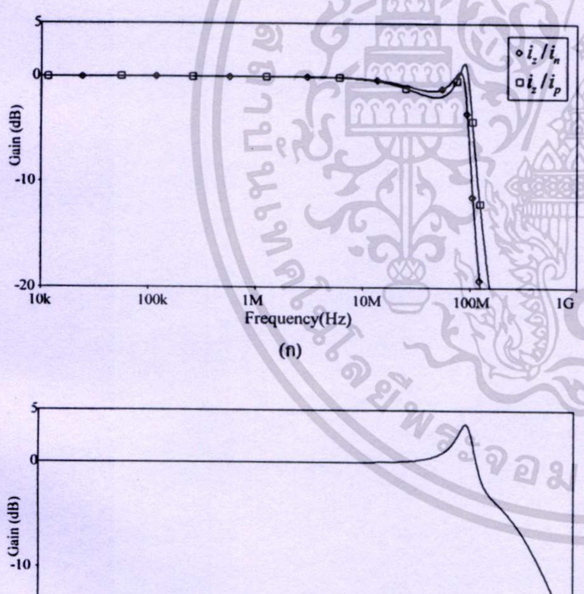


รูปที่ 5 วงจร CDBA ที่นำเสนอ

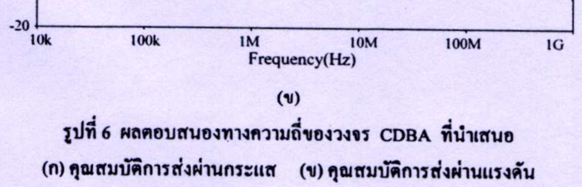
เมื่อ V_{BE} คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และ $V_{CE(sat)}$ คือ แรงดันอิ่มตัวระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทั่วไปมีค่าประมาณ $V_{BE} \cong$ 0.6V~0.7V และ $V_{CE(sat)} \cong$ 0.2V~0.3V ดังนั้นจากสมการ (9) จึงพบว่าแรงดันไฟเลี้ยงต่ำสุดของวงจร CDBA มีค่าประมาณ $+V - (-V) \cong$ 1.7V~2V

4. ผลจากการจำลองการทำงานของวงจร

ในที่นี้สมรรถนะการทำงานของวงจร CDBA ที่ได้นำเสนอดังรูปที่ 5 จะทดสอบโดยใช้การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ ALA400-CBIC-R จากบริษัท AT&T [7] แหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงเท่ากับ $+V = -V =$ 1V และ $I_B = 100\ \mu$A, $R_z = 1\ k\Omega$, $R_w = 10\ k\Omega$ จากผลการจำลองการทำงานของวงจรพบว่ากระแสออฟเซตสูงสุด (dc offset current) มีค่าประมาณ 0.515 μA แรงดันออฟเซตสูงสุด (dc offset current) มีค่าประมาณ 0.25 μV และ กำลังไฟฟ้าสูญเสีย (power dissipation) เท่ากับ 2.31 mW รูปที่ 7 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีช่วงปฏิบัติงานทางความถี่สูงประมาณ 100 MHz



(ก)



(ข)

รูปที่ 6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร CDBA ที่นำเสนอ (ก) คุณสมบัติการส่งผ่านกระแส (ข) คุณสมบัติการส่งผ่านแรงดัน

5. วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDBA

รูปที่ 7 แสดงวงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโหมดกระแสโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอคทีฟหลัก เมื่อกำหนดให้ $R_3 = R_4 = R_5$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส (current transfer function) ดังนี้

$$i_o = \left[\frac{s^2 i_3 - s\left(\frac{1}{R_2C_2}\right)i_2 + \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)i_1}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_2C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right)}\right] \tag{10}$$

จะเห็นว่าวงจรสามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกได้ครบทุกฟังก์ชัน ดังรายละเอียดต่อไปนี้

1) HP เมื่อ $i_{in1} = i_{in2} = 0$ และ $i_{in3} = i_{in}$
2) BP เมื่อ $i_1 = i_3 = 0$ และ $i_2 = i_{in}$
3) LP เมื่อ $i_2 = i_3 = 0$ และ $i_1 = i_{in}$
4) BS เมื่อ $i_2 = 0$ และ $i_1 = i_3 = i_{in}$
5) AP เมื่อ $i_1 = i_2 = i_3 = i_{in}$

ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency, ω_o) และค่าแบนด์วิท (bandwidth, BW) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \tag{11}$$

และ

$$BW = \frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_2C_2} \tag{12}$$

กรณีนี้จะได้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์พาสซีฟ (passive sensitivity) เท่ากับ

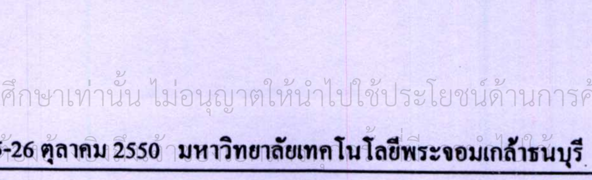
$$S^{\omega_o}_{R_1,R_2} = S^{\omega_o}_{C_1,C_2} = -\frac{1}{2} \tag{13}$$

$$S^{BW}_{R_1} = S^{BW}_{C_1} = 0 \tag{14}$$

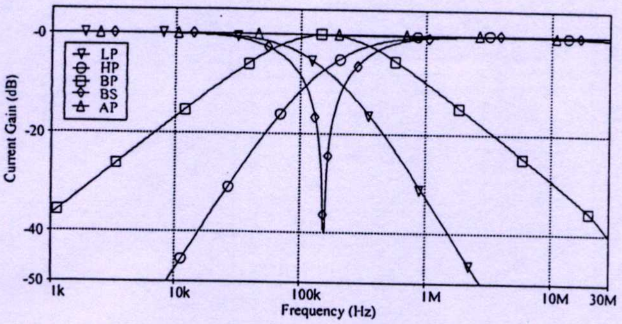
และ

$$S^{BW}_{R_2} = S^{BW}_{C_2} = -1 \tag{15}$$

ซึ่งจากสมการ (13) ถึง (14) ได้แสดงให้เห็นว่าค่าความไวของวงจรมีค่าที่ต่ำ คือ น้อยกว่าหนึ่ง

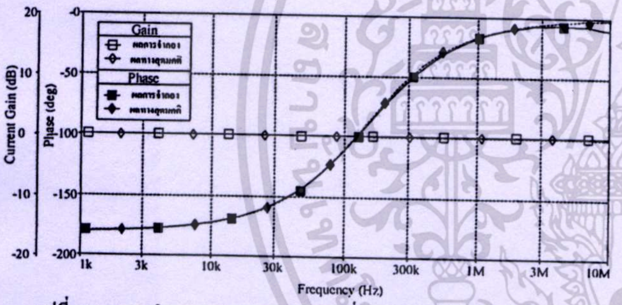


รูปที่ 7 วงจรกรองสัญญาณไบควอดราทิกโดยใช้วงจร CDBA

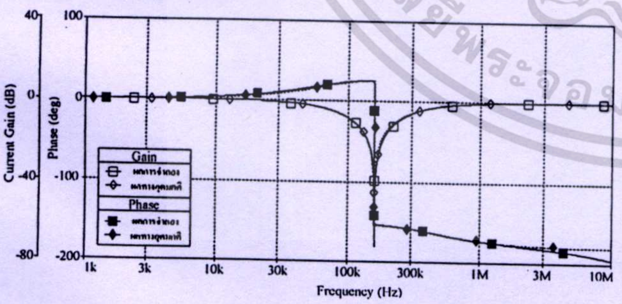


รูปที่ 8 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 8 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 7 เมื่อกำหนดให้ $R_i = 1\ \mathrm{k}\Omega$ (i = 1, 2, …, 5) และ $C_1 = C_2 = 1$ nF ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวทำให้ได้คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎีเท่ากับ $f_o = \omega_o/2\pi \cong 159$ kHz ในขณะที่ผลการจำลองจะได้ $f_o \cong 158.48$ kHz โดยคิดเป็นค่าความผิดพลาดเท่ากับ 0.32% รูปที่ 10 และรูปที่ 11 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่แบบ AP และแบบ BS เมื่อเปรียบเทียบกับผลตอบสนองในทางอุดมคติ (ideal) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอมีผลการทำงานสอดคล้องและถูกต้องเป็นไปตามหลักการในทางทฤษฎี



รูปที่ 10 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ AP เปรียบเทียบกับอุดมคติ



รูปที่ 11 ผลการจำลองผลตอบสนองความถี่แบบ BS เปรียบเทียบกับอุดมคติ

6. สรุป

บทความนี้เป็นการนำเสนอวงจร CDBA แบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทั้งหมด ทำให้มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ มีผลตอบสนองความถี่ที่สูง และสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณโหมดกระแสแบบไบควอดราทิกโดยใช้วงจร CDBA ที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่งมีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองสัญญาณไบควอดราทิกมาตราฐานได้ทุกรูปแบบโดยเลือกกระแสอินพุทที่เหมาะสมให้กับวงจร สามารถแปรค่าพารามิเตอร์ ω_o และ BW ของวงจรได้อย่างเป็นอิสระต่อกันไม่ส่งผลกระทบต่อกัน รวมทั้งยังมีค่าความไวต่อการแปรค่าอุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ต่ำ

เอกสารอ้างอิง

[1] C. Acar and S. Ozoguz. " A new versatile building block : current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters ". *Microelectronics Journa.*, vol.30, pp.157-160, 1999.

[2] S. Ozoguz, A. Toker and C. Acar, "Current-mode continuous-time fully-integrated universal filter using CDBAs", *Electron. Lett.*, vol.35. no.2, pp.97-98, 1999.

[3] N. Tarim and H. Kuntman, "A high performance current differencing buffered amplifier", *Proceeding of International Conference on Microelectronics*, pp.153-156, 2001.

[4] J. W. Horng, "Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", *IEICE Trans. Fundamental.*, vol.E85-A, no.2, pp.1416-1419, 2002.

[5] W. Tangsrirat, W. Surakampontorn and N. Fujii, "Realization of leapfrog filters using current differential buffered amplfiers", *IEICE Trans. Fundamental.*, vol.E86-A, no.2, pp.318-326, 2003.

[6] Nagasaku,T .Hyogo,A. and Sekine, "A synthesis of a novel current-mode operational amplifier ". *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.11, pp.183-185, 1996.

[7] D. R. Frey, "Log-domain filtering : an approach to current-mode filtering", *IEE Proc. G, Circuits, Devices and Systems*, vol.140, pp.406-416, 1993.

วิศว สว่างอารมณ์ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ (KMIT'NB) เมื่อปี พ.ศ. 2547

ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (KMITL) สนใจทำงานวิจัยทางด้านการออกแบบวงจร CDBA แบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และการสังเคราะห์วงจรอนาลอกฟังก์ชันโดยใช้วงจร CDBA เป็นหลัก

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย วิศว สว่างอารมณ์
วัน-เดือน-ปีเกิด	วันที่ 23 กุมภาพันธ์ 2525
ที่อยู่	306 จรัญสนิทวงศ์ 45 อรุณอมรินทร์ บางกอกน้อย กทม.10700 โทร. 02-435-1379, 083-006-7537
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมระบบเครื่องมือวัด จากคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2547 และในปี 2548 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโทหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง