

วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม และการประยุกต์ใช้งาน

CURRENT-CONTROLLED VOLTAGE CONVEYOR  
AND ITS APPLICATIONS

ธนะวัฒน์ ปิยะทัต  
TANAWAT PIYATAT

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม และการประยุกต์ใช้งาน

CURRENT-CONTROLLED VOLTAGE CONVEYOR  
AND ITS APPLICATIONS



ธนวัฒน์      ปิยะทัต  
TANAWAT      PIYATAT

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 74617  
วัน,เดือน,ปี..... - 8 ต.ค. 2550

|         |
|---------|
| .b..... |
| .i..... |

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

**CURRENT-CONTROLLED VOLTAGE CONVEYOR  
AND ITS APPLICATIONS**

**TANAWAT PIYATAT**

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

**2007**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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



|                   |  |
|-------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมและการประยุกต์ใช้งาน |
| นักศึกษา          | นาย ธนวัฒน์ ปิยะทัต                                |
| รหัสประจำตัว      | 47060503   |
| ปริญญา            | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต                             |
| สาขาวิชา          | วิศวกรรมระบบควบคุม                                 |
| พ.ศ.              | 2550   |
| อาจารย์ที่ปรึกษา  | รศ.ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์                         |

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม ซึ่งออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ วงจรที่นำเสนออาศัยคุณสมบัติค่าความต้านทานแฝงทางด้านอินพุทของวงจรถูกสร้างจากวงจรถานลิเนียร์ ทำให้สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยการควบคุมกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรถูก นอกจากนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานในการสังเคราะห์วงจรมวลผลสัญญาณอนาล็อก โดยใช้วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรถูกออกแบบ ตลอดจนการประยุกต์ใช้งาน ในที่นี้ได้ทำการต่อวงจรถดลองจริง พร้อมทั้งทำการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งผลที่ได้มีความสอดคล้องเป็นไปตามหลักการที่นำเสนอในทางทฤษฎี

|                       |  |
|-----------------------|--|
| <b>Thesis Title</b>   | Current-controlled Voltage Conveyor and Its Applications |
| <b>Student</b>        | Mr. Tanawat Piyatat                                      |
| <b>Student ID.</b>    | 47060503   |
| <b>Degree</b>         | Master of Engineering                                    |
| <b>Program</b>        | Control Engineering                                      |
| <b>Year</b>           | 2007   |
| <b>Thesis Advisor</b> | Assoc. Prof. Dr. Worapong Tangsirat                      |

## ABSTRACT

The design of the current-controlled voltage conveyor (CCVC) implemented from bipolar transistor technology is proposed in this thesis. The proposed CCVC utilizes advantage of the parasitic resistance looking into the input terminal of the translinear loop used as a current input stage, which can be tuned electronically by controlling an external bias current of the CCVC. Application examples on the realizations of analog signal processing circuits using the proposed CCVC as an active element are also presented. To confirm the theoretical analysis, the characteristics of the proposed CCVC and its applications are experimentally tested in the laboratory and simulated through PSPICE program.

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยความช่วยเหลือจากอาจารย์และบุคคลหลายท่านดังนี้  
รองศาสตราจารย์ ดร. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะ  
แนวทางในการแก้ไขปัญหาด่าง ๆ ในการวิจัยอย่างเต็มที่ ตลอดจนการอบรมสั่งสอนให้  
แนวความคิดต่างๆในการดำเนินชีวิต รวมทั้งยังเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้เขียน จึงขอกราบ  
ขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
รองศาสตราจารย์ธีรศิลป์ ทุมวิภาค และรองศาสตราจารย์ สุมาลี อุณหวนิชย์ ภาควิชาเทคโนโลยี  
ไฟฟ้าอุตสาหกรรม (IET) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ  
ที่ให้การสนับสนุน ให้คำปรึกษาในการศึกษา ตลอดจนชี้แนะแนวทางในการทำวิทยานิพนธ์นี้  
รวมทั้งประสบการณ์อันมีค่าที่ได้จากการทำงานวิจัยร่วมกัน

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย ธีรรุจา หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่  
ได้กรุณาเอื้อเพื่อให้ใช้สถานที่ทดลองเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ มูลนิธิพระบรมราชานุสรณ์พระบาทสมเด็จพระปกเกล้าเจ้าอยู่หัวและสมเด็จพระ  
นางเจ้ารำไพพรรณี ที่ให้การสนับสนุนทุนการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้ทุนส่งเสริมกลุ่มวิจัย-เมธี  
วิจัยอาวุโส สกว. โครงการวิจัยวงจรรวมและเทคนิคการออกแบบวงจรสำหรับการประมวลผล  
สัญญาณ เลขที่ RTA4680003 ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา ตลอดจนเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการ  
ทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for  
Communications and Information Technology, ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผล  
สัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้การสนับสนุนวัสดุอุปกรณ์ในการทำวิจัย  
ทดลองเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองและจัดทำวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ บัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนการศึกษาเรียนดีแต่ขาดแคลนทุนทรัพย์ (ทุน  
งบประมาณ) ทุนสนับสนุนค่าลงทะเบียนเพื่อเข้าร่วมประชุมและนำเสนอผลงานวิจัย ตลอดจน  
ทุนสนับสนุนในการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อประมุข และคุณแม่สิริพร ปิยะทัต พี่สาว ตลอดจนญาติพี่น้อง  
ทุกท่าน และคุณอาพลศักดิ์ ปิยะทัต ที่สนับสนุนคอยให้ความห่วงใยและกำลังใจต่อผู้เขียนอย่าง  
ใกล้ชิดตลอดมา

ขอขอบคุณ คุณปยุภา รัตนพันธ์ ที่คอยให้ความห่วงใย ให้กำลังใจ เป็นแรงผลักดันต่อผู้เขียนอย่างใกล้ชิดตลอดมา

ขอขอบคุณ พี่ ๆ ห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing Laboratory) ที่ให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ คำแนะนำการใช้อุปกรณ์ทดลอง และคำปรึกษาในการแก้ไขปัญหา

ขอขอบคุณ คุณอภิษฎ์ ฤกษ์รัตน์ (พี่ชู) เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ในห้อง B420/1 พี่เจษ (นายเจษฎาพร สदानทรัพย์), เพื่อนแอม(นายวิศว สว่างอารมณ์), เพื่อนตี่ง(นายวสันต์ ต้นเจริญ), เพื่อนบอล(นายสุเมธี พิสิฐเฉลิมพงศ์), น้องแชมป์(นายคณูชา ประเสริฐสม), น้องวัฒน์(นายจิรวัฒน์ หิรัญเพิ่ม), น้องบ๊ม(นายนิวัฒน์ แจ่มสามสี) และน้องปอนด์(นายปรัชญา มงคลไวย์) ที่ได้ช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ให้คำปรึกษาในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น เป็นแรงผลักดันในการทำงานวิจัย ประสบการณ์ในการทำงานวิจัยร่วมกัน และความสัมพันธ์อันดีที่เกิดขึ้นตลอดระยะเวลาของการศึกษา

ประ โยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธนวัฒน์ ปิยะทัต

# สารบัญ

|  | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....                                 | I    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....                              | II   |
| กิตติกรรมประกาศ.....                                 | III  |
| สารบัญ.....  | V    |
| สารบัญตาราง.....                                     | VIII |
| สารบัญรูป.....                                       | IV   |
| บทที่ 1 บทนำ.....                                    | 1    |
| 1.1 กล่าวนำ.....                                     | 1    |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....      | 2    |
| 1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์.....                   | 2    |
| 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....                        | 2    |
| 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....                    | 3    |
| บทที่ 2 กลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....        | 5    |
| 2.1 กล่าวนำ.....                                     | 5    |
| 2.2 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลีนีเยร์.....           | 5    |
| 2.3 วงจรสะท้อนกระแส.....                             | 9    |
| 2.3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน.....                 | 10   |
| 2.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบซดเซยกระแสเบส.....           | 11   |
| 2.3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด.....                  | 13   |
| 2.3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน.....                  | 14   |
| 2.3.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง.....      | 15   |
| 2.4 วงจรตามแรงดัน.....                               | 17   |
| 2.5 สรุป.....  | 19   |
| บทที่ 3 วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอ..... | 20   |
| 3.1 กล่าวนำ.....                                     | 20   |
| 3.2 วงจรสายพานแรงดัน.....                            | 20   |

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 3.3     | วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควมที่นำเสนอ.....   | 21  |
| 3.3.1   | สมรรถนะทางความถี่ของวงจร.....   | 23  |
| 3.3.1.1 | ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร.....  | 27  |
| 3.3.2   | ผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....  | 28  |
| 3.3.3   | ผลการทดลองต่อวงจรจริง.....  | 33  |
| 3.4     | สรุป.....   | 37  |
| บทที่ 4 | การประยุกต์ใช้งาน.....  | 38  |
| 4.1     | กล่าวนำ.....  | 38  |
| 4.2     | วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจร CCVC.....   | 38  |
| 4.3     | วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจร CCVC.....   | 41  |
| 4.4     | วงจรรอสวิตเตอร์แบบควอดราเจอร์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์<br>โดยใช้วงจร CCVC.....                                     | 43  |
| 4.5     | สรุป.....   | 50  |
| บทที่ 5 | บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัย.....  | 51  |
| 5.1     | บทสรุป.....   | 51  |
| 5.2     | ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ.....  | 52  |
|         | เอกสารอ้างอิง.....  | 53  |
|         | ภาคผนวก.....  | 57  |
|         | ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของทรานซิสเตอร์แบบ ไบ โพลาร์.....  | 58  |
|         | ภาคผนวก ข การวิเคราะห์คุณสมบัติของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....   | 63  |
|         | ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร CCVC ที่นำเสนอ.....  | 96  |
|         | ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส<br>และค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร CCVC..... | 111 |
|         | ภาคผนวก จ การวิเคราะห์การทำงานรูปแบบต่าง ๆ ในการนำวงจร CCVC<br>มาประยุกต์ใช้งาน.....                                    | 114 |

## สารบัญ (ต่อ)

|  | หน้า |
|--|------|
| ภาคผนวก ฉ คู่มือการใช้งาน IC เบอร์ CA3096..... | 127  |
| ภาคผนวก ช บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....  | 142  |
| ประวัติผู้เขียน.....                           | 158  |

# สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า   |
|----------|--|
| 2.1      | เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจระสะท้อนกระแสแบบต่าง ๆ .....17 |
| 3.1      | คุณสมบัติวงจระ CCVC ที่นำเสนอ.....32                     |
| 4.1      | แสดงผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนทางสัญญาณ.....47       |

# สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า   |
|--------|--|
| 2.1    | รูปแบบพื้นฐานของวงจรถานสี่เหลี่ยมที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....7                    |
| 2.2    | วงจรมอนิเตอร์ AB.....9   |
| 2.3    | วงจรมอนิเตอร์แบบพื้นฐาน.....10   |
| 2.4    | วงจรมอนิเตอร์แบบซิกซ์เทรซ.....12   |
| 2.5    | วงจรมอนิเตอร์แบบคาสโคด.....13  |
| 2.6    | วงจรมอนิเตอร์แบบวิลสัน.....15  |
| 2.7    | วงจรมอนิเตอร์แบบวิลสันชนิดปรับปรุง.....16  |
| 2.8    | วงจรมอนิเตอร์.....18   |
| 3.1    | วงจรมอนิเตอร์.....21   |
| 3.2    | วงจรมอนิเตอร์ที่นำเสนอ.....22  |
| 3.3    | วงจรมอนิเตอร์.....22   |
| 3.4    | ผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานที่ขั้ว $x_1$ , $x_2$ , o และ z.....29                     |
| 3.5    | ผลตอบสนองทางความถี่.....30   |
| 3.6    | คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน.....31   |
| 3.7    | วงจรมอนิเตอร์ที่ทำการต่อทดลอง.....33   |
| 3.8    | คุณสมบัติของค่าความต้านทาน $r_{x1}$ และ $r_{x2}$ เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส $I_A$ .....34      |
| 3.9    | ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมอนิเตอร์.....35   |
| 3.10   | คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดัน.....37   |
| 4.1    | วงจรมอนิเตอร์แบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจรมอนิเตอร์.....39                                       |
| 4.2    | ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมอนิเตอร์ดังรูปที่ 4.1 เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส $I_A$ ...40             |
| 4.3    | ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรมอนิเตอร์ดังรูปที่ 4.1 เมื่อแปรค่า $I_A$ .....41                     |
| 4.4    | วงจรมอนิเตอร์แบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยใช้วงจรมอนิเตอร์.....42                             |
| 4.5    | รูปคลื่นระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรมอนิเตอร์แบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว<br>ในรูปที่ 4.4.....43 |
| 4.6    | วงจรมอนิเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรมอนิเตอร์ ..44              |
| 4.7    | ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจรมอนิเตอร์ที่นำเสนอ .....48   |
| 4.8    | ค่าความถี่ในการออกสัญญาณของวงจรมอนิเตอร์ เมื่อแปรค่า $I_A$ .....49                             |
| ก1     | วงจรมอนิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์.....58   |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า   |
|--------|--|
| ก2     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....59  |
| ก3     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....62  |
| ข1     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....63  |
| ข2     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....67  |
| ข3     | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบพื้นฐาน.....68  |
| ข4     | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบพื้นฐาน.....69  |
| ข5     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบชดเชยกระแสเบส.....71  |
| ข6     | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบชดเชยกระแสเบส.....72  |
| ข7     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบคาสโคด.....75   |
| ข8     | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบคาสโคด.....77   |
| ข9     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบวิลสัน.....80   |
| ข10    | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบวิลสัน.....82   |
| ข11    | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบวิลสันชนิดปรับปรุง.....85   |
| ข12    | วงจรมุมในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรมิตเตอร์ร่วมแบบวิลสันปรับปรุง.....86   |
| ข13    | วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาความต้านทานอินพุทที่ขั้ว z ของวงจรมิตเตอร์ร่วมแรงดัน<br>คังรูปที่ 2.8.....91                           |
| ข14    | วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์หาความต้านทานเอาต์พุทที่ขั้ว o ของวงจรมิตเตอร์ร่วมแรงดัน<br>คังรูปที่ 2.8.....93                         |
| ค1     | วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว $i_{x1}$ กับขั้ว $i_z$ ( $i_z / i_{x1}$ )<br>ของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....96  |
| ค2     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมคังรูป ค1.....97   |
| ค3     | วงจรมุมสำหรับวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว $i_{x2}$ กับขั้ว $i_z$ ( $i_z / i_{x2}$ )<br>ของวงจรมิตเตอร์ร่วม.....103 |
| ค4     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมคังรูป ค3.....103  |
| ค5     | วงจรมุมของวงจรมิตเตอร์ร่วมคังรูป ค3.....108  |

## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | หน้า  |
|--------|---|
| ค6     | วงจรถ้าหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงคั้นของวงจร CCVC.....108                          |
| ค7     | วงจรถมมูลของวงจรถังรูปที่ ค6.....109  |
| จ1     | วงจรถรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช่วงจร CCVC.....114                                    |
| จ2     | วงจรถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยใช่วงจร CCVC.....118                              |
| จ3     | วงจรถออสซิลเลเตอร์แบบควอคราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์<br>โดยใช่วงจร CCVC.....120 |

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก (analog signal processing circuit) รูปแบบต่าง ๆ โดยอาศัยบล็อกวงจรแอกทีฟต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ นั้นพบว่ากลุ่มวงจรแอกทีฟที่ได้รับความนิยมนำมาออกแบบคือ วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (second-generation current conveyor, CCII) [1]-[2] วงจรนูลลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว (four terminal floating nullor, FTFN) [3]-[4] และ วงจรขยายสัญญาณป้อนกลับกระแส (current feedback amplifier, CFA) [5]-[7] เป็นต้น ซึ่งแต่ละวงจรจะมีคุณสมบัติในการทำงานที่ต่างกัน แต่แนวทางในการออกแบบบล็อกวงจรแอกทีฟแบบใหม่มีเป้าหมายหลักเหมือนกันคือ พยายามนำเสนอการออกแบบวงจรแอกทีฟโดยใช้หลักการใหม่ ๆ เพื่อให้สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้งานได้ง่ายหรือออกแบบปรับปรุงแก้ไขวงจรที่มีอยู่แล้วให้มีคุณสมบัติและประสิทธิภาพในการทำงาน ตลอดจนความแม่นยำในการทำงานดียิ่งขึ้น และมีผลตอบสนองต่อความถี่ในการปฏิบัติงานสูงขึ้น ในปัจจุบันการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกโดยใช้กลุ่มวงจรแอกทีฟนั้น สามารถลดจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟโดยเฉพาะตัวต้านทานลงได้ เป็นผลดีคือ สามารถนำไปออกแบบวงจรรวม (integration circuit, IC) ได้ง่ายและมีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งทำให้ได้รับความสนใจและนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกอย่างกว้างขวาง ส่วนการใช้ตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์เพียงอย่างเดียวมีความน่าสนใจเป็นอย่างมากสำหรับเทคโนโลยีการออกแบบสร้างวงจรรวม [8] และการสร้างแบบฟิล์มบาง [9] ข้อได้เปรียบอีกอย่างหนึ่งของการใช้ตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์คือสามารถลดผลของค่าความจุไฟฟ้าแฝง (parasitic capacitance) ของวงจรลงไปได้ [10] นอกจากนี้สำหรับการสร้างวงจรด้วยเทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง การใช้ตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ยังสามารถกำจัดกระบวนการพิมพ์และลดจำนวนหน้าสัมผัสของวงจรลงไปได้อีกด้วย [11]

ที่ผ่านมาในอดีตวงจรสายพานแรงดัน (voltage conveyor, VC) ก็เป็นบล็อกวงจรแอกทีฟแบบหนึ่งที่ได้มีการนำเสนอควบคู่กับวงจรสายพานกระแส [12] ต่อมาในราวปี ค.ศ. 1999 ได้มีการนำเสนอวงจรสายพานแรงดันแบบผลต่างกระแส (differential current voltage conveyor, DCVC) แต่พบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อด้อย คือค่าความต้านทานอินพุตแฝงของวงจรยังมีค่าสูงมาก [13] อีกแนวทางหนึ่งของการออกแบบสร้างวงจรสายพานแรงดันก็คือ การนำวงจรสายพานกระแสมาทำการประยุกต์สร้างเป็นวงจรสายพานแรงดันขึ้น โดยอาศัยการสลับวงจรภาคอินพุตกับเอาต์พุตเพื่อให้คุณสมบัติการทำงานเปลี่ยนไป [14]-[15] แต่อย่างไรก็ตาม จากการติดตามผลงานวิจัยหรือสิ่งตีพิมพ์เกี่ยวกับวงจรสายพานแรงดันที่ได้มีการนำเสนอมาแล้วนั้น พบว่ายังไม่มียุคผู้วิจัยได้

นำเสนอการออกแบบวงจรสายพานแรงดันที่สามารถควบคุมหรือแปรค่าสมรรถนะในการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว ก็นับว่าเป็นรูปแบบวงจรแอกทีฟอีกวงจรหนึ่งที่มีความน่าสนใจสำหรับนำไปออกแบบเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อก ซึ่งจะช่วยให้เกิดความยืดหยุ่นในการออกแบบและคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นประเด็นดังกล่าว จึงเป็นจุดเริ่มต้นในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ ศึกษาและออกแบบวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม (current-controlled voltage conveyor) หรือ วงจร CCVC โดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ที่สามารถควบคุมค่าความต้านทานแฝงทางด้านอินพุทของวงจรได้ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก รวมถึงการนำเสนอแนวทางการประยุกต์ใช้งานวงจร CCVC ที่นำเสนอเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลัก ในการออกแบบวงจรมัลติฟังก์ชันที่สามารถควบคุมสมรรถนะการทำงานของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

## 1.3 หลักการใหม่ของวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่ได้มีการนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีประเด็นสำคัญ ดังนี้คือ

1) การสังเคราะห์และออกแบบวงจร CCVC ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยในภาคอินพุทของวงจรที่นำเสนอได้อาศัยคุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์ (translinear circuit) ที่ต่อในลักษณะวงจรขยายคลาส AB ที่สามารถควบคุมความต้านทานแฝงทางด้านอินพุทของวงจร โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก [16]-[17] จากคุณสมบัติดังกล่าว เมื่อนำไปทำการออกแบบและสังเคราะห์วงจรมัลติฟังก์ชันจึงไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ทำให้ลดพื้นที่ของวงจรและจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟที่ต้องใช้ในการสังเคราะห์วงจรลงไปได้ ทำให้เกิดความยืดหยุ่นและคล่องตัวในการประยุกต์ใช้งาน รวมทั้งยังเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจในการนำไปออกแบบวงจรมัลติฟังก์ชันอนาล็อก

2) จากการติดตามบทความวิจัยหรือสิ่งตีพิมพ์ทั้งในระดับประเทศและระดับนานาชาติ พบว่ายังไม่มีผู้วิจัยกลุ่มใดทำการนำเสนอหรือตีพิมพ์เกี่ยวกับหลักการดังกล่าว ดังนั้นหลักการที่นำเสนอข้างต้นเป็นหลักการใหม่ซึ่งมีความน่าสนใจที่จะศึกษาและวิจัยเป็นอย่างมาก

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

จากการศึกษาหลักการที่ได้มีการนำเสนอผ่านมาและได้ทำการเปรียบเทียบกับหลักการใหม่ที่ได้นำเสนอขึ้น สามารถสรุปขอบเขตของวิทยานิพนธ์ได้ดังนี้คือ

1) นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจร CCVC ซึ่งคุณสมบัติของค่าความต้านทานแฝงที่ส่วนอินพุทของวงจรที่ได้นำเสนอสามารถควบคุมและแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งหลักการดังกล่าวนี้ เท่าที่ผ่านมายังไม่มีกลุ่มผู้วิจัยคนนำเสนอ

2) นำวงจร CCVC ที่นำเสนอ มาเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟหลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอก ในรูปแบบต่างๆ เพื่อแสดงให้เห็นว่า วงจรที่ได้มีคุณสมบัติที่สามารถควบคุมและแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

## 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 6 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ทฤษฎีแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย หลักการใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ และขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงกลุ่มวงจรย่อยต่าง ๆ ที่นำมาออกแบบโครงสร้างวงจร CCVC ซึ่งประกอบด้วยหลักการทำงานพื้นฐาน และคุณสมบัติของ วงจรทรานส์ติแยร์ วงจรสะท้อนกระแส และวงจรตามแรงดัน

บทที่ 3 จะกล่าวถึงความเป็นมาและรูปแบบต่าง ๆ รวมถึงคุณสมบัติของวงจรสายพานแรงดันที่ได้มีการนำเสนอในอดีต โครงสร้าง คุณสมบัติ หลักการทำงานพื้นฐาน รวมถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจร CCVC ที่นำเสนอ ผลจากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และผลจากการต่อวงจรทดลอง

บทที่ 4 เป็นส่วนของการนำวงจร CCVC ที่นำเสนอ มาออกแบบเป็นวงจรถอดออกฟังก์ชันต่างๆ ได้แก่ วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่าน วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัว และวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC ที่นำเสนอ ตลอดจนการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรทางทฤษฎี พร้อมทั้งผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันสมรรถนะในการทำงานของวงจร

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลงานที่ได้ทำในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนสุดท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นภาคผนวกซึ่งจะรวบรวมการวิเคราะห์ส่วนต่างๆของแต่ละบท ประกอบด้วย

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์คุณสมบัติของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร CCVC ที่นำเสนอ

ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส และค่าความ  
คลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร CCVC

ภาคผนวก จ การวิเคราะห์การทำงานรูปแบบต่างๆ ในการนำวงจร CCVC มาประยุกต์ใช้งาน

ภาคผนวก ฉ คู่มือการใช้งาน IC เบอร์ CA3096

ภาคผนวก ช บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

## บทที่ 2

# กลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

### 2.1 กล่าวนำ

ในการออกแบบวงจรบล็อกวงจรแอกทีฟเพื่อให้มีคุณสมบัติและทำงานได้ตามความต้องการนั้นจำเป็นต้องมีการนำกลุ่มวงจรที่มีหน้าที่การทำงานต่างๆ กันมาทำการต่อใช้งานร่วมกัน ดังนั้นการทำงานของแต่ละกลุ่มวงจรจึงถือเป็นสิ่งสำคัญที่จะต้องทำการศึกษาและทำความเข้าใจให้ถ่องแท้ เพราะเมื่อนำแต่ละวงจรไปออกแบบเป็นบล็อกวงจรแอกทีฟจะต้องอยู่บนหลักการที่ถูกต้อง

ในบทนี้จึงนำเสนอในส่วนของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบวงจร CCVC ซึ่งประกอบไปด้วย หลักการทางทฤษฎี โครงสร้าง การทำงาน คุณสมบัติของแต่ละกลุ่มวงจรย่อยที่นำมาใช้ โดยกลุ่มวงจรย่อยประกอบด้วย วงจรทรานส์ลิเนียร์ (translinear circuit) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตให้กลายเป็นกระแส วงจรสะท้อนกระแส (current mirror circuit) ทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ และทำหน้าที่ส่งผ่านหรือสำเนากระแสจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ตามที่ต้องการในวงจร และวงจรตามแรงดัน (voltage follower circuit) ทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดันจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งโดยอัตราการส่งผ่านแรงดันมีค่าเท่ากับหนึ่ง [17]-[19]

### 2.2 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์

ในปี ค.ศ. 1975 Barrie Gilbert ได้บัญญัติคำว่า “ทรานส์ลิเนียร์ (translinear)” ขึ้นเพื่อใช้อธิบายกลุ่มวงจรไม่เป็นเชิงเส้นที่นิยมใช้กันทั่วไป เช่น วงจรคูณ (multiplier) วงจรหาร (divider) และวงจรถกกำลังสอง (squarer) โดยใช้ประโยชน์จากความสัมพันธ์ที่ว่า อัตราการส่งผ่านความนำ (transconductance,  $g_m$ ) ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear) กับกระแสที่ไหลผ่านขาคอลเลกเตอร์ จึงเป็นที่มาของชื่อ “trans-linear” [16] วงจรทรานส์ลิเนียร์นั้นเป็นวงจรที่ทำงานในโหมดกระแส แต่ความจริงแล้วพฤติกรรมต่างๆ ของวงจรไฟฟ้า ล้วนเป็นผลมาจากความเกี่ยวเนื่องกันระหว่างแรงดัน ไฟฟ้ากับกระแสนั้นเอง ซึ่งจะมีตัวแปรเชื่อมความสัมพันธ์ทั้งสองคือ อิมพีแดนซ์ ดังนั้นจุดสำคัญจึงอยู่ที่การเลือกระดับอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสมกับฟังก์ชันที่ต้องการออกแบบ และในการออกแบบวงจรด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์นั้น การไบอัสวงจรมักเป็นส่วนสำคัญอย่างมากในการกำหนดระดับอิมพีแดนซ์ การพิจารณาวงจรในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal) มีความจำเป็นอย่างสูงที่จะต้องแสดงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งหลายให้อยู่ในรูปแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยกระบวนการทางคณิตศาสตร์เชิงเส้น และด้วยวิธีการนี้มักพิจารณาทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์อยู่ในรูปแหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current source, CCCS) ที่มีอัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์ร่วม  $\beta$  เป็นตัวแปรสำคัญในการหาคุณสมบัติของวงจร ซึ่งค่า  $\beta$  นี้มักถูกสมมติให้เป็น

ค่าคงที่เทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  อันแสดงให้เห็นถึงธรรมชาติความเป็นเชิงเส้นที่ซ่อนอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์ และยังคงความสำคัญของ  $V_{BE}$  ลงกลายเป็นเพียงคุณสมบัติที่ประมาณเป็นค่าคงที่ของตัวอุปกรณ์เท่านั้นอีกด้วย

ในความเป็นจริงแล้วความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C$  กับ  $V_{BE}$  นั้น นับว่าเป็นหัวใจหลักที่สำคัญอย่างมากของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ซึ่งความสัมพันธ์หลักที่พบได้บ่อยที่สุดคือ

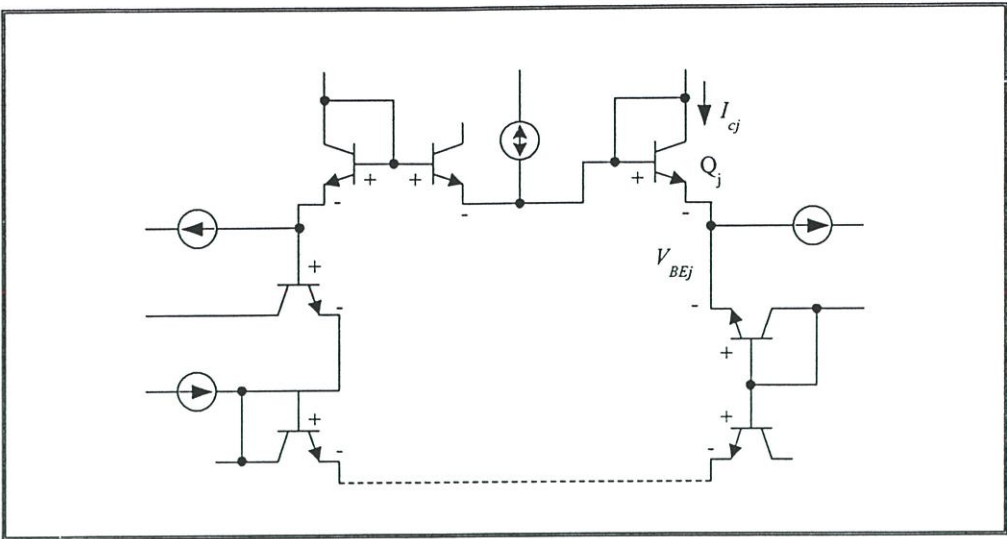
$$I_C = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

เมื่อ  $I_S$  คือกระแสอิ่มตัว (saturation current) และ  $V_T$  คือแรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าประมาณ 25.8 mV ที่อุณหภูมิ 300 K ในทางปฏิบัติส่วนมากแล้วพจน์ “-1” ในวงเล็บในสมการที่ (2.1) สามารถละทิ้งได้ เนื่องจาก  $I_C$  จะมีค่ามากกว่า  $I_S$  มากๆ โดยจะถูกนำมาพิจารณาถัดต่อเมื่อวงจรทำงานที่กระแสต่ำๆ หรือที่อุณหภูมิสูงๆ ดังนั้นเมื่อทำการหาอนุพันธ์ของสมการที่ (2.1) จะได้

$$\frac{\delta I_C}{\delta V_{BE}} = g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $g_m$  คือ อัตราการส่งผ่านความนำของทรานซิสเตอร์ในทางอุดมคติ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์อย่างเป็นเชิงเส้นกับค่ากระแสคอลเลกเตอร์คุณสมบัติข้อนี้ นับเป็นพื้นฐานที่รู้จักกันดีในการออกแบบวงจรทั่วไป และยังเป็นหลักสำคัญของวิธีการทางทรานส์ลิเนียร์อีกด้วย

จากสมการที่ (2.1) อธิบายถึงคุณสมบัติระหว่างกระแส  $I_C$  กับแรงดัน  $V_{BE}$  ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จากคุณสมบัตินี้เมื่อนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ประกอบด้วยรอยต่อของสารพีเอ็น (p-n junction) เป็นจำนวนคู่ และต่อกันอยู่ในลักษณะไบอัสตรง (forward bias) โดยที่รอยต่อพีเอ็นแต่ละตัวจะถูกต่อเข้ากับขั้วของรอยต่อตัวอื่นๆ เรียงกันไปเป็นวง (loop) จึงเรียกวงจรลักษณะนี้ว่า วงจรทรานส์ลิเนียร์รูป พิจารณาวงจรปิด (closed-loop) ที่มีรอยต่อพีเอ็น ที่ได้รับการไบอัสตรงอยู่เป็นจำนวนคู่ โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ รอยต่อพีเอ็น ที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (clockwise, CW) กับรอยต่อพีเอ็น ที่ได้รับการไบอัสจนมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (counter-clockwise, CCW) ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรทรานส์ลีนีร์ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

หลักการนี้สามารถใช้กับวงจรที่มีวงจรทรานส์ลีนีร์เพียงวงเดียว หรือจะมีหลายวงซ้อนทับกันอยู่ก็ได้ และสำหรับรอยต่อพีเอ็นทีกล่าวไว้ข้างต้นอาจจะเป็นรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์หรือจะเป็นไดโอดก็ไม่ผิดแต่อย่างใด แต่ทว่าเพื่อให้ได้ผลที่ถูกต้องแม่นยำการใช้รอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์ดูจะเหมาะสมกว่าอย่างยิ่ง จากรูปที่ 2.1 เมื่อแหล่งจ่ายกระแสทุกตัว มีค่าคงที่ ทำการรวมแรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์รอบวงจะได้

$$\sum_{j=1}^N V_{BEj} = 0 \quad (2.3)$$

หรือ

$$\sum_{CW} V_{BEj} = \sum_{CCW} V_{BEj} \quad (2.4)$$

เมื่อ

$$V_{BEj} = V_T \ln \left( \frac{I_{Cj}}{I_{Sj}} \right) \quad (2.5)$$

หรือ

$$V_{BEj} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{Cj}}{A_j J_S} \right) \quad (2.6)$$

และ

$V_{BEj}$  คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  (V)

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

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

- $k$  คือ ค่าคงที่ของ โบลทซ์มานน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/k)
- $T$  คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)
- $q$  คือ ค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน มีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  (C)
- $A_j$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวที่  $j$  ( $\text{cm}^2$ )

เมื่อทำการแทนสมการที่ (2.6) ลงในสมการที่ (2.4) โดยสมมติให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ เนื่องจากผลของเทคโนโลยีวงจรรวม ยกเว้นเพียงค่าพื้นที่อิมิตเตอร์เท่านั้น จะได้

$$\sum_{CW} \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{Cj}}{A_j} \right) = \sum_{CCW} \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_{Cj}}{A_j} \right) \quad (2.7)$$

และข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของวงจรรวม ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวได้รับอุณหภูมิใกล้เคียงกันมากที่สุด เป็นผลให้สามารถเขียนสมการที่ (2.7) ได้ใหม่เป็น

$$\prod_{CW} \left( \frac{I_{Cj}}{A_j} \right) = \prod_{CCW} \left( \frac{I_{Cj}}{A_j} \right) \quad (2.8)$$

ซึ่ง  $I_{Cj}/A_j$  คือ ค่าความหนาแน่นกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์

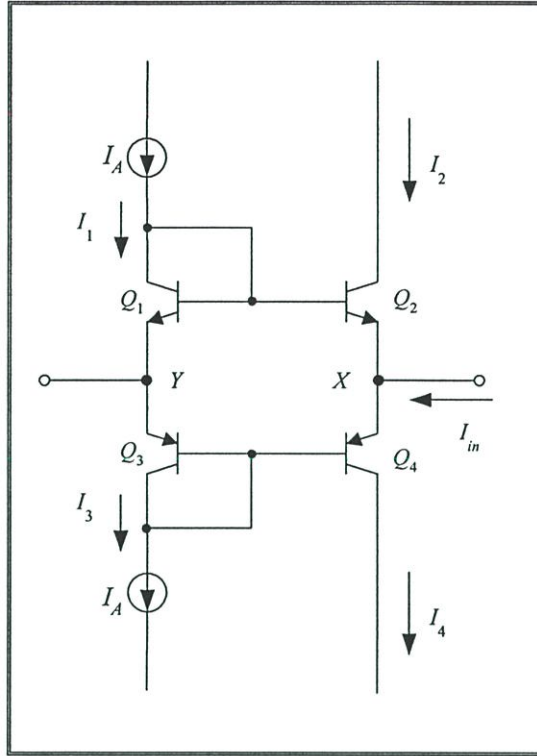
ถ้าทรานซิสเตอร์ทุกตัวถูกสร้างขึ้น โดยให้มีพื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากัน สมการที่ (2.8) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\prod_{CW} I_{Cj} = \prod_{CCW} I_{Cj} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) จึงสามารถสรุปเป็นหลักการทรานส์ลิเนียร์สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ว่า “ผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความหนาแน่นกระแสในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา”

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรรานส์ลิเนียร์แบบคู่ที่ประกอบด้วยคู่ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) และคู่ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิดพีเอ็นพี (PNP) เป็นวงจรรขยายภาคเอาต์พุตแบบผลัก-ดึง (push-pull) ที่นิยมใช้กันมากในวงจรรอบแอมป์ทั่วไป มีโครงสร้างเป็นวงจรรานส์ลิเนียร์ที่ประกอบด้วยรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ถึง  $Q_4$  สำหรับ

แหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_A$  นั้นทำหน้าที่เป็นกระแสไบอัส เพื่อไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานอยู่ในช่วงแอกทีฟ



รูปที่ 2.2 วงจรขยายคลาส AB

จากหลักการของวงจรถานส์ลิเนียร์ ค่าความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่มองเข้าที่จุด  $X$  หรือความต้านทานแฝงที่ปรากฏที่พอร์ต  $X$  มีค่าเป็น [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข1]

$$r_x = R_{in} = \frac{V_{XY}}{I_{in}} = \frac{V_T}{2I_A} \quad (2.10)$$

สมการที่ (2.10) แสดงให้เห็นว่า ค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต  $X$  ของวงจรมันสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (electronically controlled) โดยการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$

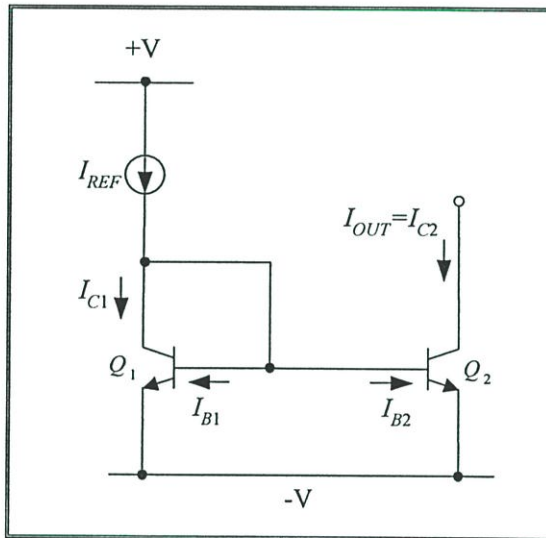
### 2.3 วงจรสะท้อนกระแส

โดยทั่วไปวงจรสะท้อนกระแส ถูกนำมาใช้เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ หรือใช้ทำหน้าที่ส่งผ่านหรือสำเนากระแสจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งตามที่ต้องการในวงจรที่ทำการออกแบบ โดยมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ ความต้านทานอินพุตที่จุดเข้าของสัญญาณมีค่าต่ำและมี

ความต้านทานเอาต์พุตที่จุดออกมีค่าสูง กระแสที่ได้จากวงจรด้านเอาต์พุตในทางอุดมคติจะมีค่าเท่ากับกระแสทางด้านอินพุต ซึ่งการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

### 2.3.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน (basic current mirror) ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์สองตัว แสดงดังรูปที่ 2.3 โดยทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ต่อเป็นลักษณะไดโอดทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์กับเบส ( $V_{CB}$ ) มีค่าเป็นศูนย์ ลักษณะเช่นนี้  $Q_1$  ยังคงทำงานอยู่ในช่วงแอกทีฟ เนื่องจากแรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ที่มีค่าเท่ากับแรงดันเบสกับอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ก็เพียงพอที่ทรานซิสเตอร์จะทำงานได้



รูปที่ 2.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 2.3 ทำการวิเคราะห์หาอัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข2]

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) จะเห็นได้ว่าอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสนี้ จะมีค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจรคือพจน์  $\frac{2}{\beta}$  เมื่อค่า  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก ทำให้พจน์ 1 มีค่าน้อยมาก ค่าความคลาดเคลื่อนจึงขึ้นอยู่กับพจน์  $\frac{2}{\beta}$  นี้

ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานสามารถหาค่าได้ โดยวิเคราะห์ที่วงจรให้ในรูปสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันทุกประการ ค่าความต้านทานด้านอินพุทจะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข2]

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1} \cong \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1} = \frac{1}{g_{m1}} = r_{e1} \quad (2.12)$$

โดยที่  $g_{m1} = 1 / r_{e1}$  คือ อัตราการส่งผ่านค่าความนำของทรานซิสเตอร์  $r_{e1}$  คือ ความต้านทานอิมิตเตอร์  $r_{\pi 1}$  คือ ความต้านทานระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ และ  $r_{o1}$  คือ ความต้านทานระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ตามลำดับ

$$\text{และ } \frac{r_{\pi 1}}{\beta_1} = \frac{1}{g_m} \quad \text{และ } \frac{1}{g_m} = r_e$$

และค่าความต้านทานเอาต์พุท จะมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2} = \frac{V_A}{i_{out}} \quad (2.13)$$

เมื่อ  $r_{o2}$  คือ ความต้านทานระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ มีค่าประมาณ  $V_A / I_C$  และ  $V_A$  คือ แรงดันเออร์ลี่ (Early Voltage)

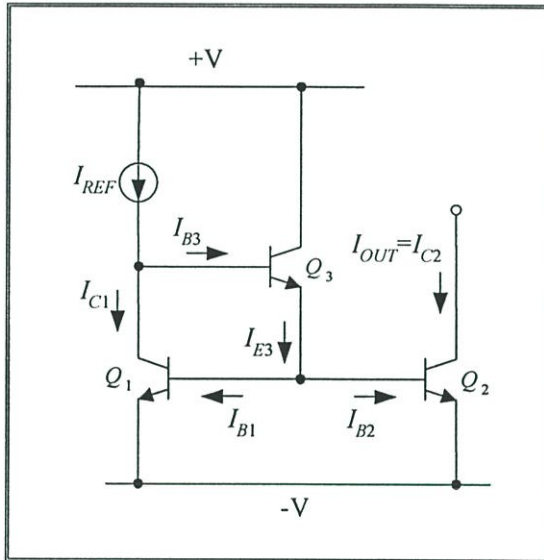
### 2.3.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบชดเชยกระแสเบส

เนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่เป็นผลมาจากกระแสเบสที่ถูกจำกัด ทำให้กระแส  $I_{C1}$  ไม่เท่ากับกระแสอ้างอิง  $I_{REF}$  ถ้าพิจารณาที่อัตราขยายกระแส  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงมาก ความแตกต่างของกระแสจะมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรน้อย แต่ที่ทรานซิสเตอร์มีอัตราขยายกระแสที่น้อยกว่า เช่น ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ความแตกต่างของกระแสจะมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมาก คือทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของกระแสตัวเอง เพื่อเป็นการลดผลจาก  $\beta$  และเพิ่มค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจรให้มีค่าสูงขึ้นด้วยการต่อทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ดังแสดงในรูปที่ 2.4 โดยเรียกวจรสะท้อน

กระแสแบบนี้ว่า วงจรสะท้อนกระแสแบบชดเชยกระแสเบส (based-current compensated current mirror) ซึ่งอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  จะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับเบสของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ผลรวมของกระแสเบส  $I_B$  จะเป็นสัดส่วนกันโดยพจน์  $(\beta + 1)$  ที่เป็นผลมาจากทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ค่า  $I_{REF}$  จะได้อัตราขยายของวงจรนี้จะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข3]

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{(\beta^2 + \beta)}} \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \quad (2.14)$$

จะเห็นได้ว่า กรณีนี้ค่าความคลาดเคลื่อนของวงจรนี้จะมีค่าเท่ากับ  $\frac{2}{\beta^2}$  ลดลงจากสมการที่ (2.11) ที่มีค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจรนี้มีค่าเท่ากับ  $\frac{2}{\beta}$  เมื่อ  $\beta$  มีค่าเท่ากัน



รูปที่ 2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบชดเชยกระแสเบส

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรจะได้ ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรชนิดนี้ มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข3]

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}} + r_e \quad (2.15)$$

และค่าความต้านทานเอาต์พุทจะมีค่าเป็น

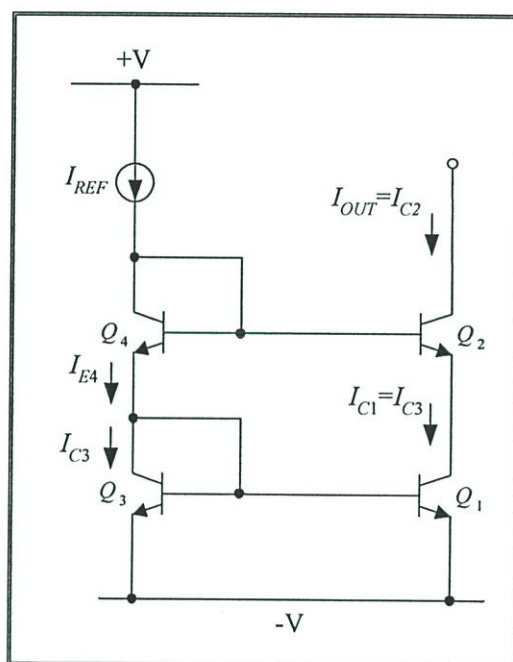
$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2} \quad (2.16)$$

### 2.3.3 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานมีค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ถูกจำกัด โดยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $r_o$  ของทรานซิสเตอร์ เพื่อต้องการให้ค่าความต้านทานจุดออกของวงจรสะท้อนกระแสที่กล่าวผ่านมาแล้วนั้นมีค่าสูงขึ้น [21] จึงทำการเพิ่มวงจรสะท้อนกระแสพื้นฐานเข้าไปอีกหนึ่งชุดดังรูปที่ 2.5 ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_1$  คือวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ต่อเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบเบสร่วมและส่งผ่านกระแส  $I_{C1}$  ไปยังเอาต์พุต จะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข4]

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} \approx \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta}} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) จะเห็นได้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนของการส่งผ่านกระแสของวงจรนี้ มีค่าเท่ากับ  $\frac{4}{\beta}$  ซึ่งมากกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่มีค่าเท่ากับ  $\frac{2}{\beta}$



รูปที่ 2.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรกรณีสัญญาณขนาดเล็ก จะได้ค่าความต้านทานด้านอินพุทมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข4]

$$r_{in} = \frac{2g_m}{g_m^2} = 2r_e \quad (2.18)$$

และค่าความต้านทานด้านเอาต์พุท มีค่าเท่ากับ

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2}(1 + g_{m2}r_{\pi 2}) \cong r_{o2}(g_{m2}r_{\pi 2})$$

เมื่อ  $g_{m2}r_{\pi 2} = \beta_2$  จะได้

$$r_{out} = \beta_2 r_{o2} \quad (2.19)$$

#### 2.3.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน (wilson current mirror) ซึ่งปรับปรุงมาจากวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เพื่อให้อัตราขยายกระแสขึ้นอยู่กับ  $\beta$  น้อยลงและให้ความต้านทานที่จุดออกของสัญญาณสูงขึ้น ทρανซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_3$  ทำงานเป็นวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน โดยแรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ของ  $Q_3$  มีค่าเป็น  $2V_{BE}$  ทำให้ผลของ base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานลดลงไปและไม่ขึ้นกับแรงดันที่จุดสัญญาณออก เนื่องจากกระแส  $I_{E2}$  จากอิมิตเตอร์ของ  $Q_2$  เป็นกระแสเข้าวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1$  และ  $Q_3$  มีค่าค่อนข้างคงที่ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จุดสัญญาณออกก็ตาม เมื่อ  $I_{E2}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดสัญญาณออก ทำให้กระแสเอาต์พุท  $I_{O2}$  มีค่าค่อนข้างคงที่ต่อการเปลี่ยนของแรงดันที่ขั้วเอาต์พุทด้วย ลักษณะเช่นนี้ทำให้ได้ค่าความต้านทานเอาต์พุทมีค่าสูง

จากรูปที่ 2.6 อัตราขยายกระแสของวงจร จะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข5]

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}} \quad (2.20)$$

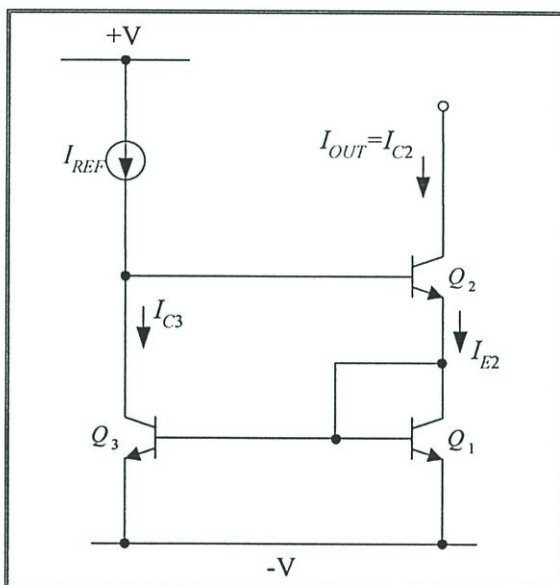
จากสมการที่ (2.20) จะเห็นได้ว่าค่าความคลาดเคลื่อนของการส่งผ่านกระแสเท่ากับ  $\frac{2}{\beta(\beta+2)}$  เมื่อเทียบกับสมการที่ (2.11) ขณะที่  $\beta$  มีค่าต่ำค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าน้อยกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ค่าความต้านทานอินพุทจะมีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข5]

$$r_{in} = 2r_e \quad (2.21)$$

และค่าความต้านทานด้านเอาต์พุท มีค่าเท่ากับ

$$r_{out} \cong \frac{\beta_2 r_{o2}}{2} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.6 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

### 2.3.5 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง

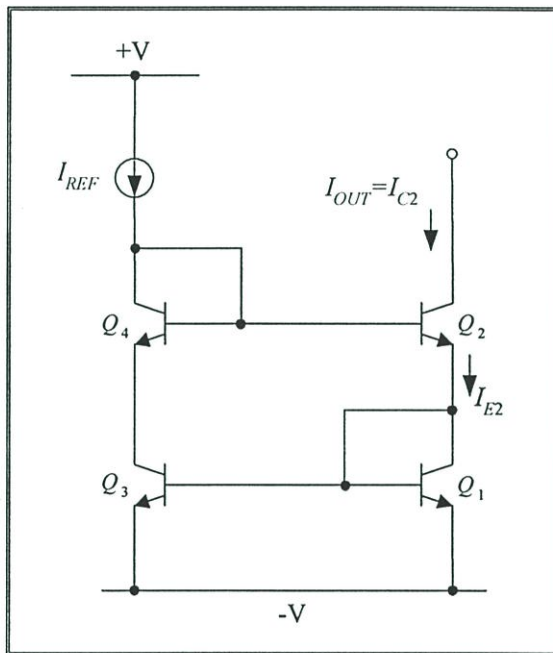
วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง (improved wilson current mirror) ดังรูปที่ 2.7 เกิดขึ้นจากวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เพื่อลดผลของ base-width modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน โดยเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_4$  เข้าไปเพื่อให้แรงดันไบอัสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_3$  มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด จากการเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_4$  เข้าไประหว่างคอลเลกเตอร์ของ  $Q_3$  กับเบสของ  $Q_2$  ในวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน ทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์กับเบส ( $V_{CB}$ ) ของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  มีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น ทำให้ผลของ base-width

modulation ที่มีต่อวงจรสะท้อนกระแส  $Q_1$  และ  $Q_3$  ลดลงจนไม่ต้องคำนึงถึง และทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ไม่มีผลต่อสมการกระแสรวมที่เบสของ  $Q_2$

พิจารณาอัตราขยายกระแสจะได้ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข6]

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) แสดงให้เห็นว่าค่าความคลาดเคลื่อนของการส่งผ่านกระแสเท่ากับ  $\frac{2}{\beta(\beta+2)}$  เมื่อเทียบกับสมการที่ (2.11) ขณะที่  $\beta$  มีค่าต่ำค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าน้อยกว่าวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน เช่นเดียวกับวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน เพียงแต่เพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_4$  เข้าไปเพื่อทำให้แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์กับเบส ( $V_{CB}$ ) ของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  มีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น



รูปที่ 2.7 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรในกรณีสัญญาณขนาดเล็กเพื่อหาค่าความต้านทานของวงจร จะได้ความต้านทานอินพุทเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข6]

$$r_{in} = 2r_e \quad (2.24)$$

และค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าเป็น

$$r_{out} = \frac{\beta_2 r_{o2}}{2} \quad (2.25)$$

จากการวิเคราะห์คุณสมบัติในการทำงานของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการวิเคราะห์ในรูปสัญญาณขนาดใหญ่ (large-signal analysis) เพื่อหาอัตราขยายกระแสและค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านกระแส หรือในรูปสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal analysis) เพื่อหาค่าความต้านทานทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรที่ได้นำเสนอผ่านมานั้น เพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติของแต่ละวงจรให้เห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้น สามารถนำมาสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบต่าง ๆ

| วงจรสะท้อนกระแส                 | ค่าความคลาดเคลื่อน                         | ความต้านทานอินพุต   | ความต้านทานเอาต์พุต   |
|---------------------------------|--|---|-----------------------|
| แบบพื้นฐาน<br>รูปที่ 2.3        | $\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$            | $r_e$   | $r_o$                 |
| แบบชดเชยกระแสเบส<br>รูปที่ 2.4  | $\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$          | $\frac{r_{\pi 1} \cdot r_{\pi 2} + r_e}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}$ | $r_o$                 |
| แบบคาสโคด<br>รูปที่ 2.5         | $\frac{1}{1 + \frac{4}{\beta}}$            | $2r_e$  | $\beta r_o$           |
| แบบวิลสัน<br>รูปที่ 2.6         | $\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}}$ | $2r_e$  | $\frac{\beta r_o}{2}$ |
| แบบวิลสันปรับปรุง<br>รูปที่ 2.7 | $\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}}$ | $2r_e$  | $\frac{\beta r_o}{2}$ |

## 2.4 วงจรตามแรงดัน

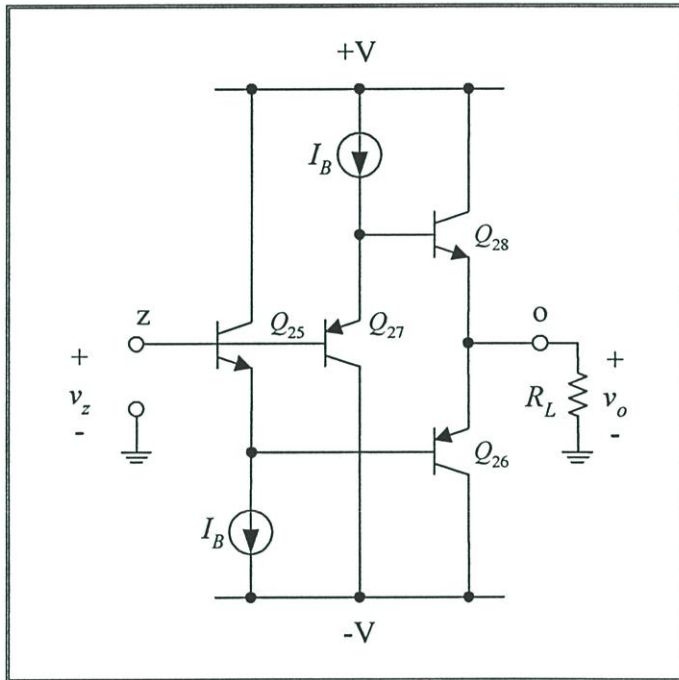
วงจรตามแรงดัน (voltage follower) แสดงดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยวงจรถ่ายสัญญาณคอลเลคเตอร์ร่วมแบบคอมพลิเมนต์สองชุดต่อร่วมกัน เพื่อให้ค่าความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าสูงมาก [22] ดังนั้นจากลำดับขั้นการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่มองเข้าไปยังขั้ว  $z$  หรือ  $r_z$  พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ๗]

$$r_z = \beta_n \beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_L \right) \quad (2.26)$$

เมื่อ  $\beta_n = \beta_{25} \cong \beta_{28} \gg 1$ ,  $\beta_p = \beta_{26} \cong \beta_{27} \gg 1$ ,  $r_e = V_T/I_B = r_{e25} \cong r_{e26} \cong r_{e27} \cong r_{e28}$ , และ  $R_L$  คือความต้านทานซึ่งต่อระหว่างขั้ว  $o$  กับกราวด์ และในทำนองเดียวกันเมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว  $o$  หรือ  $r_o$  พบว่ามีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข8]

$$r_o \cong \left( \frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p} \right) \quad (2.27)$$

โดยที่  $R_z$  คือ ความต้านทานที่ต่อที่ขั้ว  $z$  กับกราวด์



รูปที่ 2.8 วงจรตามแรงดัน

## 2.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงรายละเอียดของกลุ่มวงจรย่อยแต่ละส่วน โดยวงจรขยายคลาส AB ที่ต่อแบบทรานส์ลีนีเยร์เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจร พบว่าค่าความต้านทานแฝงของวงจรจะขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส ทำให้วงจรสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสจะส่งผ่านกระแสจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งตามที่ต้องการ และวงจรตามแรงดันจะทำให้หน้าที่ส่งผ่านแรงดันโดยมีอัตราการส่งผ่านเท่ากับหนึ่ง จากหลักการทำงานและคุณสมบัติของแต่ละกลุ่มวงจรย่อยที่ได้กล่าวมานั้น จะนำไปเป็นส่วนประกอบในการออกแบบวงจร CCVC ที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ต่อไป

## บทที่ 3

# วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอ

### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม (CCVC) ที่ใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ที่สามารถแปรค่าความต้านทานอินพุทภายในได้โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก หลักการทำงานของวงจรที่นำเสนอ คือในส่วนของภาคอินพุทจะเป็นวงจรขยายคลาส AB ต่อแบบทรานส์ลิเนียร์ รายละเอียดต่างๆ ประกอบไปด้วยส่วนของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในการออกแบบ หลักการทำงานของวงจรสายพานแรงดันที่นำเสนอ การวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรในทางทฤษฎี คือคุณสมบัติของค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์แบบกระแสควบคุม ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร สมรรถนะทางความถี่ของวงจร และเพื่อเป็นการยืนยันผลจากการวิเคราะห์ ได้ทำการเขียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

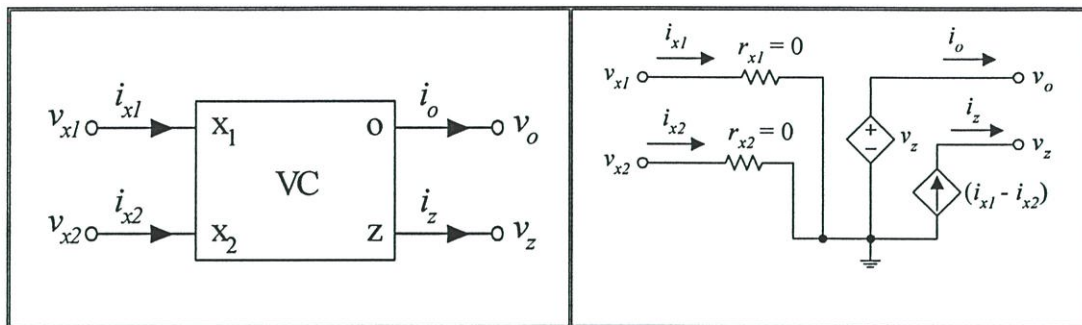
### 3.2 วงจรสายพานแรงดัน

โดยทั่วไปวงจรสายพานแรงดัน (voltage conveyor; VC) คือ บล็อกวงจรแอกทีฟอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งมีสัญลักษณ์และวงจรสมมูลทางไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 [12]-[15] โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรสายพานแรงดัน สามารถเขียนอธิบายได้เป็น

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & r_{x1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{x2} \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าทางดำนอินพุทคือขั้ว  $x_1$  และขั้ว  $x_2$  ได้มีการออกแบบให้มีคุณสมบัติเป็นผลต่างของกระแส ( $i_{x1} - i_{x2}$ ) แล้วส่งผ่านไปยังส่วนของขั้ว  $z$  ที่เป็นขั้วเอาต์พุทกระแส และจะถูกเปลี่ยนไปเป็นแรงดันเอาต์พุท  $v_o$  เมื่อมีอิมพีแดนซ์ที่ต่ออยู่กับขั้ว  $z$  ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขึ้นแล้วถูกส่งผ่านไปยังขั้ว  $o$  แต่เนื่องจากคุณสมบัติในการทำงานของวงจรที่มีค่าความต้านทานในส่วนอินพุทที่เป็นผลต่างกระแสมีค่าน้อยมาก ซึ่งในทางอุดมคติมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ  $r_{x1} = r_{x2} = 0$  ทำให้การประยุกต์ใช้งานบางกรณีจึงจำเป็นต้องต่อใช้งานตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ร่วมกับ ส่งผลให้อุปกรณ์พาสซีฟในวงจรที่ออกแบบมีจำนวนมาก ดังนั้นจากข้อจำกัดในการทำงานของวงจรสายพานแรงดันดังสมการที่ (3.1) นั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีแนวคิดในการปรับปรุง

คุณสมบัติของวงจรสายพานแรงดันเสียใหม่ โดยออกแบบพัฒนาให้ค่าความต้านทาน  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  นั้นสามารถแปรค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะทำให้แนวทางการนำไปประยุกต์ใช้งาน ในการออกแบบและสังเคราะห์วงจรมัลติฟังก์ชัน มีความยืดหยุ่น คล่องตัว และเกิดความหลากหลายมากยิ่งขึ้น



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.1 วงจรสายพานแรงดัน (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

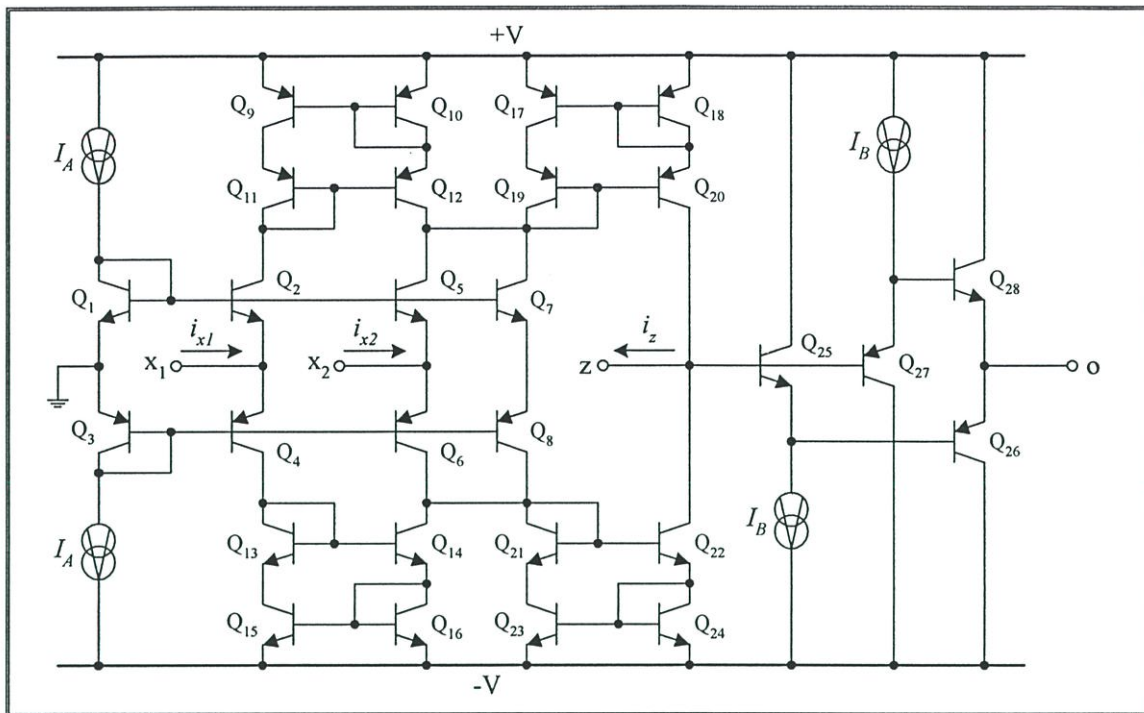
### 3.3 วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอ

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมหรือวงจร CCVC (current-controlled voltage conveyor) ที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจรหลักภายในที่สำคัญสองส่วน คือ วงจรภาคอินพุต  $Q_1-Q_{24}$  ทำหน้าที่สร้างผลต่างของกระแสอินพุต  $(i_{x1} - i_{x2})$  โดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  และ  $Q_1, Q_3, Q_5, Q_6$  ต่อกันเป็นวงจรทรานส์ลิเนียร์ดังรูปที่ 2.2 [20] วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันแบบปรับปรุง  $Q_9-Q_{12}$  และ  $Q_{13}-Q_{16}$  ทำหน้าที่ส่งผ่านหรือสำเนากระแสจากด้านอินพุตไปยังทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_8$  ซึ่งต่ออยู่ในวงจรเพื่อกำจัดผลจากกระแสไบอัส  $I_A$  โดยที่กระแสอินพุตจะทำการหักล้างกัน  $(i_{x1}-i_{x2})$  ที่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์สองตัวนี้ แล้วส่งผ่านไปยังขั้ว z สู่อโหนดภายนอกโดยผ่านวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง  $Q_{17}-Q_{20}$  และ  $Q_{21}-Q_{24}$  ดังนั้น เมื่อมีอิมพีแดนซ์ต่ออยู่ที่ขั้ว z จะเกิดแรงดันตกคร่อมที่ขั้ว z ( $v_z$ ) ขึ้น โดยมีวงจรตามแรงดัน  $Q_{25}-Q_{28}$  ซึ่งได้กล่าวและอธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4 ทำหน้าที่ส่งผ่านแรงดัน  $v_z$  ไปยังขั้ว o ( $v_o$ )

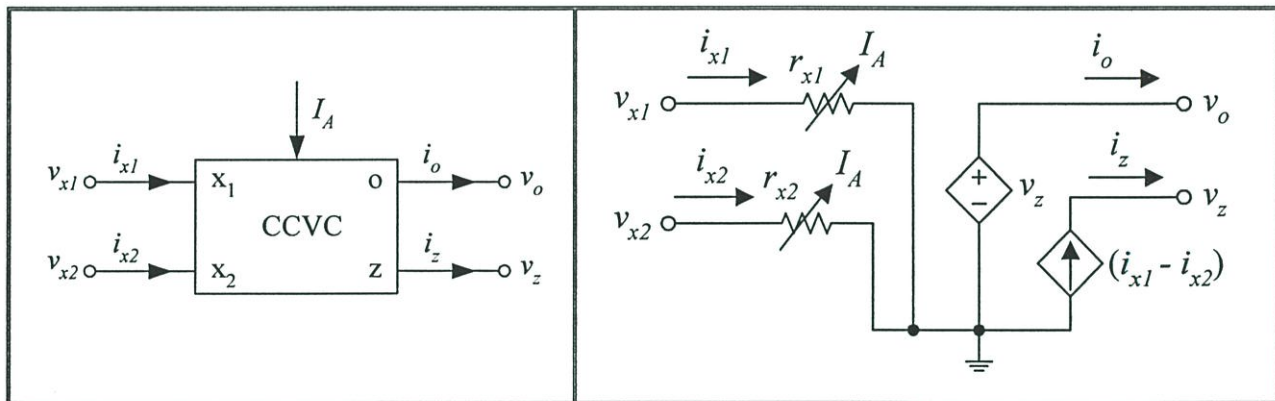
เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรทรานส์ลิเนียร์  $Q_1-Q_6$  ทำให้ได้ค่าความต้านทานอินพุตแฝง  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  ที่มองเข้าไปยังขั้ว  $x_1$  และขั้ว  $x_2$  เขียนอธิบายได้เป็น [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข1]

$$r_{x1} \cong r_{x2} \cong R_x = \frac{V_T}{2I_A} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทาน  $R_x$  ของวงจร CCVC ที่นำเสนอ นั้น สามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัส  $I_A$  จากภายนอก



รูปที่ 3.2 วงจร CCVC ที่นำเสนอ



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.3 วงจร CCVC

(ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

ถ้ากำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวเหมือนกันทุกประการ จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะได้ค่าความต้านที่มองเข้าไปยังขั้ว  $z$  ( $r_z$ ) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข7]

$$r_z \cong \beta_n \beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_L \right) \quad (3.3)$$

โดยที่  $\beta_n = \beta_{25} \cong \beta_{28} \gg 1$ ,  $\beta_p = \beta_{26} \cong \beta_{27} \gg 1$ ,  $r_e = V_T/I_B = r_{e25} \cong r_{e26} \cong r_{e27} \cong r_{e28}$  และ  $R_L$  คือความต้านทานที่ต่อที่ขั้ว  $o$  ( $r_o$ )

เช่นเดียวกัน ค่าความต้านทานแฝงที่มองเข้าไปยังขั้ว  $o$  สามารถคำนวณได้จาก [ภาคผนวก ข หัวข้อ ข8]

$$r_o \cong \left( \frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p} \right) \quad (3.4)$$

โดยที่  $R_z$  คือ ความต้านทานที่ต่อที่ขั้ว  $z$

ดังนั้น จากคุณสมบัติในการทำงานของวงจร จึงได้บล็อควงจรแอกทีฟแนวใหม่ ซึ่งในที่นี้จะเรียกว่า วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม (current-controlled voltage conveyor) หรือวงจร CCVC ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของวงจร สามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_x \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

โดยที่สัญลักษณ์และวงจรมุมลทางไฟฟ้าของวงจร CCVC ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

### 3.3.1 สมรรถนะทางความถี่ของวงจร

การวิเคราะห์สมรรถนะทางความถี่ของวงจร CCVC ที่นำเสนอ ทำได้โดยการวิเคราะห์ในกรณีสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal circuit analysis) โดยใช้วงจรมุมลแบบไฮบริดพาย (hybrid-pi model) [17]-[18] เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรทุกตัวสมพงษ์กันทุกประการ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $z$  กับขั้ว  $x_1$  หรือ ( $i_z/i_{x1}$ ) มีค่าเท่ากับได้เป็น [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค1]

$$\frac{i_z}{i_{x1}} \cong \frac{H_1 N_1(s)}{(1 + a_1 s)(1 + a_2 s)} \quad (3.6)$$

โดยที่

$$H_1 = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} \right)^2 \left( \frac{(g_{mn} + g_{mi})}{g_{mn}} \right) \quad (3.7)$$

$$N_1(s) = \left( 1 + \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} s \right) \quad (3.8)$$

$$a_1 = \left( \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right)^2 \quad (3.9)$$

และ

$$a_2 = \left( \frac{C_m(2g_{mn} + g_{mi}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{mi})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{mi})} \right) \quad (3.10)$$

เมื่อ  $g_{mn}(g_{mp})$ ,  $g_{\pi n}(g_{\pi p})$  และ  $g_{on}(g_{op})$  แทนถึง ค่าอัตราขยายค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และค่าความนำระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn ชนิด (pnp) ตามลำดับ และ  $C_{\pi n}(C_{\pi p})$ , และ  $C_{\mu n}(C_{\mu p})$  แทนถึงค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาคอลเลกเตอร์ ตามลำดับ

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (3.7) ถึง (3.10) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{a1} = \frac{\omega_{a1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right)^2 \quad (3.11)$$

และ

$$f_{a2} = \frac{\omega_{a2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{C_m(2g_{mn} + g_{mi}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{mi})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{mi})} \right) \quad (3.12)$$

หากอาศัยความสัมพันธ์  $g_{mn}(g_{mp}) = g_m \gg g_{\pi n}(g_{\pi p}) = g_{\pi}$  และ  $C_{\pi n}(C_{\pi p}) = C_{\pi} \gg C_{\mu n}(C_{\mu p}) = C_{\mu}$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.11) และ สมการที่ (3.12) จะได้

$$f_{a1} \ll f_{a2} \quad (3.13)$$

สามารถสรุปได้ว่า  $f_{a1}$  คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอน กระแส  $i_c / i_{x1}$

และเช่นเดียวกัน เมื่อทำการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $z$  กับขั้ว  $x_2$  หรือ  $(i_z/i_{x2})$  จะได้ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค2]

$$\frac{i_z}{i_{x2}} \cong \frac{H_2 N_2(s)}{(1+b_1 s)(1+b_2 s)} \quad (3.14)$$

โดยที่

$$H_2 = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} \right) \left( \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}^2} \right) \quad (3.15)$$

$$N_2(s) = \left( 1 + \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} s \right) \quad (3.16)$$

$$b_1 = \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \quad (3.17)$$

และ

$$b_2 = \left( \frac{C_{\pi n}(2g_{mn} + g_{\pi n}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})} \right) \quad (3.18)$$

พิจารณาสมการที่ (3.15) ถึง (3.18) พบว่าตำแหน่งโพล ทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{b1} = \frac{\omega_{b1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right) \quad (3.19)$$

และ

$$f_{b2} = \frac{\omega_{b2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{C_{\pi n}(2g_{mn} + g_{\pi n}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})} \right) \quad (3.20)$$

เมื่ออาศัยการประมาณค่าเช่นเดียวกับการหาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_{x1}$  ดังนั้นสมการที่ (3.19) และสมการที่ (3.20) จะได้

$$f_{b1} \ll f_{b2} \quad (3.21)$$

สามารถสรุปได้ว่า  $f_{b1}$  คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส  $i_z/i_{x2}$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร CCVC ระหว่างขั้ว  $z$  ( $v_z$ ) ไปยังขั้ว  $o$  ( $v_o$ ) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ค หัวข้อ ค3]

$$\frac{v_o}{v_z} \cong \frac{H_3 N_3(s)}{(1 + c_1 s + c_2 s^2)} \quad (3.22)$$

โดยที่

$$H_3 = \frac{g_n g_p}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{mp}} \quad (3.23)$$

$$N_3(s) = \left(1 + \frac{C_m}{g_n} s\right) \left(1 + \frac{C_{mp}}{g_p} s\right) \quad (3.24)$$

$$c_1 = \frac{(G_L + g_p)C_m + (G_L + g_n)C_{mp}}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{mp}} \quad (3.25)$$

และ

$$c_2 = \frac{C_m C_{mp}}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{mp}} \quad (3.26)$$

เมื่อกำหนดให้  $g_p = g_{mp} + g_{np}$  และ  $g_n = g_{mn} + g_{nm}$  และ  $G_L = 1/R_L$

ดังนั้น พิจารณาสมการที่ (3.23) ถึง (3.26) จะได้ว่าตำแหน่งโพลทั้งสองมีค่าเท่ากับ

$$f_{c1} = \frac{\omega_{c1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{mp}}{(G_L + g_p)C_m + (G_L + g_n)C_{mp}} \right) \quad (3.27)$$

และ

$$f_{c2} = \frac{\omega_{c2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{G_L + g_n}{C_m} + \frac{G_L + g_p}{C_{mp}} \right) \quad (3.28)$$

หากอาศัยการประมาณค่าเช่นเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้สมการที่ (3.27) และ (3.28) สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$f_{c1} \ll f_{c2} \quad (3.29)$$

โดยพบว่า  $f_{c1}$  คือ ค่าความถี่ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางความถี่ปฏิบัติงานของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน  $v_o / v_z$

เมื่อทำการเปรียบเทียบตำแหน่งความถี่ทั้งสาม คือ  $f_{a1}$  จากสมการที่ (3.11)  $f_{b1}$  จากสมการที่ (3.19) และ  $f_{c1}$  จากสมการที่ (3.27) โดยอาศัยวิธีการประมาณค่าเช่นเดียวกัน จะได้ความสัมพันธ์ของตำแหน่งความถี่ทั้งสาม เป็นดังนี้

$$f_{a1} \ll f_{b1} \quad (3.30)$$

และ 
$$f_{a1} \ll f_{c1} \quad (3.31)$$

ซึ่งทำให้สรุปได้ว่า  $f_{a1}$  คือตำแหน่งโพล โดมิแนนซ์ (dominant pole) ซึ่งเป็นขีดจำกัดทางด้านความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CCVC ที่นำเสนอในรูปที่ 3.2

### 3.3.1.1 ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร

จากสมการที่ (3.7), (3.15) และ (3.23) จะได้  $H_1 = H_2 = H_3 = 1$  หากประมาณว่า  $g_{mn} \gg g_{\pi}$  และ  $g_{mp} \gg g_{\pi p}$  โดยที่  $H_1 = H_2$  แทนถึงอัตราขยายกระแส และ  $H_3$  แทนถึงอัตราขยายแรงดัน ของวงจรสายพานแรงดันที่นำเสนอ แต่ในทางปฏิบัติหากพารามิเตอร์  $g_{mn}$  และ  $g_{mp}$  มีค่าไม่มากพอเมื่อเทียบกับค่า  $g_{\pi}$  และ  $g_{\pi p}$  แล้ว จะทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสและค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันขึ้นในวงจร โดยที่คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจร CCVC ที่นำเสนอ นั้น สามารถเขียนอธิบายได้ด้วยสมการรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_{x1}} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{ix1}} \quad (3.32)$$

$$\frac{i_z}{i_{x2}} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{ix2}} \quad (3.33)$$

และ 
$$\frac{v_o}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_v} \quad (3.34)$$

เมื่อ  $\varepsilon_{ix1}$  และ  $\varepsilon_{ix2}$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_1$  และ  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\varepsilon_v$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร ตามลำดับ ดังนั้นจากค่า  $H_1, H_2$  และ  $H_3$  สามารถคำนวณหา  $\varepsilon_{ix1}$  และ  $\varepsilon_{ix2}$  และ  $\varepsilon_v$  ของวงจร CCVC ที่นำเสนอ มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก ง หัวข้อ ง1 ง2 และง3]

$$\varepsilon_{ix1} = \frac{g_{mn}(2g_{mp}g_{\pi p} + 5g_{\pi p}^2) - g_{m1}(g_{mp} + 2g_{\pi p})^2}{g_{mn}(g_{mp} + 2g_{\pi p})^2 + g_{m1}(g_{mp} + 2g_{\pi p})^2} \quad (3.35)$$

$$\varepsilon_{ix2} = \frac{g_{mn}g_{np} - g_{mi}(g_{mp} + 2g_{np})}{g_{mn}(g_{mp} + 2g_{np}) + g_{mi}(g_{mp} + 2g_{np})} \quad (3.36)$$

และ

$$\varepsilon_v = \left[ \frac{G_L(g_{mn} + g_{mi} + g_{np})}{(g_{mn} + g_{mi})(g_{mp} + g_{np})} \right] \quad (3.37)$$

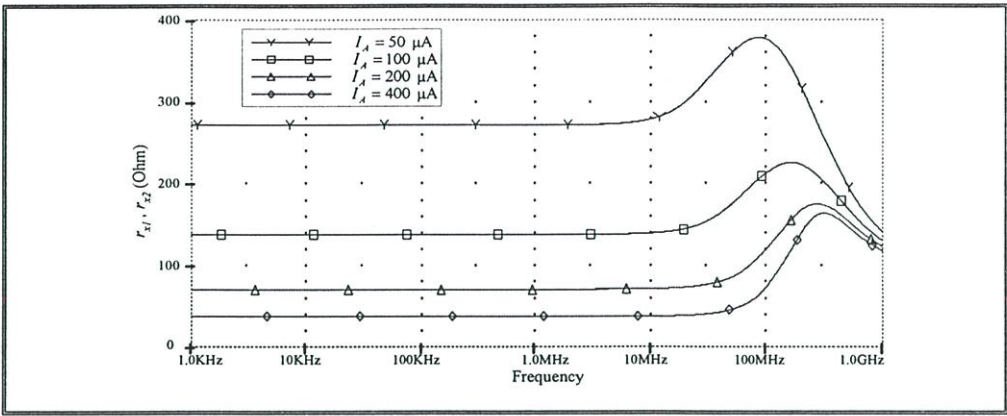
### 3.3.2 ผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

เพื่อยืนยันถึงคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจร CCVC ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.2 จึงได้เลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ทรานซิสเตอร์ภายใต้เทคโนโลยี AT&T ALA400-CBIC-R [23] เมื่อกำหนดให้  $\pm V = \pm 3V$   $I_A = 100 \mu A$   $I_B = 250 \mu A$   $R_2 = 1 k\Omega$  และ  $R_L = 10 k\Omega$

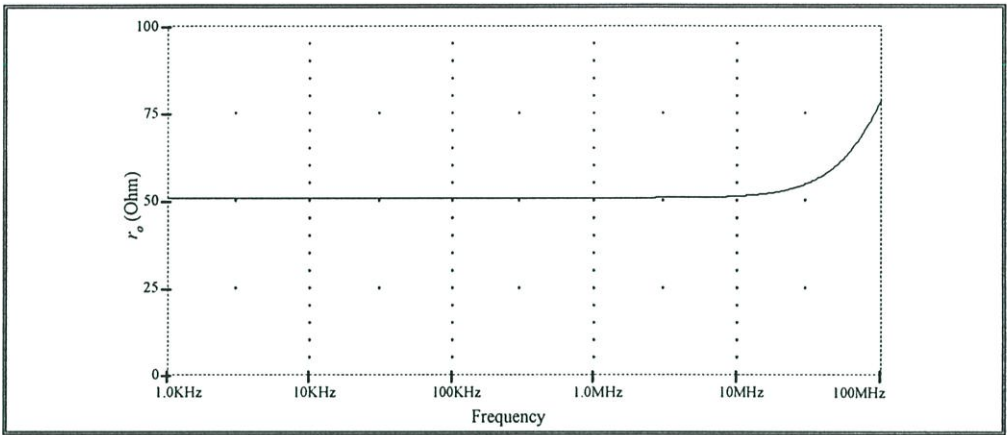
รูปที่ 3.4 แสดงผลตอบสนองความถี่ของค่าความต้านทาน  $r_{x1}$ ,  $r_{x2}$ ,  $r_o$  และ  $r_z$  ที่ขั้ว  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $o$  และ  $z$  ตามลำดับ โดยที่รูปที่ 3.4 (ก) แสดงค่าความต้านทาน  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$  เป็น  $50 \mu A$ ,  $100 \mu A$ ,  $200 \mu A$  และ  $400 \mu A$  ตามลำดับ ซึ่งจากผลการเลียนแบบแสดงให้เห็นว่า ค่าความต้านทานอินพุท  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  ของวงจรมีค่าที่สามารถแปรค่าและควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_A$  โดยพบว่ามีค่าประมาณ  $270 \Omega$ ,  $137 \Omega$ ,  $70 \Omega$  และ  $37 \Omega$  ตามลำดับ ในขณะที่รูปที่ 3.4(ข) แสดงค่าความต้านทาน  $r_o$  ซึ่งมีค่าประมาณ  $50 \Omega$  และรูปที่ 3.4(ค) แสดงค่าความต้านทาน  $r_z$  ที่ความถี่  $1 \text{ kHz}$ ,  $10 \text{ kHz}$ ,  $100 \text{ kHz}$  และ  $1 \text{ MHz}$  ซึ่งจะมีค่าความต้านทานประมาณ  $545 k\Omega$ ,  $540 k\Omega$ ,  $333 k\Omega$  และ  $42 k\Omega$  ตามลำดับ

รูปที่ 3.5 (ก) แสดงผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว  $x_1$  ไปยังขั้ว  $z$  ( $i_z/i_{x1}$ ) และจากขั้ว  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  ( $i_z/i_{x2}$ ) จากการเลียนแบบพบว่าความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ  $28 \text{ MHz}$  และ  $29 \text{ MHz}$  ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 3.5(ข) แสดงผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $o$  ( $v_o/v_z$ ) ซึ่งมีค่าความถี่คัทออฟประมาณ  $443 \text{ MHz}$  ดังนั้นจากผลการเลียนแบบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร สามารถสรุปได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านกระแส  $i_z/i_{x1}$  ซึ่งมีค่าประมาณ  $28 \text{ MHz}$  นั้นเป็นขีดจำกัดความถี่ปฏิบัติงานสูงสุดของวงจร CCVC ที่นำเสนอ

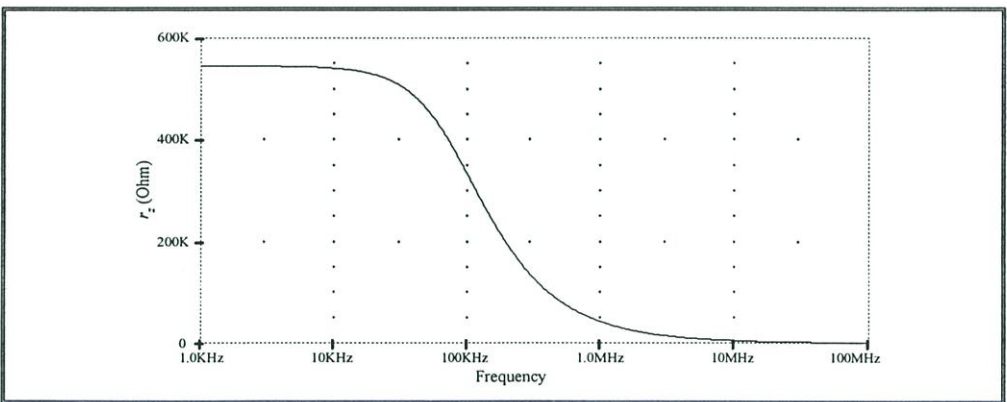
รูปที่ 3.6 (ก) และรูปที่ 3.6 (ข) แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว  $x_1$  และขั้ว  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  ตามลำดับ โดยพบว่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสสูงสุดของวงจรมีค่าประมาณ  $2 \mu A$  ส่วนรูปที่ 3.6 (ค) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันระหว่างขั้ว  $o$  กับขั้ว  $z$  ซึ่งพบว่ามีค่าความคลาดเคลื่อนประมาณ  $12 \text{ mV}$  ซึ่งคุณสมบัติของวงจรที่นำเสนอที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานสามารถนำไปสรุปได้ดังตารางที่ 3.1



(ก)



(ข)



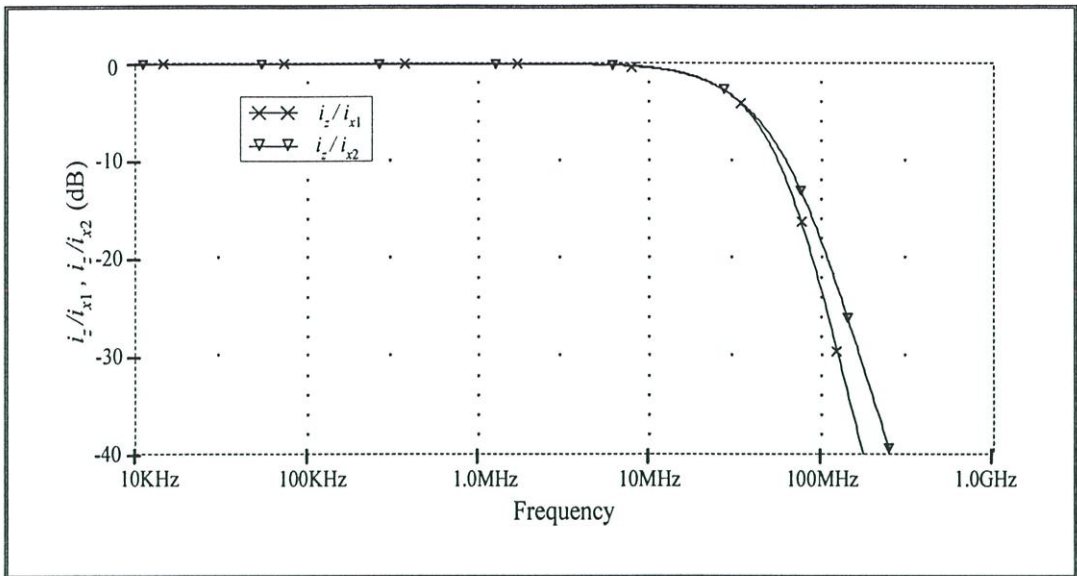
(ค)

รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของค่าความต้านทานที่ขั้ว  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $o$  และ  $z$

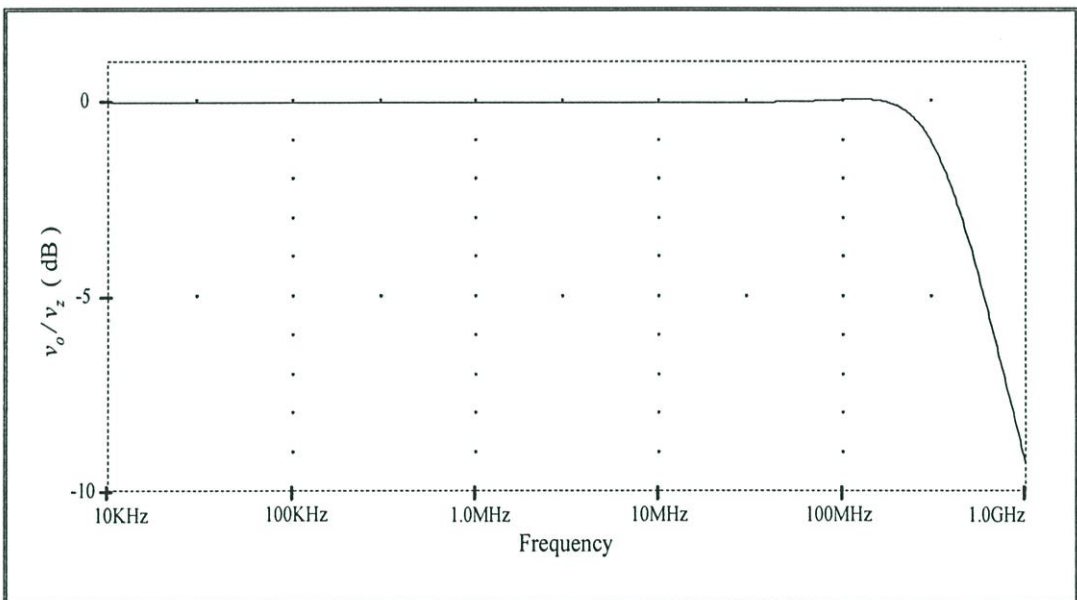
(ก)  $r_{x1}, r_{x2}$

(ข)  $r_o$

(ค)  $r_z$



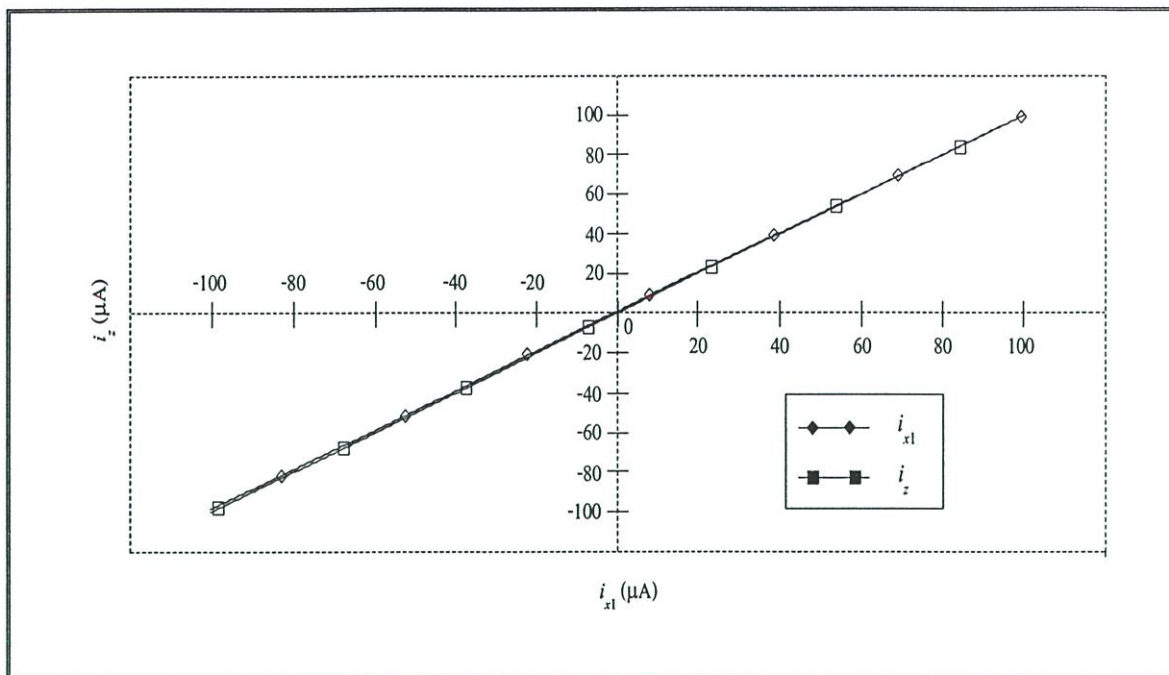
(ก)



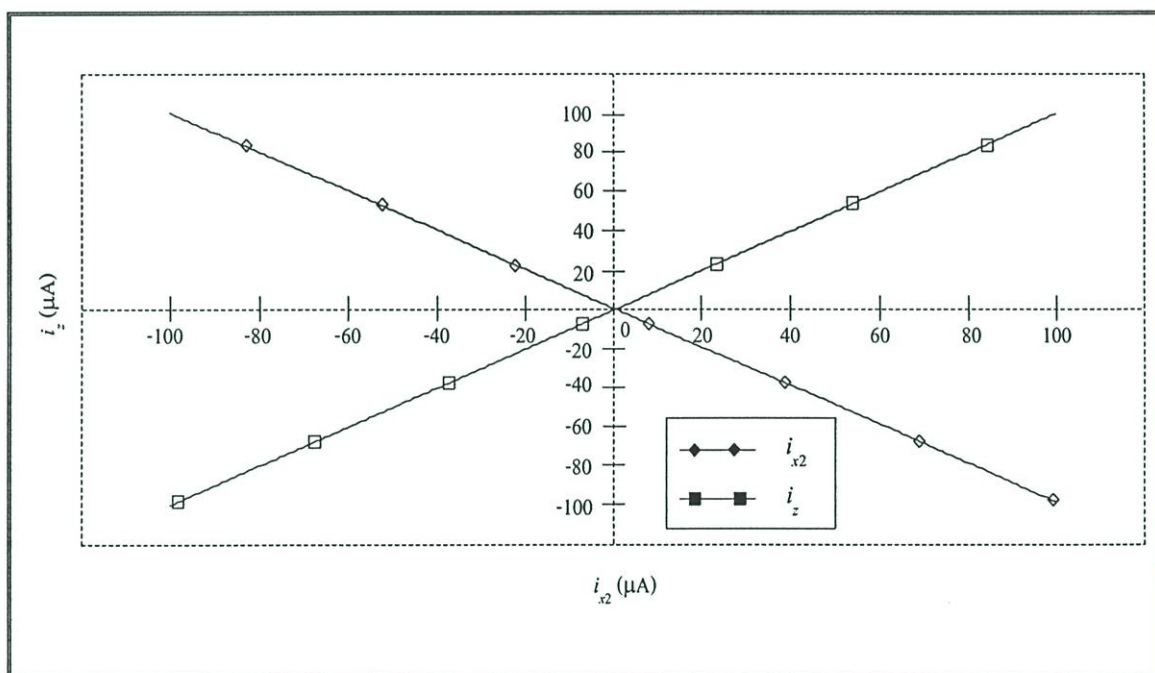
(ข)

### รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองทางความถี่

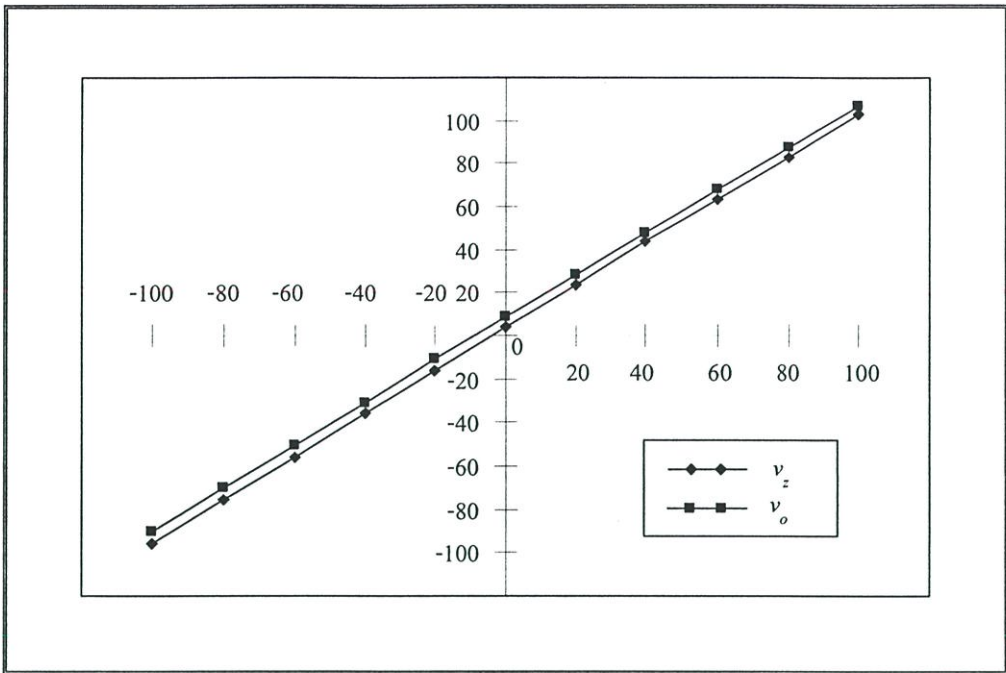
(ก) การส่งผ่านกระแส (ข) การส่งผ่านแรงดัน



(f)



(v)



(ก)

### รูปที่ 3.6 คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันไฟตรง

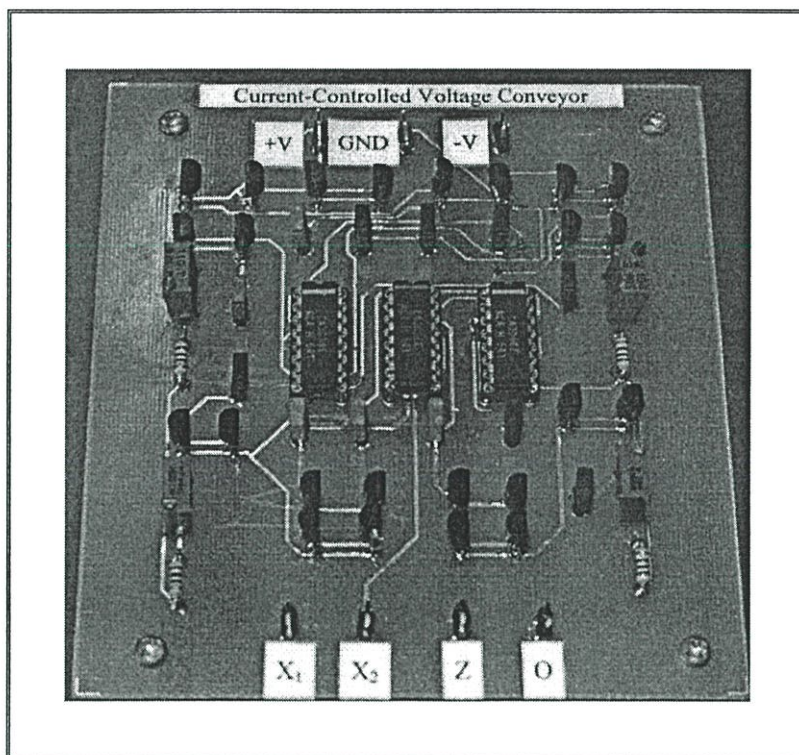
- (ก) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง  $i_{x1}$  ไปยัง  $i_z$
- (ข) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟตรง  $i_{x2}$  ไปยัง  $i_z$
- (ค) คุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันไฟตรง  $v_z$  ไปยัง  $v_o$

### ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติวงจร CCVC ที่นำเสนอ

| Parameters  | Value | Unit          |
|---|-------|---------------|
| -3dB bandwidth  | 28    | MHz           |
| Maximum offset current (from $i_{x1}$ and $i_{x2}$ to $i_z$ ) | 2     | $\mu\text{A}$ |
| Maximum offset voltage (from $v_z$ to $v_o$ )                 | 12    | mV            |
| total power consumption                                       | 9.92  | mW            |
| $r_{x1}, r_{x2}$  | 271   | $\Omega$      |
| $r_z$   | 545   | k $\Omega$    |
| $r_o$   | 50    | $\Omega$      |

### 3.3.3 ผลการทดลองต่อวงจรจริง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรสายพานแรงดันที่นำเสนอมีคุณสมบัติที่สอดคล้องกับทฤษฎีและการเขียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ที่นำเสนอผ่านมานั้น จึงได้ทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.2 และทดสอบการทำงานจริงของวงจร CCVC โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เบอร์ CA 3096 [ภาคผนวก ฉ] เมื่อกำหนดให้  $\pm V = 3\text{ V}$ ,  $I_A = 100\ \mu\text{A}$  และ  $I_B = 250\ \mu\text{A}$  ซึ่งวงจรที่ทำการต่อเพื่อทำการทดลองจริง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7

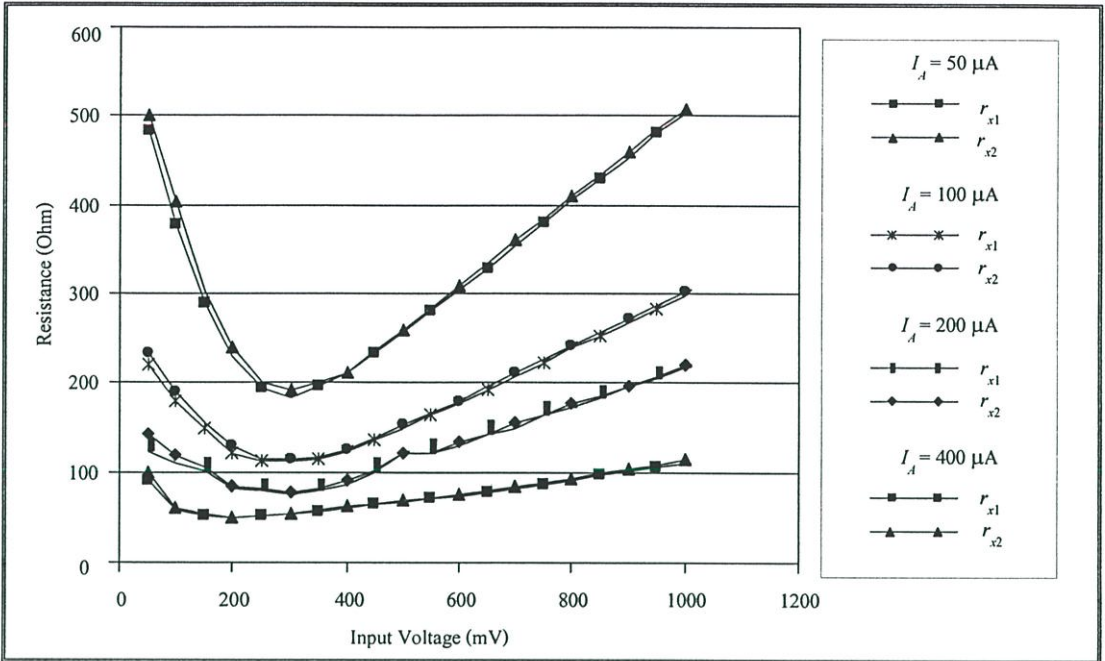


รูปที่ 3.7 วงจร CCVC ที่ทำการต่อทดลอง

รูปที่ 3.8 แสดงผลการทดลองคุณสมบัติของค่าความต้านทาน  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$  เป็น  $50\ \mu\text{A}$ ,  $100\ \mu\text{A}$ ,  $200\ \mu\text{A}$  และ  $400\ \mu\text{A}$  ตามลำดับ โดยทำการป้อนแรงดันเข้าที่ขั้วอินพุตแล้วทำการปรับตัวต้านทานให้ค่าของแรงดันลดลงครึ่งหนึ่งจากที่ป้อนที่ขั้วอินพุต จากนั้นทำการวัดค่าความต้านทาน จากการทดลองแสดงให้เห็นว่า เมื่อค่าของกระแสไบอัสมากขึ้น จะทำให้ค่าความต้านทาน  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  มีค่าลดลง ในช่วงแรงดันอินพุต  $200 - 400\ \text{mV}$  จะมีค่าความต้านทานใกล้เคียงกับการคำนวณ โดยใช้สมการที่ (3.2) ซึ่งเป็นช่วงความต้านทานที่นำมาใช้งาน

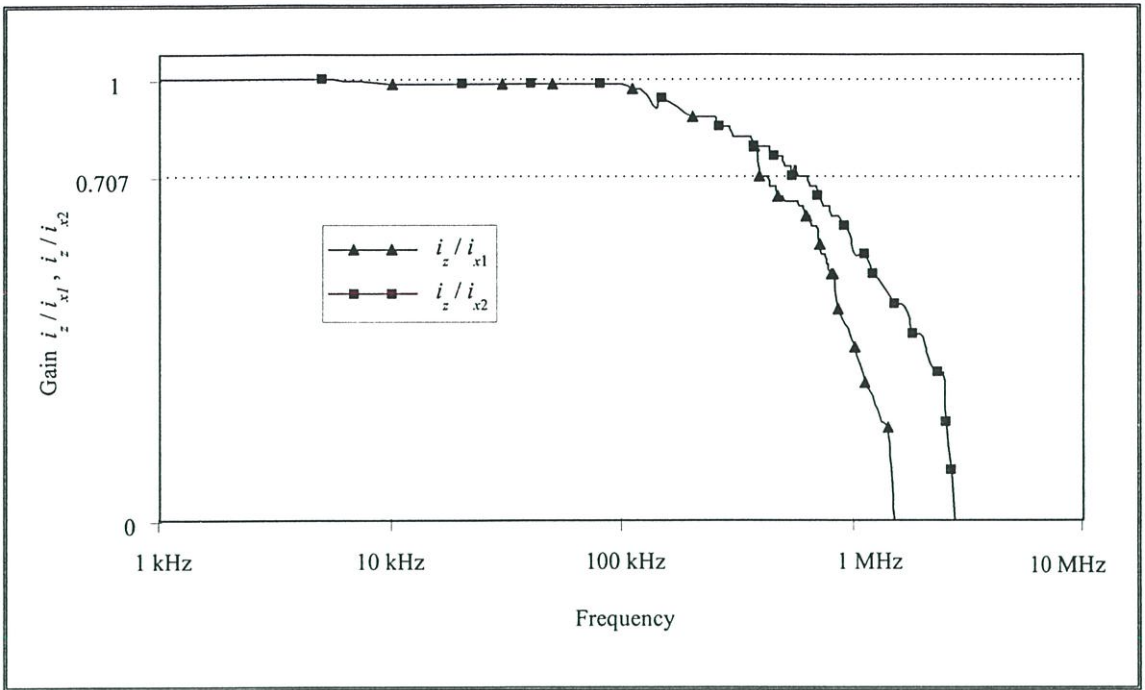
รูปที่ 3.9 แสดงสมรรถนะทางความถี่ของวงจรที่ทำการต่อทดลองจริง ซึ่งพบว่าผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านกระแสของวงจรมีช่วงความถี่สูงสุดประมาณ  $620\ \text{kHz}$  ในขณะที่ผลการวัดผลตอบสนองทางความถี่ในการส่งผ่านแรงดันนั้นมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงสุด

อยู่ที่ประมาณ 5 MHz ดังนั้น จากผลการทดลองจึงทำให้สามารถสรุปได้ว่าความถี่ในการปฏิบัติงานสูงสุดของวงจรที่ต่อทดลองจริงนี้อยู่ที่ประมาณ 620 kHz

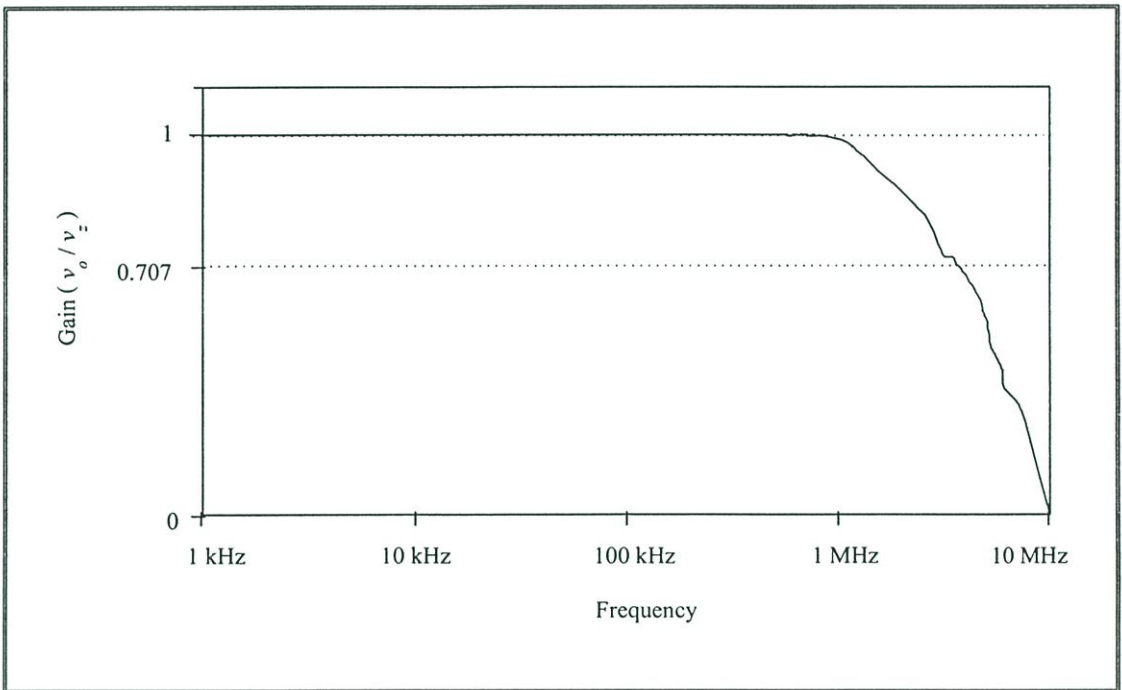


รูปที่ 3.8 คุณสมบัติของค่าความต้านทาน  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  เมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$

เพื่อทดสอบคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสในที่นี่ ได้ทำการป้อนแรงดันอินพุตสามเหลี่ยมขนาด 1 V<sub>pp</sub> มีความถี่ 1 kHz ผ่านตัวต้านทานขนาด 1 k $\Omega$  เข้าที่ขั้วอินพุต  $x_1$  และ  $x_2$  เพื่อเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส โดยมีตัวต้านทานขนาด 1 k $\Omega$  ต่ออยู่ที่ขั้ว z รูปที่ 3.10 (ก) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแส  $i_z/i_{x1}$  จะเห็นได้ว่าทิศทางของสัญญาณที่ขั้ว  $x_1$  และขั้ว z มีทิศทางเดียวกัน สอดคล้องตามหลักการที่ได้มีการนำเสนอทางทฤษฎี และจากผลการทดลองจะพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสมีค่าประมาณ 8 % รูปที่ 3.10 (ข) แสดงคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแส  $i_z/i_{x2}$  จะเห็นได้ว่าทิศทางของสัญญาณที่ขั้ว  $x_2$  และขั้ว z มีทิศทางตรงข้ามกัน ดังที่ได้มีการนำเสนอทางทฤษฎีและพบว่า ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านมีค่าประมาณ 6 % สำหรับการทดสอบคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดัน  $v_o/v_i$  นั้น ได้ทำการป้อนแรงดันสามเหลี่ยมขนาด 1 V<sub>pp</sub> มีความถี่ 1 kHz เข้าที่ขั้ว z แล้วทำการวัดแรงดันเอาต์พุตที่ขั้ว o ซึ่งผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.10(ค) โดยพบว่าค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันมีค่าประมาณ 2 %



(ก)

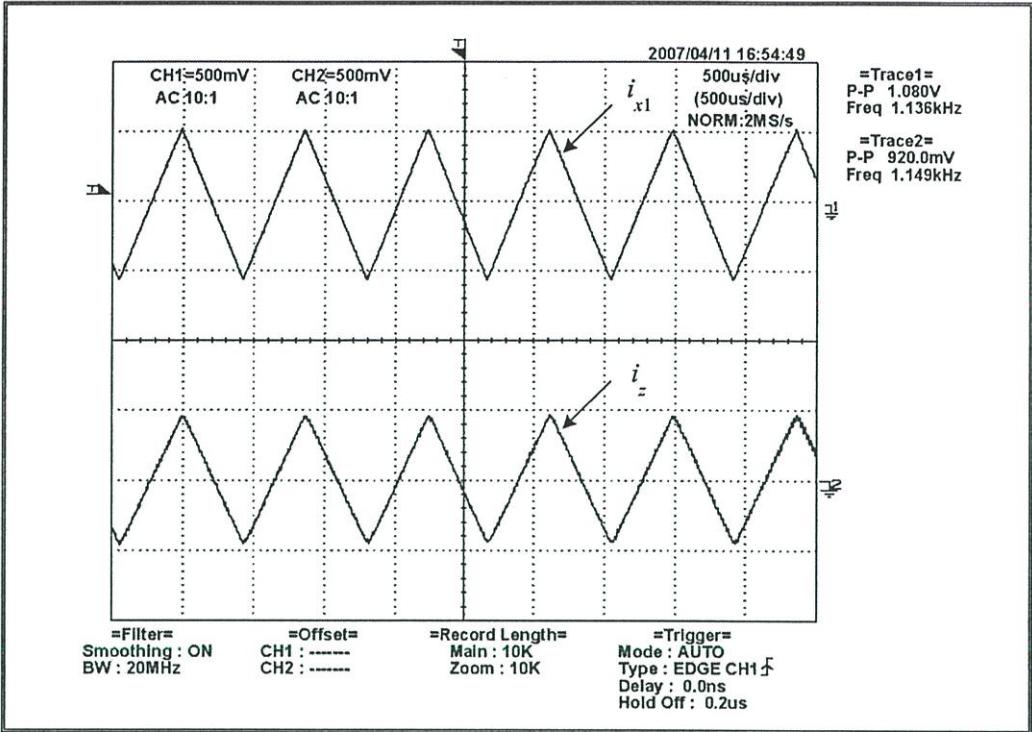


(ข)

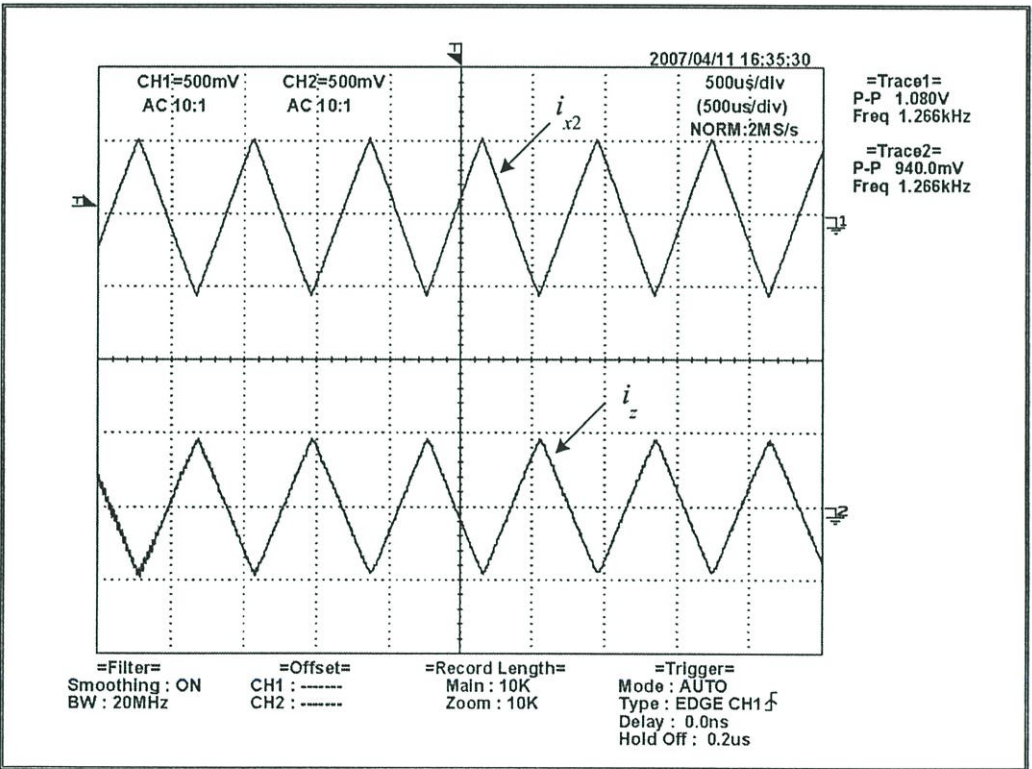
รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร

(ก) การส่งผ่านกระแส

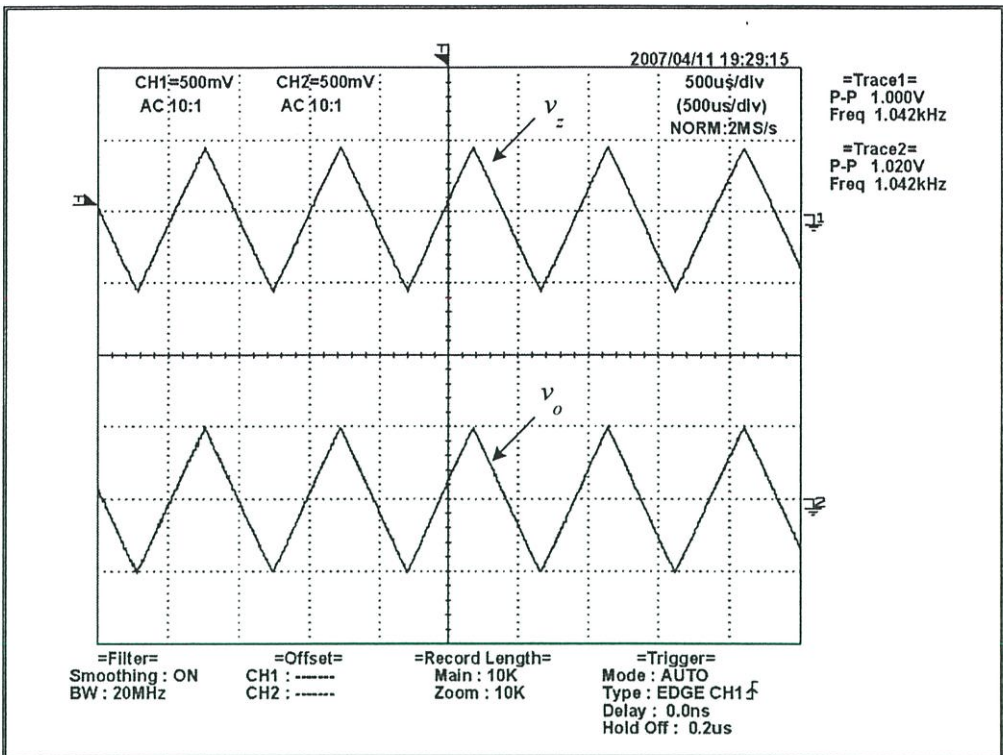
(ข) การส่งผ่านแรงดัน



(n)



(u)



(ค)

### รูปที่ 3.10 คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสและแรงดันไฟสลับ

- (ก) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟสลับ  $i_{x1}$  ไปยัง  $i_z$
- (ข) คุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสไฟสลับ  $i_{x2}$  ไปยัง  $i_z$
- (ค) คุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดันไฟสลับ  $v_z$  ไปยัง  $v_o$

## 3.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม ซึ่งออกแบบภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยกลุ่มวงจรย่อยคือ วงจรทรานส์เลียร์ วงจรสะท้อนกระแส และวงจรตามแรงดัน เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรทรานส์เลียร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรส่วนอินพุท ทำให้ค่าความต้านทานอินพุท  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  ของวงจรสามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัส  $I_A$  จากภายนอก ทำให้เกิดความยืดหยุ่นและคล่องตัวเมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรนาฬิกาฟังก์ชัน ผลจากการเลียนแบบการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม PSPICE และผลการทดลองที่ได้จากการต่อวงจรจริงทดสอบนั้น ปรากฏผลที่มีความสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีที่ได้มีการนำเสนอ

## บทที่ 4

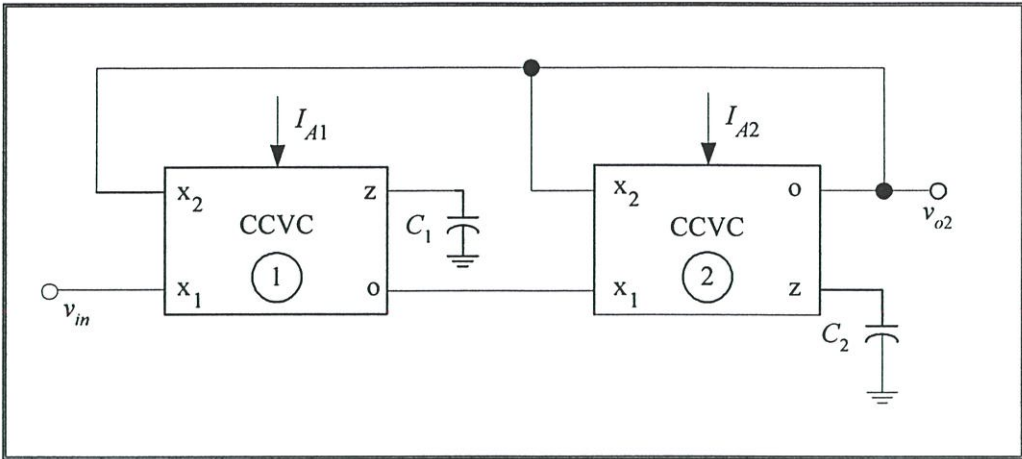
# การประยุกต์ใช้งาน

### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ได้้นำวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอ มาทำการออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกแบบต่างๆ ซึ่งวงจรที่ออกแบบนั้นปราศจากการใช้งานตัวต้านทานแบบพาสซีฟ ในการปรับค่าของวงจรทำได้โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอก ซึ่งเป็นจุดเด่นของวงจร CCVC ทำให้มีความสะดวกในการใช้งาน อีกทั้งใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ทำให้มีความเหมาะสมในการออกแบบเป็นวงจรรวม ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter) วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว (lossless floating inductor) และวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ (quadrature oscillator) ซึ่งวงจรประยุกต์ใช้งานทั้งหมดที่ได้นำเสนอในบทนี้ สามารถควบคุมและแปรค่าคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CCVC เพื่อเป็นการยืนยันการทำงานของวงจร จึงได้ทำการเลียนแบบการทำงาน โดยใช้โปรแกรม PSPICE ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ AT&T ALA400-CBIC-R [23] ซึ่งผลการเลียนแบบการทำงานที่ได้เป็นไปตามหลักการที่นำเสนอ

### 4.2 วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจร CCVC

วงจรกรองสัญญาณ คือวงจรประมวลผลสัญญาณซึ่งออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่ต้องการ และทำการลดทอนสัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากที่ต้องการ โดยที่ขนาดของสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลง การประยุกต์ใช้งานวงจรกรองสัญญาณนั้นมีมากมายหลายประเภท ตัวอย่างเช่น วงจรปรับแต่งสภาพสัญญาณ (signal conditioner circuit) ภาครับสัญญาณของเครื่องมือวัด วงจรมอดูเลเตอร์ (modulator) และวงจรดีมอดูเลเตอร์ (demodulator) เป็นต้น รูปที่ 4.1 แสดงวงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจร CCVC ที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCVC จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว โดยปราศจากการใช้ตัวต้านทานแบบพาสซีฟจากภายนอก [24]



รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้วงจร CCVC

จากการวิเคราะห์ห้วงจรรูปที่ 4.1 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) ของวงจรเท่ากับ [ภาคผนวก จ หัวข้อ จ1]

$$\frac{v_{o2}}{v_{in}} = \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{R_{x2}C_2} + \frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (4.1)$$

โดยที่ ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_o$ ) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) มีค่าเท่ากับ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (4.2)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{R_{x2}C_2}{R_{x1}C_1}} \quad (4.3)$$

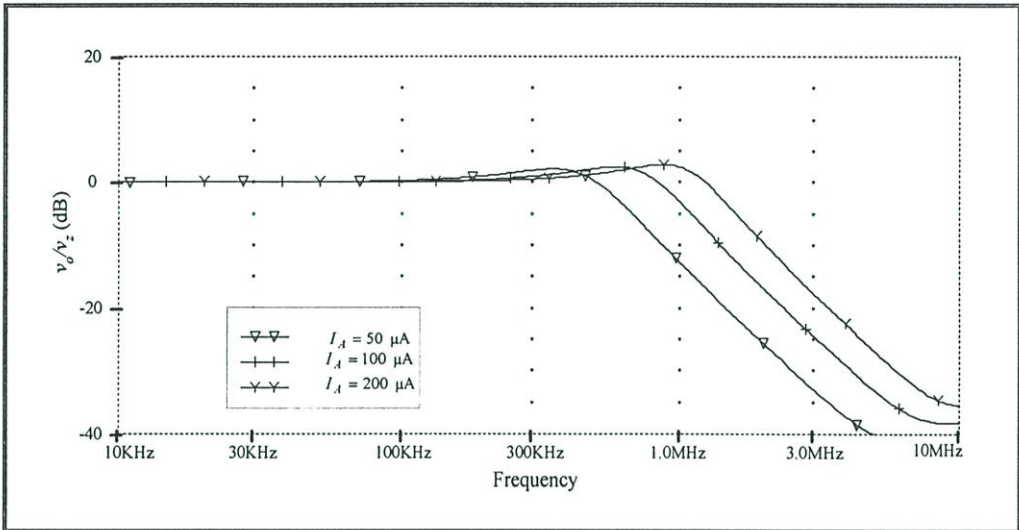
จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) เมื่อกำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$  และทำการแทนค่า  $R_{x1}$  และ  $R_{x2}$  จากสมการที่ (3.2) ทำให้  $\omega_o$  สามารถเขียนใหม่กลายเป็น

$$\omega_o = \left( \frac{2}{V_T C} \right) \sqrt{I_{A1} I_{A2}} \quad (4.4)$$

และ

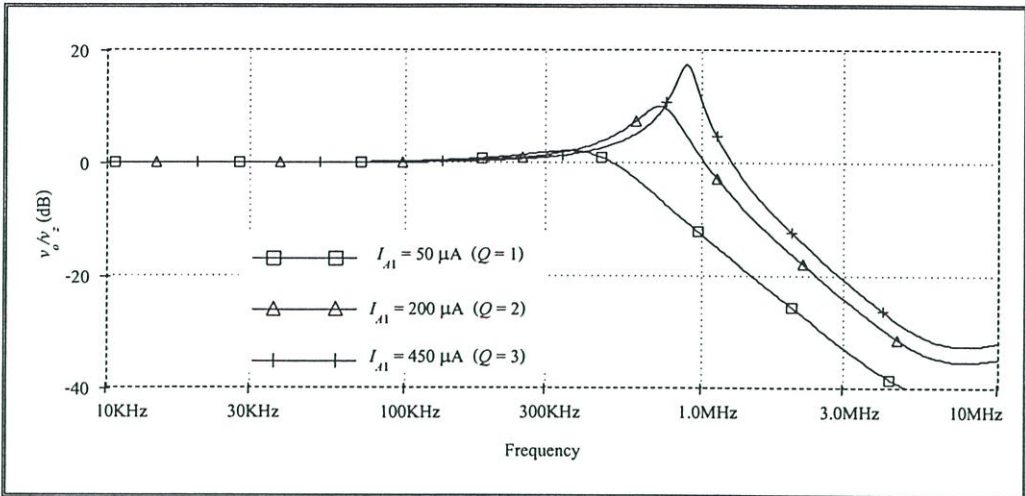
$$Q = \sqrt{\frac{I_{A1}}{I_{A2}}} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) แสดงให้เห็นว่าค่า  $\omega_0$  ของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ นั้น สามารถปรับค่าโดยการควบคุมกระแสไบอัส  $I_{A1}$  หรือ  $I_{A2}$  ของวงจร CCVC ในขณะที่สมการที่ (4.5) แสดงให้เห็นว่า  $Q$  สามารถแปรค่าได้ด้วยการควบคุมอัตราส่วนของกระแสไบอัส  $I_{A1}$  หรือ  $I_{A2}$  ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 เมื่อแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$

รูปที่ 4.2 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยเลือกให้  $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$  และทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$  ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ตำแหน่งความถี่  $\omega_0$  ของวงจรในรูปที่ 4.1 สามารถแปรค่าได้โดยการปรับกระแสไบอัส  $I_A$  ของวงจร CCVC ซึ่งเป็นการปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ และจากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรเมื่อกระแสไบอัส  $I_{A1} = I_{A2} = I_A$  มีค่าเท่ากับ  $50 \mu A$ ,  $100 \mu A$  และ  $200 \mu A$  จะมีค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าประมาณ 4 %, 15.8 % และ 35.6 % ตามลำดับ



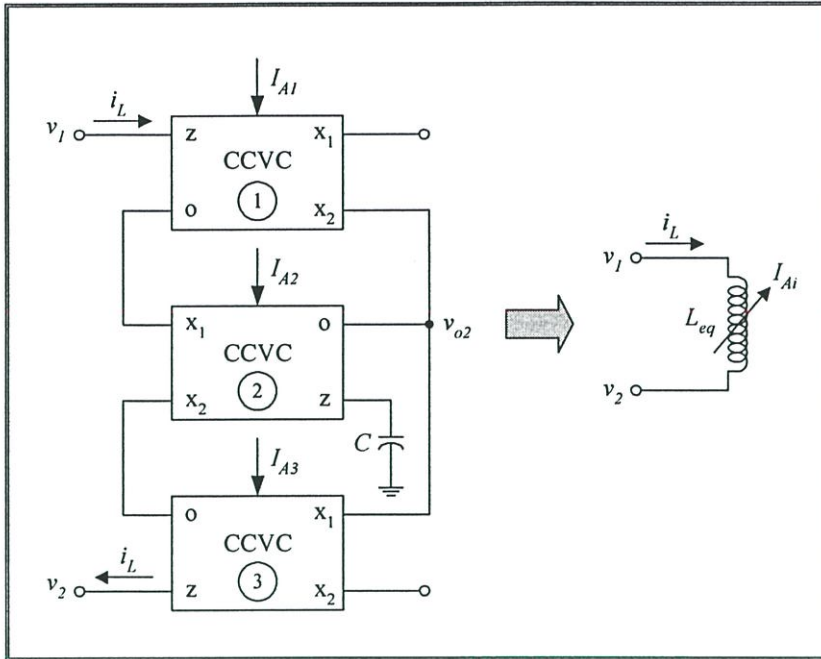
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณในรูปที่ 4.1 เมื่อแปรค่า  $I_{A1}$

รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองเมื่อทำการแปรค่าตัวประกอบคุณภาพจากสมการที่ (4.5) โดยกำหนดให้  $I_{A2} = 50 \mu\text{A}$  คงที่และทำการแปรค่า  $I_{A1}$  ให้มีค่าเป็น  $50 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $450 \mu\text{A}$  เพื่อให้ได้  $Q$  มีค่าเป็น 1, 2 และ 3 ตามลำดับ

### 4.3 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจร CCVC

วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้รับความนิยมในการนำไปประยุกต์ใช้งานหลากหลายรูปแบบ เช่น วงจรกรองสัญญาณแบบแอกทีฟ วงจรออสซิลเลเตอร์ อีกทั้งช่วยลดค่าความต้านทานแฝงและค่าตัวเก็บประจุแฝงของตัวอุปกรณ์ได้อีกด้วย วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้มีการนำเสนอก่อนหน้านี้ [25]-[28] การออกแบบและสังเคราะห์วงจรจะต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก อีกทั้งในการแปรค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (equivalent inductance) ต้องกระทำโดยการเปลี่ยนค่าอุปกรณ์พาสซีฟ แม้ว่าจะมีการนำเสนอวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่อร่วมกับคาปาซิเตอร์เทียบกราวด์ [8]-[9] แต่ยังคงต้องใช้บล็อกรวมวงจรแอกทีฟในการสังเคราะห์วงจรจำนวนมาก

ดังนั้นหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอ วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจร CCVC ที่นำเสนอ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจร CCVC จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์เพียงตัวเดียว โดยปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก



รูปที่ 4.4 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยใช้วงจร CCVC

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรพบว่า ค่าอิมพีแดนซ์อินพุท ( $Z_{in}$ ) มีค่าเท่ากับ [ภาคผนวก จ หัวข้อ จ2]

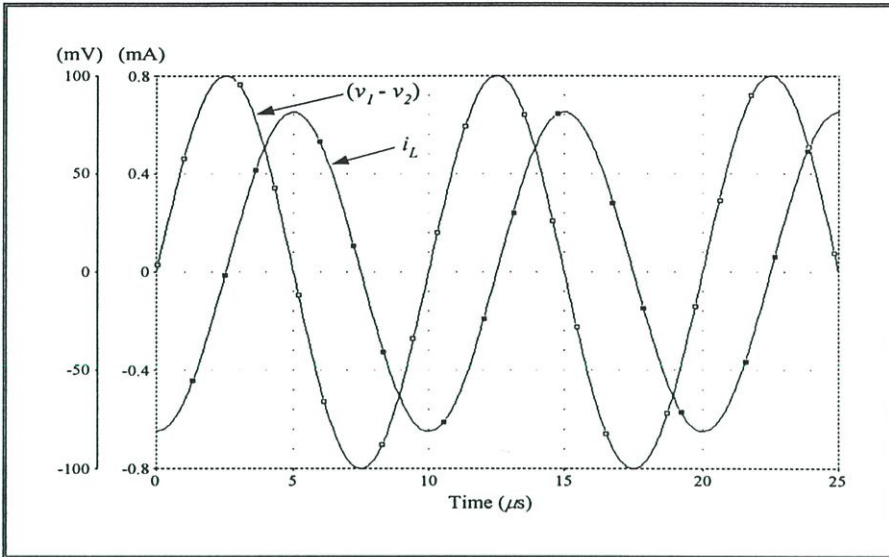
$$Z_{in} = \frac{v_1 - v_2}{i_L} = s(R_{x1}R_{x2}C) \quad (4.6)$$

โดยที่  $R_{xi}$  คือ ค่าความต้านทานแฝง (parasitic resistance) ที่ขั้ว  $x_1$  หรือ  $x_2$  ของวงจร CCVC ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$  และ  $3$ ) ตามลำดับ และ  $R_{x1} = R_{x3}$  และจากสมการที่ (4.6) จะได้ ค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (equivalent inductance,  $L_{eq}$ ) เท่ากับ

$$L_{eq} \cong R_{x1}R_{x2}C \quad (4.7)$$

สมการที่ (4.7) แสดงให้เห็นว่าค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจร ( $L_{eq}$ ) นั้น สามารถแปรค่าได้ด้วยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CCVC แม้ว่าค่า  $L_{eq}$  ที่ได้จากวงจรที่นำเสนอจะมีค่าเหมือนกับวงจรที่ได้มีการนำเสนอผ่านมาในอดีตแล้วนั้น [25]-[26], [28] แต่จำนวนของอุปกรณ์แอคทีฟที่ใช้มีจำนวนที่น้อยกว่า และปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก เนื่องจากค่าความต้านทาน  $R_{x1}$  และ  $R_{x2}$  ของวงจร CCVC นั้นถูกควบคุมด้วยกระแสไบอัส  $I_A$  ดังนั้นจึงทำให้ค่า  $L_{eq}$  ที่สังเคราะห์ได้ สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์

ผลการเขียนแบบระหว่างรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรเขียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวในรูปที่ 4.4 แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 เมื่อ  $I_A = 100 \mu\text{A}$  และ  $C = 0.01 \mu\text{F}$  ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่า กระแส  $i_L$  ที่ได้มีค่าความคลาดเคลื่อนไปจากผลในทางอุดมคติ อันเนื่องมาจากผลของค่าความต้านทาน  $r_{x1}$ ,  $r_{x2}$  และ  $r_o$  ภายในวงจร CCVC

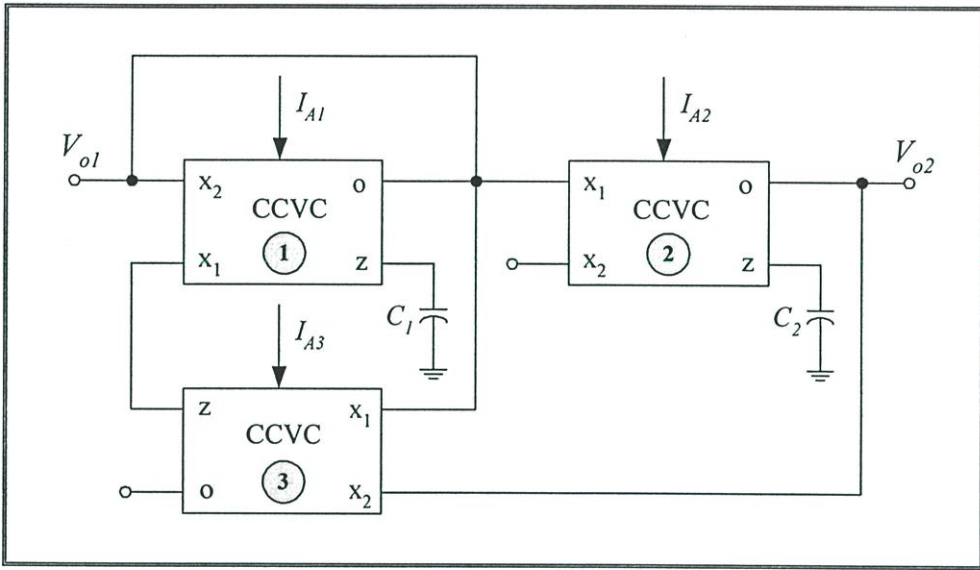


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นระหว่างแรงดันและกระแสของวงจรเขียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว ในรูปที่ 4.4

#### 4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ คือ วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดหนึ่งที่ทำให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์สองเอาต์พุตที่มีความถี่เท่ากันแต่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  วงจรออสซิลเลเตอร์ลักษณะนี้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารและระบบประมวลผลสัญญาณต่างๆ มากมาย ตัวอย่างเช่น วงจรผสมสัญญาณควอดราเจอร์ (quadrature mixer) และ วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแถบเดี่ยว (single-sideband generator) ในระบบโทรคมนาคม [29] หรือ โวลต์มิเตอร์แบบเลือกค่าได้ (selective voltmeter) และ วงจรกำเนิดสัญญาณเวกเตอร์ (vector generator) ในระบบการวัด [30]-[31] เป็นต้น ที่ผ่านมามีการนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ขึ้นมากมาย [31]-[33] แต่อย่างไรก็ตาม พบว่าเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลท (oscillation condition) และค่าความถี่ในการออสซิลเลท (oscillation frequency,  $\omega_o$ ) ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้มีการนำเสนอก่อนหน้านี้ ไม่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งยังจำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกในการสังเคราะห์วงจรอีกด้วย

รูปที่ 4.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ [34]-[35] ซึ่งประกอบด้วยวงจร CCVC ที่นำเสนอ จำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก สามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ที่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$  โดยที่เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลท และค่าความถี่ในการออสซิลเลท ( $\omega_o$ ) ของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CCVC



รูปที่ 4.6 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจร CCVC ดังสมการที่ (3.5) จะได้สมการคุณลักษณะของวงจร (characteristic equation) เท่ากับ [ภาคผนวก จ หัวข้อที่ จ3]

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_{x1}} - \frac{1}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{1}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2} \right) = 0 \quad (4.8)$$

ซึ่งพบว่าเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลทของวงจรและค่าความถี่ในการออสซิลเลท มีค่าเท่ากับ

$$R_{x1} = R_{x3} \quad (4.9)$$

และ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (4.10)$$

ถ้ากำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$  และแทนค่าสมการที่ (3.2) ลงในสมการที่ (4.9) และ (4.10) แล้วจะทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.6 สามารถควบคุมการเกิดออสซิลเลทได้ภายใต้เงื่อนไข ดังนี้

$$I_{A1} = I_{A3} \quad (4.11)$$

และจะให้ความถี่ในการออสซิลเลท เท่ากับ

$$\omega_o = \left( \frac{2}{V_T C} \right) \sqrt{I_{A2} I_{A3}} \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.11) และ (4.12) แสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขในการออสซิลเลทของวงจรสามารถควบคุมได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $\omega_o$  ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_{A1}$  ในขณะที่  $\omega_o$  ก็สามารถแปรค่าได้อย่างอิสระโดยด้วยการควบคุม  $I_{A2}$  นอกจากนี้ จะเห็นว่าการสังเคราะห์วงจร ยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์เพียงอย่างเดียว ทำให้มีความเหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม [8]

จากรูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต  $v_{o2}$  และ  $v_{o1}$  สามารถเขียนแสดงได้เป็น

$$\frac{v_{o2}}{v_{o1}} = \frac{1}{sC_2 R_{x2}} \quad (4.13)$$

จะเห็นว่ามุมต่างเฟสระหว่าง  $v_{o1}$  กับ  $v_{o2}$  มีค่าเท่ากับ  $90^\circ$  ซึ่งเป็นการยืนยันคุณสมบัติในการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ได้นำเสนอ

ผลกระทบเนื่องจากคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCVC ที่มีสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ สามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร CCVC กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{xi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{xi} \\ 0 & 0 & \alpha_{pi} & -\alpha_{ni} \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

เมื่อ  $\alpha_{pi} = 1 - \mathcal{E}_{pi}$  และ  $\mathcal{E}_{pi}$  ( $\mathcal{E}_{pi} \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_1$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\alpha_{ni} = 1 - \mathcal{E}_{ni}$  และ  $\mathcal{E}_{ni}$  ( $\mathcal{E}_{ni} \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\beta_i = 1 - \mathcal{E}_{vi}$  และ  $\mathcal{E}_{vi}$  ( $\mathcal{E}_{vi} \ll 1$ ) คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $o$  ของวงจร

CCVC ตัวที่  $i$  ตามลำดับ ดังนั้นจะได้สมการคุณลักษณะของวงจรกรณีไม่เป็นอุดมคติเท่ากับ [ภาคผนวก จ หัวข้อ จ4]

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{\beta_1 \alpha_{n1}}{R_{x1}} - \frac{\beta_1 \alpha_{p3}}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{p2} \alpha_{n3}}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2} \right) = 0 \quad (4.15)$$

เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลทในกรณีนี้ มีค่าเท่ากับ

$$\alpha_{p3} R_{x1} = \alpha_{n1} R_{x3} \quad (4.16)$$

และความถี่ในการออสซิลเลท  $\omega_{on}$  มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (4.17)$$

กรณีนี้จะได้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอกทีฟของวงจร เท่ากับ

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_{on}} = S_{R_{x1}, R_{x2}}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (4.18)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p3}}^{\omega_{on}} = S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_3}^{\omega_{on}} = 0 \quad (4.19)$$

และ

$$S_{\alpha_{p2}, \alpha_{n3}, \beta_1, \beta_2}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (4.20)$$

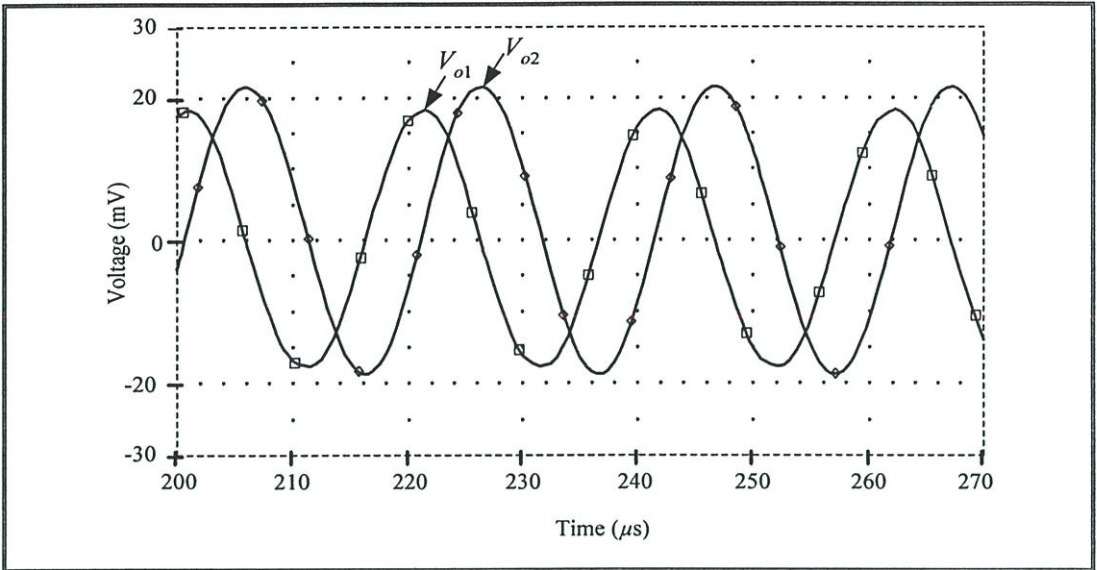
ซึ่งพบว่าค่าความไวที่ได้ทั้งหมดนั้นมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

ตารางที่ 4.1 ผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนรวมของวงจร

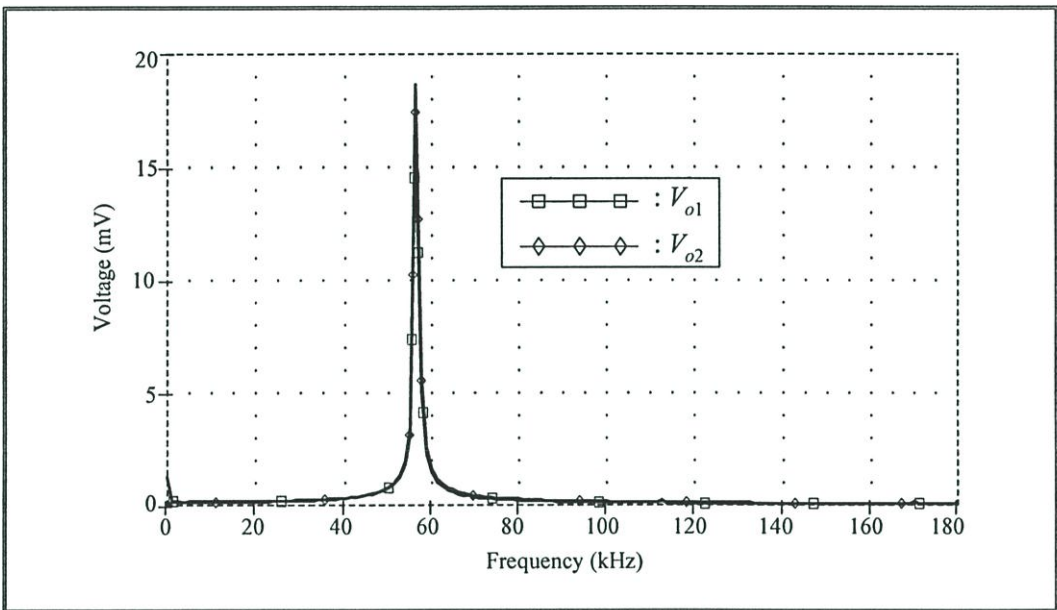
| Harmonic no.                                     | Frequency (Hz) | Fourier component | Normalized component | Phase (Deg) | Normalized Phase |
|--|----------------|-------------------|----------------------|-------------|------------------|
| 1  | 5.625E+04      | 1.766E-02         | 1.000E+00            | 5.305E+01   | 0.000E+00        |
| 2  | 1.125E+05      | 1.298E-04         | 7.190E-03            | 2.687E+01   | -7.922E+01       |
| 3  | 1.688E+05      | 1.907E-04         | 1.056E-02            | -1.476E+02  | -3.067E-02       |
| 4  | 2.250E+05      | 5.877E-05         | 3.256E-03            | -1.435E+02  | -3.557E+02       |
| 5  | 2.813E+05      | 1.001E-04         | 5.547E-03            | 8.183E+01   | -1.834E+02       |
| DC component = 1.603148E-04                      |                |                   |                      |             |                  |
| Total harmonic distortion = 1.410637E+00 Percent |                |                   |                      |             |                  |

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณรวมของแรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$  ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานของวงจร ซึ่งพบว่ามีเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนสัญญาณรวมของวงจรมีน้อยกว่า 1.41 %

สมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 4.6 ได้ทำการทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE เมื่อกำหนดให้แรงดันไฟเลี้ยง  $\pm 3$  V และเลือกใช้  $C_1 = C_2 = C = 0.01 \mu\text{F}$ ,  $I_{A1} = I_{A2} = I_{A3} = 50 \mu\text{A}$  และ  $I_B = 500 \mu\text{A}$  จากเงื่อนไขที่กำหนดข้างต้น ทำให้ได้ค่าความถี่ออสซิลเลต  $f_o$  ในทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 60 kHz ในขณะที่ผลการเลียนแบบแรงดันเอาต์พุตทั้งสองของวงจร แสดงได้ดังรูปที่ 4.7(ก) ซึ่งจะได้อัตรา  $f_o \cong 56$  kHz คิดเป็นค่าคลาดเคลื่อนเท่ากับ 6.67 % ส่วนรูปที่ 4.7(ข) แสดงสเปกตรัมความถี่ของแรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$  ของวงจร จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  และ  $v_{o2}$  มีขนาด ประมาณ 18.15 mV และ 19.83 mV ตามลำดับ โดยมีความถี่ประมาณ 56 kHz และมีมุมเฟสต่างกันเท่ากับ  $88.9^\circ$  ซึ่งค่ามุมเฟสมีความใกล้เคียงกับคุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์



(ก)

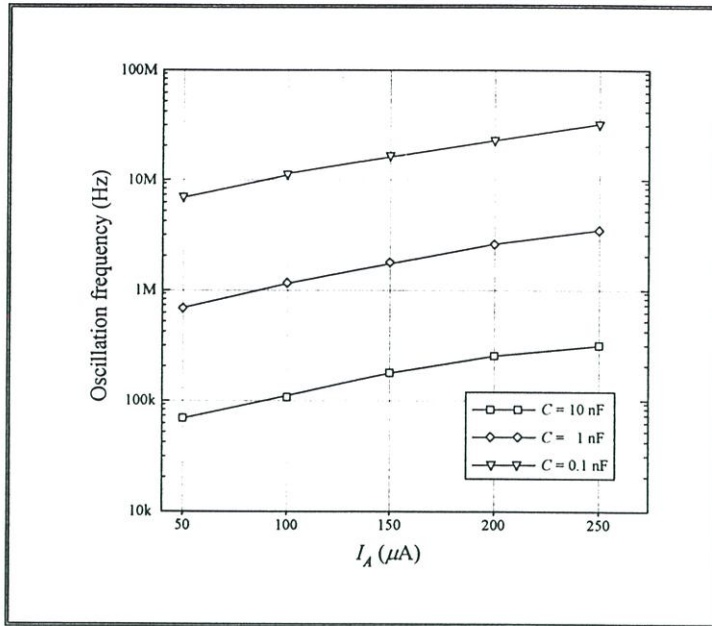


(ข)

รูปที่ 4.7 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ

(ก) แรงดันเอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$

(ข) สเปกตรัมของ  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$



รูปที่ 4.8 ค่าความถี่ในการออสซิลเลทของวงจร เมื่อแปรค่า  $I_A$

รูปที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ของค่าความถี่ในการออสซิลเลทของวงจรเมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$  ของวงจร CCVC โดยที่  $C_1 = C_2 = 0.1 \text{ nF}$ ,  $1 \text{ nF}$  และ  $10 \text{ nF}$  ตามลำดับ ในกรณีนี้พบว่าค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีจากสมการที่ (4.12) กับผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานมีค่าน้อยกว่า 7% เมื่อ  $I_A$  มีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง  $50 - 150 \mu\text{A}$  และจะมีค่าน้อยกว่า 15 % เมื่อ  $I_A$  มีค่าอยู่ในช่วง  $150 - 250 \mu\text{A}$

ด้วยคุณสมบัติวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์โดยใช้วงจร CCVC ที่นำเสนอนี้สามารถสรุปคุณสมบัติเด่นที่น่าสนใจได้ดังนี้

- สามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์สองชุดที่มีมุมเฟสต่างกัน  $90^\circ$
- สามารถควบคุมเงื่อนไขการเกิดออสซิลเลท และค่าความถี่ในการออสซิลเลทได้อย่างอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกันด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสของวงจร CCVC
- ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก จึงทำให้มีความเหมาะสมอย่างมากกับแนวทางการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป
- มีค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอคทีฟของวงจรที่ต่ำ

#### 4.5 สรุป

ในบทนี้นำเสนอการนำวงจร CCVC มาประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกรูปแบบต่างๆ โดยวงจรที่นำเสนอทั้ง 3 วงจรนั้น มีความน่าสนใจหลายประการ จะเห็นได้ว่าปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอก ทำให้การออกแบบวงจรมีจำนวนอุปกรณ์น้อย ใช้เพียงวงจร CCVC และตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ ซึ่งเหมาะกับการนำไปออกแบบเป็นวงจรรวมคุณสมบัติของวงจรที่สามารถปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_A$  ของวงจร CCVC ผลที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติในการทำงานของวงจร ซึ่งมีความสอดคล้องเป็นไปในแนวทางเดียวกับหลักการที่ได้นำเสนอ

## บทที่ 5

# บทสรุปและข้อเสนอแนะแนวทางการวิจัย

### 5.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุมที่นำเสนอ โดยใช้ วงจรทรานส์ลีนีเยอร์เป็นส่วนของอินพุท เป็นผลให้คุณสมบัติของวงจรสายพานแรงดันที่นำเสนอ นี้ มีความยืดหยุ่นในการนำไปออกแบบประยุกต์ใช้งาน ซึ่งโครงสร้างที่เป็นกลุ่มวงจรย่อยนอกจาก วงจรทรานส์ลีนีเยอร์แล้ว ยังประกอบด้วยวงจรสะท้อนกระแส และวงจรตามแรงดัน โดยกลุ่มวงจร ย่อยในแต่ละแบบ ได้มีการวิเคราะห์คุณสมบัติของแต่ละวงจรแสดงไว้ด้วย อีกส่วนหนึ่งที่สำคัญคือ การนำวงจรที่นำเสนอมาทำการออกแบบประยุกต์ใช้งาน ซึ่งปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาสซีฟใน การออกแบบประยุกต์ใช้งาน แต่ใช้คุณสมบัติการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุม กระแสไบอัสจากภายนอกเท่านั้น ซึ่งเป็นคุณสมบัติเด่นของวงจรที่นำเสนอนี้ อีกทั้งใช้งานควบคู่กับ ตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งในการออกแบบวงจรรวม เพื่อเป็นการยืนยัน ทฤษฎีที่ได้นำเสนอ สมรรถนะในการทำงานของวงจรสามารถยืนยันได้ด้วยผลการวิเคราะห์ คุณสมบัติของวงจรในทางทฤษฎี และผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องไปในแนวทางเดียวกัน นอกจากนี้การต่อวงจรทดลองจริงยังแสดงให้เห็นถึง คุณสมบัติการปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ ช่วงของความต้านทานที่ได้จากการควบคุมกระแส ไบอัสในส่วนอินพุทที่เป็นวงจรทรานส์ลีนีเยอร์ การส่งผ่านกระแสและแรงดันของวงจรสายพาน แรงดันที่นำเสนอ ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีและการเลียนแบบการทำงานของวงจรเป็นไปใน ทิศทางเดียวกัน

ผลการวิจัยทั้งหมดที่ได้พัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และการประยุกต์ใช้งานสามารถ นำเสนอผลงานและยอมรับให้ลงตีพิมพ์ในวารสารงานวิจัยและพัฒนาทางด้านวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์และการสื่อสารในระดับชาติและระดับนานาชาติ จำนวน 3 บทความ ดังนี้

- การประชุมวิชาการ The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI'2005) ที่จัดขึ้น ณ ประเทศไทย
- การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28 ที่จัดขึ้น ณ ประเทศไทย

- การประชุมวิชาการ The 2005 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC'2005) ที่จัดขึ้น ณ ประเทศฮ่องกง

โดยรายละเอียดของบทความทั้งสามฉบับ ได้ถูกรวบรวมไว้ในภาคผนวก ข ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

## 5.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการทำวิจัยต่อ

ในการออกแบบวงจรรายงานแรงดันแบบกระแสควบคุมในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้อเสนอแนะซึ่งเป็นแนวทางที่น่าสนใจ เพื่อนำไปพัฒนางจรให้มีสมรรถนะและประสิทธิภาพที่ดีขึ้น มีดังต่อไปนี้

1) วงจร CCVC ที่นำเสนอประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทั้งชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) และชนิดพีเอ็นพี (PNP) เนื่องจากประกอบด้วยทรานซิสเตอร์สองชนิด ในกระบวนการสร้างเป็นวงจรรวมจะมีขั้นตอนที่มากกว่าการใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดเดียว แนวทางการออกแบบจึงควรออกแบบโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นเพียงชนิดเดียว เพื่อลดขั้นตอนกระบวนการสร้างและขนาดพื้นที่ของวงจรถองอีกด้วย รวมทั้งลดข้อจำกัดทางด้านความถี่ปฏิบัติงานของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีลงอีกด้วย

2) วงจร CCVC ที่นำเสนอสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงประมาณ  $\pm 3$  V หากสามารถออกแบบและพัฒนางจรให้สามารถทำงานได้ที่ไฟเลี้ยงต่ำกว่านี้ เช่น  $\pm 1.5$  V จะทำให้งจรมีความน่าสนใจและมีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

3) การประยุกต์ใช้งานวงจร CCVC ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรอนาลอกฟังก์ชันแบบต่างๆ เช่น วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชัน วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันอิมพีแดนซ์ เป็นต้น เนื่องจากพบว่ายังมีงานวิจัยที่น่าสนใจในลักษณะดังกล่าวออกมาน้อยมาก

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Sedra, K.C. and Smith, A.S. "A second generation current conveyor and its applications." **IEEE Transactions on Circuit Theory**. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [2] Oliaei, O. and Porte, J. "Compound current conveyor (CCII+ and CCII-)", **Electronics Letters**. vol. 33, no. 4, 1997. pp. 253-254.
- [3] Senani R. "A novel application of four-terminal floating nullors", **Proceedings of The IEEE**. vol. 75, no. 11, 1987. pp. 1544-1546.
- [4] Cam, U. and Kuntman, H. "A new CMOS realization of a four terminal floating nullor (FTFN)", **International Journal of Electronics**. vol. 87, no. 7, 2000. pp. 809-817.
- [5] Franco, S. "Analytical foundations of current-feedback amplifiers", **The 1993 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'1993)**. Chicago, IL, USA., vol.2, 1993. pp. 1050-1053.
- [6] Chang, C.M. Hwang, C.S. and Tu, S.H. "Voltage-mode notch, lowpass and bandpass filter using current-feedback amplifiers" **Electronics Letters**. Vol. 30, no. 24, 1994. pp. 2022-2023.
- [7] Liu, S.I. Shih, C.S. and Wu, D.S. "Sinusoidal oscillators with single element control using a current-feedback amplifier", **International Journal of Electronics**. vol. 77, no. 6, 1994. pp. 1007.
- [8] Bhusan, M. and Newcomb, R.W. "Grounding of capacitors in integrated circuits", **Electronics Letters**. vol.3, no. 4, 1967. pp. 148-149.
- [9] Abougabal, M.S. Battacharyya, B.B. and Swamy, M.N.S. "An optimal design of RC active filters using grounded capacitors", **International Journal Circuit Theory and Applications**. vol.6, 1978. pp. 31-40.
- [10] Sidorowicz, R.S. "Some novel RC oscillator for radio frequencies", **Electronic Engineering**. vol. 39, 1967. pp. 498-502, pp. 560-564.
- [11] Darkani, M.T. and Battacharyya, B.B. "Generation and design of canonic ground-capacitor variable-frequency RC-active oscillator", **The IEE Electronic Circuits and Systems, Part G**. vol. 132, 1985. pp. 153-160.

- [12] Dostal, T. and Pospisil, J. "Current and voltage conveyors a family of three-port immittance converters." **The 1982 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'1982). Roma, 1982.** pp. 419-422.
- [13] Filanovsky, I.M. "CMOS voltage conveyors", **The IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems.** vol. 1, 2001. pp. 318-321.
- [14] Filanovsky, I.M. "Current conveyor, voltage conveyor, gyrator", **The IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems.** vol. 1, 2001. pp. 314-317.
- [15] Salama, K. and Soliman, A. "Novel MOS-C quadrature oscillator using differential current voltage conveyor", **The 42<sup>nd</sup> Midwest Symposium on Circuits and Systems.** New Mexico State University, Las Cruces, NM, USA, 1999. pp. 279-282.
- [16] Gilbert, B. "Translinear circuits : a proposed classification ", **Electronics Letters.** vol. 11, 1975. pp. 14-16.
- [17] Greeneich, E. W. **Analog Integrated Circuits.** New York : Chapman & Hall. 1997.
- [18] Gray, P.R. Meyer, R.G. Hurst, P.J. and Lewis, S.H. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. Forth Edition.** John Wiley & Sons, Inc. 2001
- [19] วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ "บล็อกวงจรรวมแอกทีฟสำหรับการสังเคราะห์ฮอนาลอกฟังก์ชันเชิงระบบทำงานโหมดกระแส" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2546.
- [20] Fabre, A. Saaid, O. Wiest, F. and Boucheron, C. "High frequency applications based on a new current controlled conveyor." **IEEE Transactions on Circuits and Systems I,** vol. 43, no. 2, 1996. pp. 82-91.
- [21] วันชัย ธีรรัฐจา "การออกแบบและสังเคราะห์วงจรถอนาลอกฟังก์ชันโดยหลักการวงจรรวม" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2535.
- [22] Fukahori, K. Nishikawa, Y. and Hamade, A.R. "A high precision micropower operational amplifier." **IEEE Journal of Solid State Circuits.** SC-14, no. 6, 1979.
- [23] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", **IEE Proceedings G. Circuits, Devices and Systems.,** vol.140, 1993. pp.406-416.

- [24] Piyatat, T. Tangsirat, W. and Surakamponorn, W. "Current-controlled differential current voltage conveyor and its applications", **Proceedings of The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology International Conference (ECTI'2005). Chonburi, THAILAND, May, 2005.** pp. 661-664.
- [25] Senani, R. "Novel lossless synthetic floating inductor employing a grounded capacitor", **Electronics Letters.** vol. 18, 1982. pp. 413-414.
- [26] Al-Walaie, S.A. and Alturaigi, M.A. "Current mode simulation of lossless floating inductance", **International Journal of Electronics.** vol. 83, no. 6, 1997. pp. 825-829.
- [27] Cicekoglu, M.O. "Active simulation of grounded inductors with CCII+ and grounded passive elements", **International Journal of Electronics.** vol. 85, no. 4, 1998. pp 455-462.
- [28] Kiranon, W. and Pawarangkoon, P. "Floating inductance simulation based on current conveyors", *Electronics Letters.* vol. 33, no. 21, 1997. pp. 1748-1749.
- [29] Horowitz, and Hill, W. **The Art of Electronics**, Cambridge, U.K., Cambridge University Press, pp. 291, 1991.
- [30] Tietze, U. and Schenk, C. *Electronics Circuits : Design and Applications*, Berlin, Germany, Springer, pp. 795-796, 1991.
- [31] Holzel, R. "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.**, vol. 42, no. 3, 1993. pp. 758-760.
- [32] Liu, S.I. and Liao, Y.H. "Current-mode quadrature oscillator using single FTFN", **International Journal of Electronics.** vol. 81, no. 2, 1996. pp. 171-175.
- [33] Horng, J.W. "Current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors and resistor using two DVCCs", **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences.**, vol.E86-A, no.8, 2003. pp. 2152-2154.
- [34] ชนวัฒน์ ปิยะทัต, ชีรศิลป์ ทุมวิภาต, วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ และ วัลลภ สุระกำพลธร "วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 2548. หน้า 1149-1152.

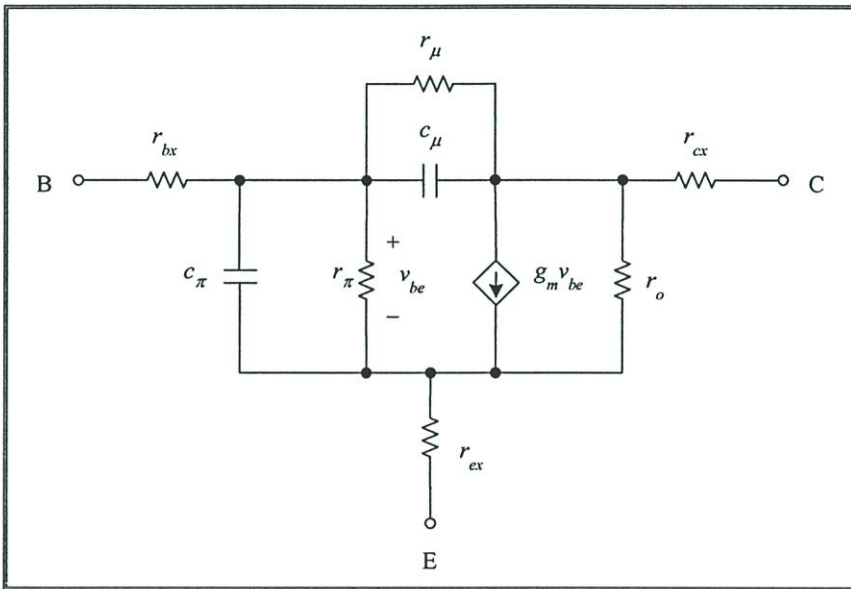
- [35] Piyatat, T. Tangsiriat, W. and Surakamponorn, W. “Electronically Tunable Quadrature Oscillator Using Current-controlled Voltage Conveyors”, **The 2005 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC’2005)**. Kowloon, HONG KONG, December, 2005. pp. 133-136.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก

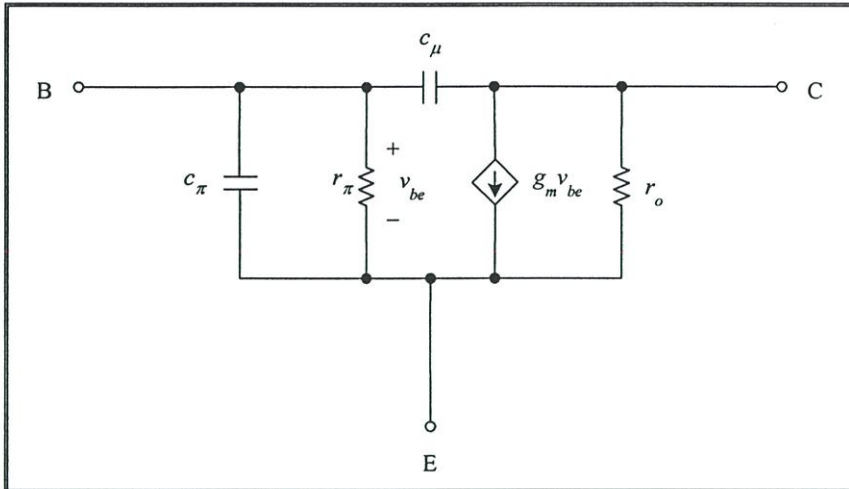
### การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่สำคัญและแบบจำลองของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นหรือทำงานในช่วงแอกทิฟ โดยรอยต่อของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์จะได้รับแรงดันไฟฟ้าไบอัสตรง (forward bias) ส่วนรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์จะได้รับแรงดันไบอัสกลับ (reverse bias) ซึ่งวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ กรณีสัญญาณขนาดเล็กสามารถแสดงได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก1 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้นจะประกอบด้วย  $r_{bx}$ ,  $r_{cx}$  และ  $r_{ex}$  เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากหน้าผิวสัมผัสของจุดต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำกับสายที่เชื่อมต่อสู่จุดภายนอก ซึ่งจะมีค่าน้อยมากและสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\mu}$  และ  $r_o$  คือค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสกลับของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ ตามลำดับ ความต้านทาน  $r_{\mu}$  จะมีค่าสูงมากเสมือนกับการเปิดวงจรจึงสามารถตัดทิ้งได้ ส่วน  $r_{\pi}$  คือ ค่าความต้านทานที่เกิดจากการไบอัสตรงของขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และในการพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าระหว่างทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์  $c_{\mu}$  และ  $c_{\pi}$  คือ ความจุไฟฟ้าที่เกิดจากรอยต่อของขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ และขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยประมาณของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก2 วงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

จะขอกล่าวถึงเฉพาะสมการที่สำคัญที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์และอ้างผลของวงจรเท่านั้น โดยคุณลักษณะทางไฟฟ้าสำหรับสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) ของค่ากระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) ที่เกิดขึ้นสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (ก.1)

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

จากสมการที่ (ก.1) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

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

โดยที่

$$I_S = \frac{qD_B n_i^2 A_E}{Q_B} = JA_E$$

และ

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

เมื่อ

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

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

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

- $A_E$  คือ พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ( $\text{cm}^2$ )
- $Q_B$  คือ ค่าจำนวนอะตอมของสารเจือในเบสต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่อิมิตเตอร์ ( $\text{cm}^{-3}$ )
- $V_{BE}$  คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อขาเบสกับขาคออิมิตเตอร์ (V)
- $k$  คือ ค่าคงที่ของโบลทซ์มันน์ (Boltzmann's constant) มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/k)
- $T$  คือ อุณหภูมิรอบข้าง (K)
- $I_S$  คือ กระแสอิ่มตัว (saturation current) (A)
- $J$  คือ ความหนาแน่นของกระแส ( $\text{A/cm}^2$ )
- $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) (V)

จากสมการที่ (ก.2) พบว่าค่ากระแส  $I_C$  จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันไฟฟ้า  $V_T$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าสมการของกระแส  $I_C$  มีคุณลักษณะเป็นฟังก์ชันแบบเอ็กโปเนนเชียล (exponential) จากความสัมพันธ์ของค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{CE}$  การทำงานของแบบจำลองจะให้ค่ากระแส  $I_C$  คงที่เทียบกับค่าแรงดันไฟฟ้า  $V_{CE}$  เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงแอกทีฟ แต่ในทางปฏิบัติเมื่อค่าแรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นเนื่องจากผลของ base-width modulation ทำให้ค่ากระแส  $I_C$  เป็นดังสมการที่ (ก.3)

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

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

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

จากวงจรสมมูลของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสำหรับสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ ก.2 สามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (ก.2) จะหาค่าอัตราการส่งผ่านความนำ  $g_m$  ได้จากความสัมพันธ์ของอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_C$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  ดังนี้

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

$$= \frac{I_C}{V_T} \quad (ก.5)$$

จะเห็นว่า ค่าอัตราส่งผ่านความนำ  $g_m$  มีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันความร้อน  $V_T$  ซึ่งแปรค่าไปตามอุณหภูมิรอบข้างและจะมีความเป็นเชิงเส้น โดยแปรตามค่ากระแสไบอัสที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส  $I_B$  กับค่าแรงดัน  $V_{BE}$  จะได้

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

เมื่อ  $\beta_F$  คือ อัตราขยายกระแสของวงจรมิตเตอร์ร่วม

$g_\pi$  คือ อัตราการส่งผ่านความนำที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ หรือสามารถแสดงอยู่ในรูปของค่าความต้านทานได้ดังนี้

$$r_\pi = \frac{1}{g_\pi} = \frac{\beta_F}{g_m} \quad (ก.7)$$

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

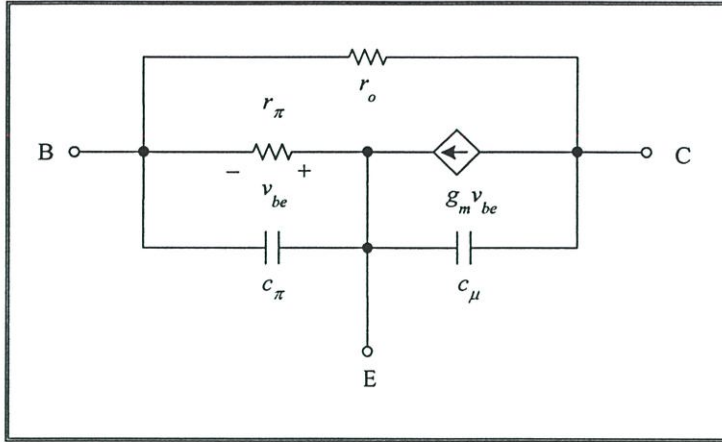
$$\begin{aligned} \frac{1}{r_o} &= g_o = \left. \frac{dI_C}{dV_{ce}} \right|_{v_{ce}} = 0 \\ &= \frac{I_S}{V_A} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \end{aligned} \quad (ก.8)$$

$$= \frac{I_C}{V_A}$$

หรือ

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (ก.9)$$

จากวงจรมูลที่ใช้ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรมูลแบบ  
วงจรเบสร่วม (common base) ได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก3 วงจรมูลของวงจรเบสร่วม

ซึ่งค่าความต้านทานที่ขาอิมิตเตอร์  $r_e$  ของวงจรเบสร่วมนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 r_e &= \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} \\
 &= \frac{1}{g_m \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right)} \\
 &= \frac{\alpha_F}{g_m} \\
 &\cong \frac{V_T}{I_C}
 \end{aligned} \tag{ก.10}$$

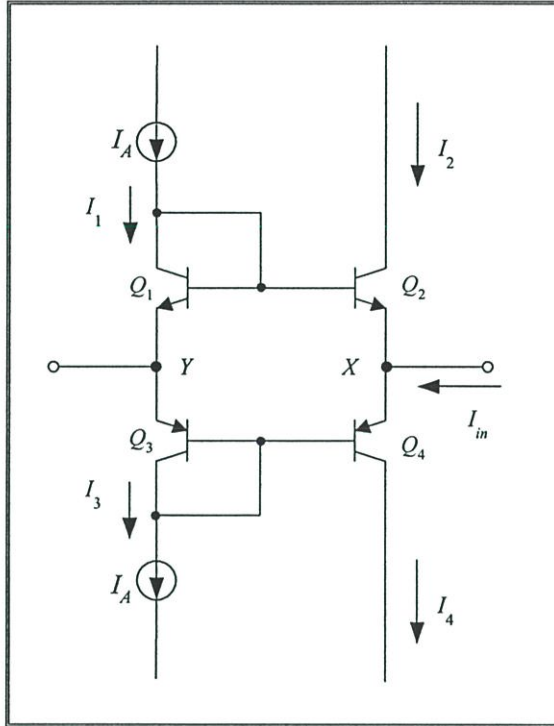
เมื่อ  $\alpha_F$  คือ อัตราขยายกระแสของวงจรเบสร่วม

## ภาคผนวก ข

## การวิเคราะห์คุณสมบัติของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของกลุ่มวงจรย่อยที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กันทุกประการ (match)

## ข1 การวิเคราะห์ห้วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูป



รูปที่ ข1 วงจรขยายคลาส AB

จากหลักการของวงจรทรานส์ลิเนียร์ ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์แต่ละตัวในวงรูปปิดสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (\text{ข1.1})$$

จากรูปที่ ข1 เห็นได้ว่าวงจรนี้ได้รับการไบอัสจากแหล่งจ่ายกระแสคงที่  $I_A$  และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีค่า  $\beta \gg 1$  ดังนั้นจึงทำให้  $I_1 = I_3 \cong I_A$  และสมการที่ (ข1.1) เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_2 I_4 = I_A^2 \quad (\text{ข1.2})$$

และเมื่อพิจารณาที่จุด  $X$  จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_2, I_4$  และ  $I_m$  เป็น

$$I_2 = I_4 - I_m \quad (\text{ข1.3 ก})$$

หรือ

$$I_4 = I_2 + I_m \quad (\text{ข1.3 ข})$$

แทนสมการที่ (ข1.3 ก) และ (ข1.3 ข) ลงในสมการที่ (ข1.2) จะได้

$$I_A^2 = I_2^2 + I_2 I_m \quad \text{หรือ} \quad I_2^2 + I_2 I_m - I_A^2 = 0 \quad (\text{ข1.4})$$

และ

$$I_A^2 = I_4^2 + I_4 I_m \quad \text{หรือ} \quad I_4^2 + I_4 I_m - I_A^2 = 0 \quad (\text{ข1.5})$$

ทำการแก้สมการที่ (ข1.4) และ (ข1.5) จะได้ค่ากระแส  $I_2$  และ  $I_4$  ดังนี้

$$I_2 = \frac{1}{2} [I_m^2 + 4I_A^2]^{\frac{1}{2}} - I_m \quad (\text{ข1.6})$$

และ

$$I_4 = \frac{1}{2} [I_m^2 + 4I_A^2]^{\frac{1}{2}} + I_m \quad (\text{ข1.7})$$

จากวงจรสังเกตได้ว่า วงจรประกอบด้วยสองพอร์ต คือ พอร์ต  $Y$  ที่มีค่าความต้านทานสูง และพอร์ต  $X$  ที่มีค่าสภาพความต้านทานต่ำ และประพุดิตัวเป็นวงจรตามแรงดัน [20] ที่มีค่าแรงดันไฟฟ้าคกร้อมระหว่างจุด  $Y$  กับ  $X$  แปรผันตามค่ากระแส  $I_m$  ที่ไหลเข้ามายังจุด  $X$  โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$V_X - V_Y = -V_{be2} + V_{be1}$$

$$= -V_{T2} \ln\left(\frac{I_2}{I_{s2}}\right) + V_{T1} \ln\left(\frac{I_1}{I_{s1}}\right) \quad (\text{ข1.8})$$

เมื่อกำหนดให้  $V_{T1} = V_{T2}$ ,  $I_{s1} = I_{s2}$  และ  $V_X - V_Y = V_{XY}$  จะได้

$$V_{XY} = -V_T \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \quad (\text{ข1.9})$$

แทนค่า  $I_1 \cong I_A$  และ  $I_2$  จากสมการที่ (ข1.6) ลงในสมการที่ (ข1.9) จะได้

$$V_{XY} = -V_T \ln\left\{\frac{1}{2I_A} \left[ (I_m^2 + 4I_A^2)^{\frac{1}{2}} - I_m \right]\right\} \quad (\text{ข1.10})$$

หรือ

$$V_{XY} = -V_T \ln\left[ \left(1 + \frac{I_m^2}{4I_A^2}\right)^{\frac{1}{2}} - \frac{I_m}{2I_A} \right] \quad (\text{ข1.11})$$

เมื่อ  $I_m \ll 2I_A$  จะได้ว่า  $\left(1 + \frac{I_m^2}{4I_A^2}\right)^{\frac{1}{2}} \cong 1$  ทำให้สมการที่ (ข1.11) ถูกประมาณได้เป็น

$$V_{XY} = -V_T \ln\left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)\right] \quad (\text{ข1.12})$$

พจน์  $\ln\left[1 + \left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)\right]$  นี้สามารถประมาณค่าได้ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) ดังนี้

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots \quad (\text{ข1.13})$$

ดังนั้นจะสามารถประมาณค่าพจน์  $\ln\left[1+\left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)\right]$  ได้ว่า

$$\begin{aligned}\ln\left[1+\left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)\right] &= -\frac{I_m}{2I_A} - \frac{1}{2}\left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(-\frac{I_m}{2I_A}\right)^3 - \dots \\ &\cong -\frac{I_m}{2I_A}\end{aligned}\quad (ข1.14)$$

และโดยทั่วไปตั้งแต่พจน์ที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์แรก แล้วแทนค่าสมการที่ (ข1.14) นี้ลงในสมการที่ (ข1.12) จะได้

$$V_{xy} = -V_T \ln\left(-\frac{I_m}{2I_A}\right) \quad (ข1.15)$$

หรือ

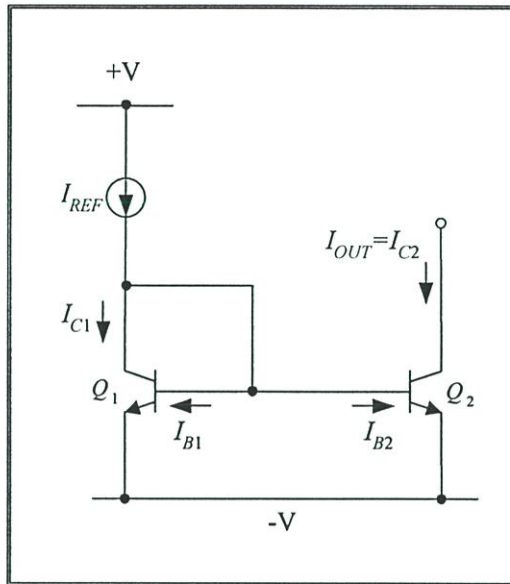
$$V_{xy} = \frac{V_T}{2I_A} I_m \quad (ข1.16)$$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (ข1.16) จะหาค่าความต้านทานต่อสัญญาณขนาดเล็กที่มองเข้าที่จุด  $X$  หรือความต้านทานแฝงที่ปรากฏที่พอร์ต  $X$  มีค่าเป็น

$$r_x = R_m = \frac{V_{xy}}{I_m} = \frac{V_T}{2I_A} \quad (ข1.17)$$

## ข2 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

กระแสอินพุตที่ไหลผ่าน  $Q_1$  ทำให้เกิดแรงดันเกิดขึ้นที่  $Q_1$  คือแรงดันเบสกับอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) โดยแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะปรากฏที่เบส และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ด้วยเช่นกัน จากรูปที่ ข2 จะเห็นว่าขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวต่อถึงกัน จึงทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะมีแรงดันเบสกับอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) เท่ากัน ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจึงมีค่าเท่ากันด้วย



รูปที่ ข2 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (\text{ข2.1})$$

ทำการพิจารณาผลของ  $\beta$  ในวงจร เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมพงษ์กันทุกประการ ทำให้กระแสอิมิตเตอร์  $I_E$  ทั้งสองมีค่าเท่ากัน ดังนั้น  $I_{REF}$  จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{REF} = \frac{\beta + 2}{\beta + 1} I_E \quad (\text{ข2.2})$$

และกระแสเอาต์พุต เท่ากับ

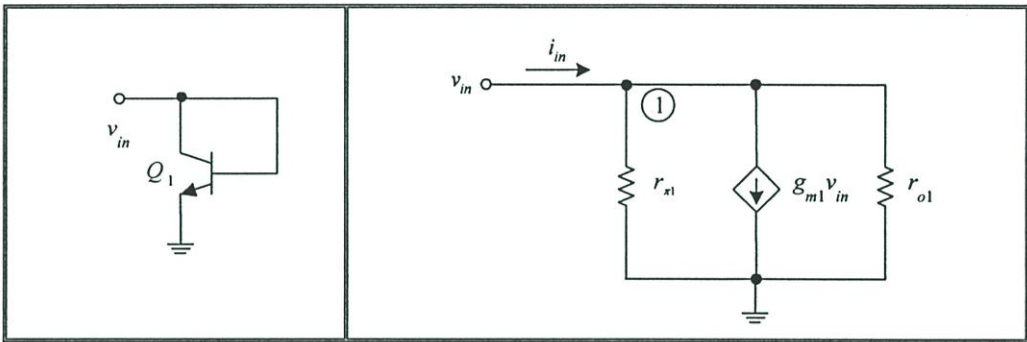
$$I_o = \frac{\beta}{\beta+1} I_E \quad (\text{ข2.3})$$

จากสมการที่ (ข2.2) และ (ข2.3) จะได้อัตราขยายของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานเท่ากับ

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{\beta}{\beta+2} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (\text{ข2.4})$$

ดังนั้น ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแสของวงจรมีค่าเท่ากับ  $\frac{2}{\beta}$

เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปสัญลักษณ์ขนาดเล็กในรูปที่ ข3 เพื่อคำนวณหาค่าความต้านทานด้านอินพุทของวงจร จะได้ดังนี้



รูปที่ ข3 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

ที่โหนด 1 ; โดยใช้ KCL จะได้

$$\left( \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{r_{o1}} \right) v_{in} = i_{in} - g_{m1} v_{in} \quad (\text{ข2.5})$$

โดยที่  $g_{m1} = 1 / r_{e1}$  คือ อัตราการส่งผ่านค่าความนำของทรานซิสเตอร์  $r_{e1}$  คือ ความต้านทานอิมิตเตอร์  $r_{\pi1}$  คือ ความต้านทานระหว่างเบสและอิมิตเตอร์ และ  $r_{o1}$  คือ ความต้านทานระหว่างคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ตามลำดับ

จัดรูปสมการใหม่ กลายเป็น

$$\left( g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} + \frac{1}{r_{o1}} \right) v_{in} = i_{in} \quad (ข2.6)$$

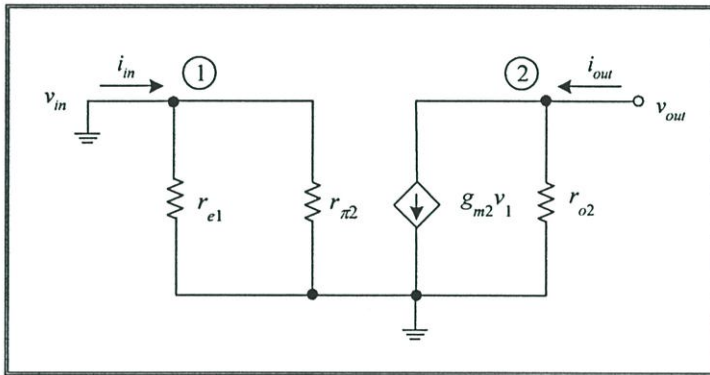
เมื่อ  $g_{m1} = \frac{\beta_1}{r_{\pi1}}$  และ  $r_{o1}$  มีค่าสูงมาก สมการที่ (ข2.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left( \frac{\beta_1}{r_{\pi1}} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) v_{in} = i_{in} \quad (ข2.7)$$

$$\left( \frac{\beta_1 + 1}{r_{\pi1}} \right) v_{in} = i_{in} \quad (ข2.8)$$

ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุต  $r_{in}$  มีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{r_{\pi1}}{\beta_1} \cong \frac{r_{\pi1}}{\beta_1} = \frac{1}{g_{m1}} = r_{e1} \quad (ข2.9)$$



รูปที่ ข4 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ ข4 ทำการต่อขั้ว  $v_{in}$  เทียบกราวด์ พิจารณาค่าความต้านทานเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ

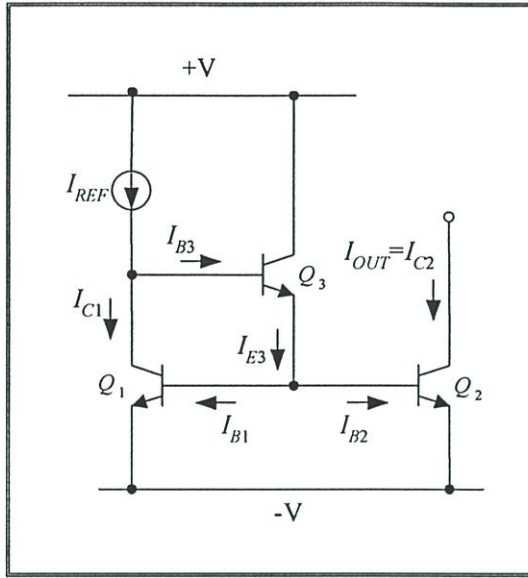
$$\text{ที่ โหนด 1 ;} \quad v_{in} = 0 \quad (\text{ข2.10})$$

$$\text{ที่ โหนด 2 ;} \quad \frac{v_{out}}{r_{o2}} = i_{out} - g_{m2}v_{in} = i_{out} \quad (\text{ข2.11})$$

เมื่อ  $r_{o2}$  คือ ความต้านทานระหว่างคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  มีค่าประมาณ  $V_A / I_C$  และ  $V_A$  คือ แรงดันเออร์ลี่ (Early Voltage) ดังนั้นจากสมการที่ (ข2.11) จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจร เท่ากับ

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2} = \frac{V_A}{i_{out}} \quad (\text{ข2.12})$$

### ข3 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจระสะท้อนกระแสแบบชดเชยกระแสเบส



รูปที่ ข5 วงจระสะท้อนกระแสแบบชดเชยกระแสเบส

จากรูปที่ ข5 สามารถวิเคราะห์ห้วงจร เพื่อหาอัตราขยายของวงจรถัดนี้

$$I_{REF} = \left[ \frac{\beta}{\beta+1} + \frac{2}{(\beta+1)^2} \right] I_{E3} \quad (\text{ข3.1})$$

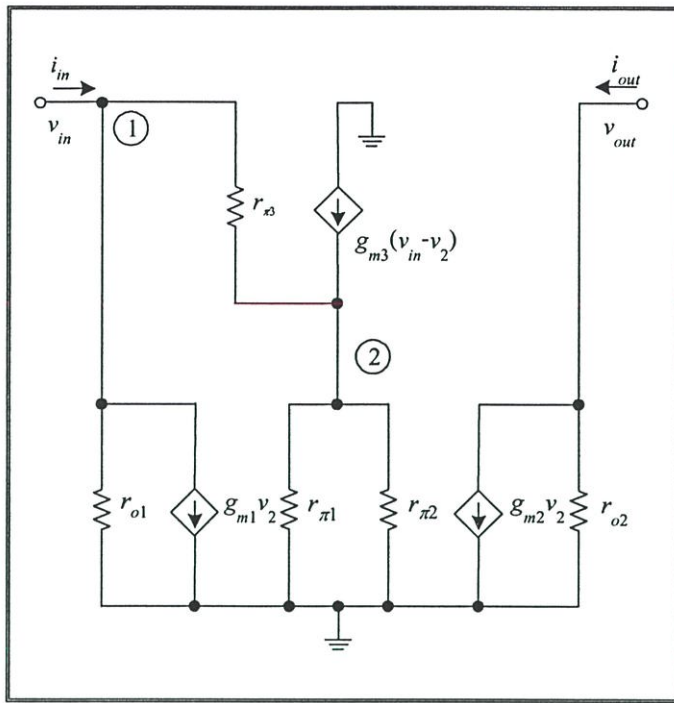
จะได้กระแสเอาต์พุต เท่ากับ

$$I_O = \frac{\beta}{\beta+1} I_{E3} \quad (\text{ข3.2})$$

ดังนั้นอัตราขยายของวงจรถัดนี้ จึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{(\beta^2 + \beta)}} \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \quad (\text{ข3.3})$$

จะเห็นได้ว่า กรณีนี้ค่าความคลาดเคลื่อนของวงจรถัดนี้จะมีค่าเท่ากับ  $\frac{2}{\beta^2}$



รูปที่ ข6 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบซดเซยกระแสเบส

การคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบซดเซยกระแสเบส สามารถทำได้โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลรูปที่ ข6 โดยทำการต่อขั้วแรงดัน  $v_{out}$  เทียบกราวด์ จะได้ ที่โหนด 1 ;

$$i_{in} - \frac{1}{r_{\pi 3}} v_{in} - \left( g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 3}} \right) v_2 = 0$$

$$i_{in} = \frac{1}{r_{\pi 3}} v_{in} + \left( g_{m1} - \frac{1}{r_{\pi 3}} \right) v_2 \quad (\text{ข3.4})$$

ที่โหนด 2 ;

$$\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} v_2 - \left( g_{m3} + \frac{1}{r_{\pi 3}} \right) v_{in} + \left( g_{m3} + \frac{1}{r_{\pi 3}} \right) v_2 = 0$$

$$\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} v_2 - \left( \frac{g_{m3} r_{\pi 3} + 1}{r_{\pi 3}} \right) v_{in} + \left( \frac{g_{m3} r_{\pi 3} + 1}{r_{\pi 3}} \right) v_2 = 0$$

โดยที่  $g_{m3} r_{\pi 3} = \beta_3$

$$\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} v_2 - \left( \frac{\beta_3 + 1}{r_{\pi 3}} \right) v_{in} + \left( \frac{\beta_3 + 1}{r_{\pi 3}} \right) v_2 = 0$$

พจน์ 1 ในเทอมที่สอง และสาม มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $\beta_3$  สามารถละทิ้งได้ จะได้

$$\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} v_2 - \left( \frac{\beta_3}{r_{\pi 3}} \right) v_{in} + \left( \frac{\beta_3}{r_{\pi 3}} \right) v_2 = 0$$

$$\left( \frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} + g_{m3} \right) v_2 - g_{m3} v_{in} = 0$$

หรือ

$$v_2 = \left( \frac{\frac{g_{m3}}{\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} + g_{m3}}}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} \right) v_{in} \quad (ข3.5)$$

นำสมการที่ (ข3.5) แทนลงในสมการที่ (ข3.4) จะได้

$$i_{in} = \frac{1}{r_{\pi 3}} v_{in} + \left( g_{m1} - \frac{1}{r_{\pi 3}} \right) \left( \frac{\frac{g_{m3}}{\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} + g_{m3}}}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} \right) v_{in}$$

$$i_{in} = v_{in} \left( \frac{\frac{g_{m1} g_{m3}}{\frac{1}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} + g_{m3}}}{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}} \right)$$

จะได้ความต้านทานอินพุท

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}} + g_{m3}}{g_{m1} g_{m3}}$$

โดยที่  $g_{m1} = g_{m3} = g_m = 1/r_e$  เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{\frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}}}{\frac{1}{r_e^2}} + \frac{1}{\frac{1}{r_e^2}}$$

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{r_{\pi 1} r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2}} + r_e \quad (ข3.6)$$

การคำนวณหาค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจรสะท้อนกระแสแบบซดเซยกระแสเบส ทำได้โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลรูปที่ ข6 โดยทำการต่อขั้วแรงดัน  $v_{in}$  เทียบกราวด์ จะได้

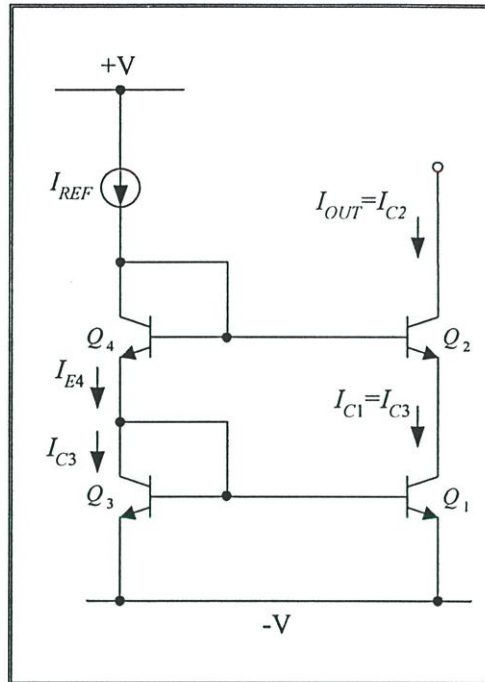
ที่โหนด 1 ;  $v_{in} = 0$

ที่โหนด 2 ;  $v_2 = 0$

ที่ขั้วแรงดัน  $v_{out}$  จะได้  $\frac{v_{out}}{r_{o2}} = i_{out} - g_{m2} v_2 = i_{out}$  (ข3.7)

ดังนั้น  $r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2}$  (ข3.8)

#### ข4 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโค้ด



รูปที่ ข7 วงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโค้ด

จากรูปที่ ข7 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_{REF}$  กับกระแส  $I_{OUT}$  สามารถทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_{C4} = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (ข4.1)$$

และ

$$I_{C3} = \frac{I_{E4}}{1 + \frac{2}{\beta}} = I_{C1} \quad (ข4.2)$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \quad (ข4.3)$$

กระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$I_O = I_{REF} \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} \approx I_{REF} \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta}} \quad (ข4.4)$$

จะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับ

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} \approx \frac{1}{1 + \frac{4}{\beta}} \quad (ข4.5)$$

ทำการวิเคราะห์ห้วงจรในรูปแบบสัญญาณขนาดเล็ก จะได้วงจรมมูลดังรูปที่ ข8 สามารถหาค่าความต้านทานอินพุตโดยทำการต่อขั้วแรงดัน  $v_{out}$  ของวงจรถ่ายกราวด์ จะมีค่า

ที่โหนด 1 ; จะได้ผลรวมกระแสคือ

$$(v_3 - v_1)g_{m4} - \frac{v_1}{r_{\pi 2}} - g_{m3}v_1 = 0$$

เมื่อ  $g_{m4} \gg 1/r_{\pi 2}$  จัดเรียงสมการใหม่ ได้เป็น

$$v_1 = \frac{g_{m4}}{(g_{m3} + g_{m4})} v_3 \quad (ข4.6)$$

ที่โหนด 3 ; มีค่าเท่ากับ

$$i_{in} - \left(\frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m4}\right)v_3 + \frac{1}{r_{\pi 2}}v_2 + g_{m4}v_1 = 0$$

จะได้

$$i_{in} = g_{m4}v_3 + g_{m4}v_1 \quad (ข4.7)$$

นำสมการที่ (ข4.6) แทนลงในสมการที่ (ข4.7) จะได้

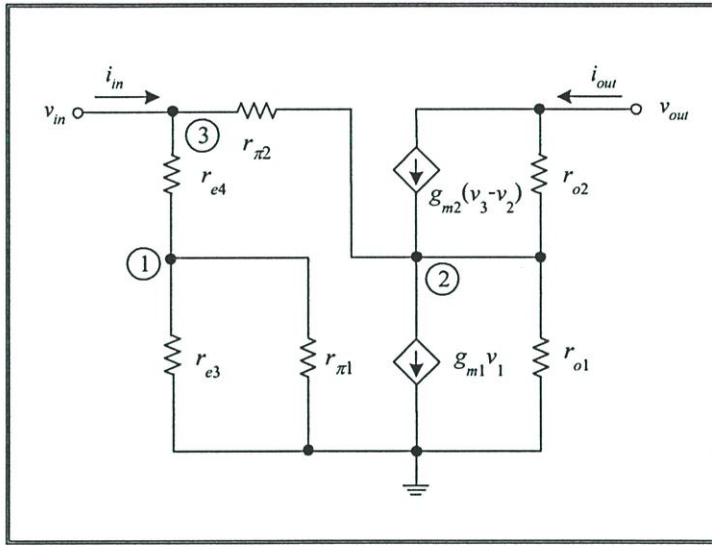
$$i_{in} = g_{m4}v_3 + g_{m4} \left(\frac{g_{m4}}{(g_{m3} + g_{m4})}\right)v_3$$

จัดเรียงสมการได้เป็น

$$r_{in} = \frac{v_3}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{g_{m3} + g_{m4}}{g_{m3}g_{m4}} \quad (๗4.8)$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน  $g_{m3} = g_{m4} = g_m$  ซึ่  $1/r_e$  ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุทจะมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{2g_m}{g_m^2} = 2r_e \quad (๗4.9)$$



รูปที่ ๗8 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบคาสโคด

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุทของวงจรสมมูลดังรูปที่ ๗8 ต้องทำการต่อขั้ว  $v_{in}$  เทียบกราวด์และสามารถวิเคราะห์หาได้ดังนี้

ที่โหนด 1 และ 3 ; จะได้

$$v_1 = v_3 = 0 \quad (๗4.10)$$

ที่จุด  $v_{out}$  ; จะได้

$$\frac{v_{out}}{r_{o2}} - \frac{v_2}{r_{o2}} = i_{out} - g_{m2}(v_3 - v_2) = i_{out} + g_{m2}v_2$$

จัดเรียงสมการใหม่จะได้

$$\frac{v_{out}}{r_{o2}} - \left( \frac{1 + g_{m2}r_{o2}}{r_{o2}} \right) v_2 = i_{out}$$

เนื่องจาก พจน์ 1 มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์  $g_{m2}r_{o2}$  จึงประมาณได้ว่า

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{r_{o2}} - g_{m2}v_2 \quad (ข4.11)$$

ที่โหนด 2 ;

$$\left( \frac{1}{r_{\pi2}} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}} \right) v_2 - \frac{v_3}{r_{\pi2}} - \frac{v_{out}}{r_{o2}} = g_{m2}(v_3 - v_2) - g_{m1}v_1$$

เนื่องจากทางด้านอินพุตต่อเทียบกราวด์  $v_1 = v_3 = 0$  และ  $r_{o1}$  และ  $r_{o2}$  มีค่าสูงมาก สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\left( \frac{1}{r_{\pi2}} + g_{m2} \right) v_2 = \frac{v_{out}}{r_{o4}}$$

จะได้

$$v_2 = \frac{r_{\pi2}v_{out}}{r_{o2}(1 + g_{m2}r_{\pi2})} \quad (ข4.12)$$

แทนสมการที่ (ข4.12) ลงในสมการที่ (ข4.11) ได้

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{r_{o2}} - \frac{g_{m2}r_{\pi2}v_{out}}{r_{o2}(1 + g_{m2}r_{\pi2})}$$

จัดเรียงสมการใหม่ จะได้

$$(1 + g_{m2}r_{\pi2} - g_{m2}r_{\pi2})v_{out} = r_{o2}(1 + g_{m2}r_{\pi2})i_{out} \quad (ข4.13)$$

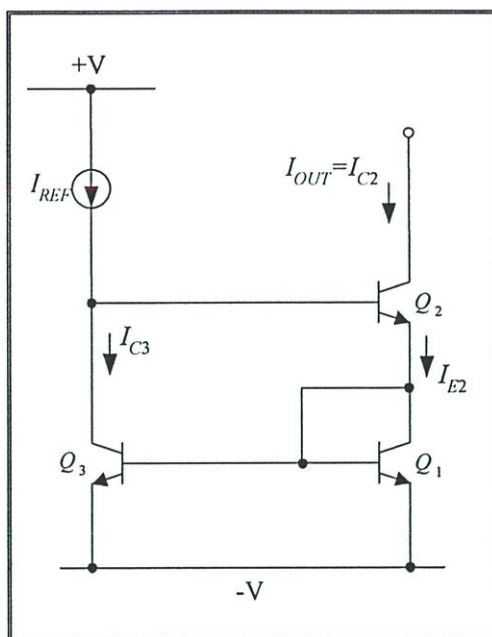
ดังนั้น

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2}(1 + g_{m2}r_{\pi2}) \cong r_{o2}(g_{m2}r_{\pi2})$$

เมื่อ  $g_{m2}r_{\pi2} = \beta_2$  จะได้ค่าความต้านทานเอาต์พุตเท่ากับ

$$r_{out} = r_{o2}\beta_2 \quad (ข4.14)$$

### ข5 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน



รูปที่ ข9 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{OUT}$  และ  $I_{REF}$  สามารถหาได้ดังนี้  
จาก KCL ที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะได้

$$-I_{E2} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B3} = I_{C1} \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{C3}}{\beta} \quad (ข5.1)$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์สมพงษ์กันและ  $V_A$  มีค่าสูงมาก

$$I_{C3} = I_{C1} \quad (ข5.2)$$

แทนค่าสมการที่ (ข5.2) ลงในสมการที่ (ข5.1) จะได้

$$-I_{E2} = I_{C1} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \quad (ข5.3)$$

จากสมการที่ (ข5.3) สามารถหากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ได้เป็น

$$I_{C2} = -I_{E2} \left( \frac{\beta}{1+\beta} \right) = I_{C1} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{1+\beta} \right) \quad (\text{ข5.4})$$

สามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$I_{C1} = I_{C2} \left[ \frac{1}{\left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \left( \frac{\beta}{1+\beta} \right)} \right] \quad (\text{ข5.5})$$

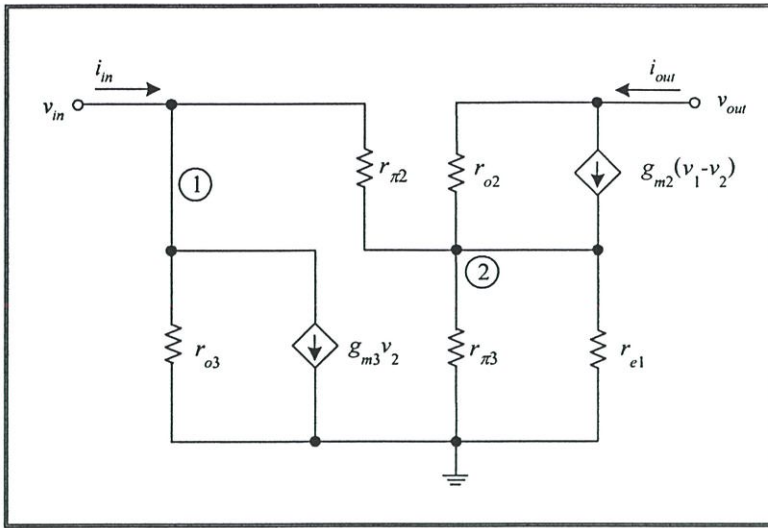
พิจารณาที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟ (KCL) จะได้

$$I_{C3} = I_{REF} - \frac{I_{C2}}{\beta} \quad (\text{ข5.6})$$

นำสมการที่ (ข5.3) และ (ข5.4) แทนค่าลงในสมการที่ (ข5.5) จะได้เป็น

$$I_{OUT} = I_{C2} = I_{REF} \left( 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}}$$

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+2)}} \quad (\text{ข5.7})$$



รูปที่ ข10 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสัน

จากวงจรสมมูลรูปที่ ข10 สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานอินพุตได้โดยกำหนดให้ขั้ว  $v_{out}$  ของวงจรต่อเทียบกราวด์ สามารถวิเคราะห์ได้ ดังนี้

ที่โหนด 1 ; 
$$i_{in} - (v_1 - v_2) \frac{1}{r_{\pi 2}} - \frac{v_1}{r_{o 3}} - g_{m 3} v_2 = 0$$

จากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$i_{in} - \frac{v_1}{r_{\pi 2}} - g_{m 3} v_2 = 0 \quad (\text{ข5.8})$$

ที่โหนด 2 ; 
$$(v_1 - v_2) \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m 2} (v_1 - v_2) - \left( g_{m 1} + \frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{o 2}} \right) v_2 = 0$$

$$\left( \frac{1}{r_{\pi 3}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{r_{o 2}} + g_{m 2} + g_{m 1} \right) v_2 = \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m 2} \right) v_1$$

จากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$v_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{m1}} v_1 \quad (ข5.9)$$

นำสมการที่ (ข5.9) แทนลงในสมการที่ (ข5.8) ได้เป็น

$$i_{in} = \left[ \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m3} g_{m2}}{g_{m2} + g_{m1}} \right] v_1$$

เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน และ  $v_1 = v_{in}$  ดังนั้นค่าความต้านทานอินพุทจะมีค่าเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{v_1}{i_{in}} = \frac{g_{m2} + g_{m3}}{g_{m3} g_{m2}} = \frac{2g_m}{g_m^2} = 2r_e \quad (ข5.10)$$

พิจารณาค่าความต้านทานเอาต์พุทโดยทำการต่อขั้ว  $v_{in}$  เทียบกราวด์ของวงจรสมมูลรูปที่ ข10 สามารถวิเคราะห์ได้ ดังนี้

ที่โหนด 1 ; จะได้

$$\frac{v_1}{r_{o3}} + g_{m3} v_2 + \frac{(v_1 - v_2)}{r_{\pi 2}} = 0$$

$$v_1 \cong (1 - g_{m3} r_{\pi 2}) v_2 \quad (ข5.11)$$

ที่โหนด 2 ; จะได้

$$\frac{(v_1 - v_2)}{r_{\pi 2}} - \frac{v_2}{r_{\pi 3}} - g_{m1} v_2 + i_{out} = 0 \quad (ข5.12)$$

นำสมการที่ (ข5.11) แทนลงในสมการที่ (ข5.12) จะได้

$$v_2 \cong \frac{i_{out}}{(g_{m3} + g_{m1})} \quad (ข5.13)$$

ที่ขั้ว  $v_{out}$  ;

$$v_{out} = v_2 + i_o r_{o2} \quad (ข5.14)$$

โดยที่  $i_o = i_{out} - g_{m2}(v_1 - v_2)$

นำสมการที่ (ข5.11) และสมการที่ (ข5.14) แทนลงในสมการที่ (ข5.14) จะได้

$$i_o = i_{out} + \frac{r_{\pi 2} g_{m2} g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} \cdot i_{out} \quad (ข5.15)$$

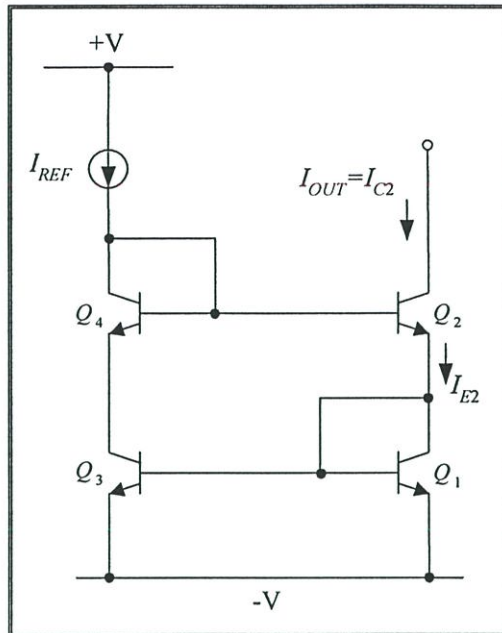
นำสมการที่ (ข5.13) และสมการที่ (ข5.15) แทนลงในสมการที่ (ข5.14) จะได้

$$v_{out} = r_{o2} i_{out} + \frac{r_{\pi 2} r_{o2} g_{m2} g_{m3}}{g_{m1} + g_{m3}} i_{out} + \frac{i_{out}}{g_{m1} + g_{m3}}$$

โดยที่  $r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o2} \left( 1 + \frac{g_{m3} \beta_2}{g_{m1} + g_{m3}} \right) \cong \frac{r_{o2} \beta_2}{2} \quad (ข5.16)$$

### ข6 การวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง



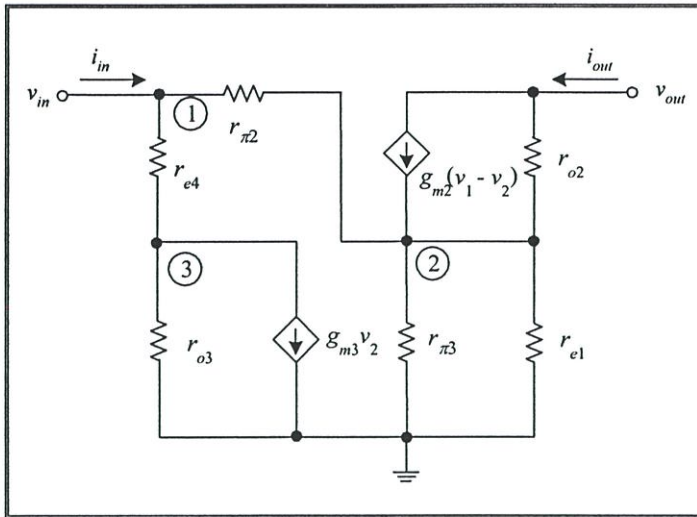
รูปที่ ข11 วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันชนิดปรับปรุง

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_{OUT}$  และ  $I_{REF}$  สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_{OUT} = I_{C2} = I_{REF} \left( 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}} \quad (\text{ข6.1})$$

ดังนั้นจะได้อัตราขยายกระแสเท่ากับ

$$\frac{I_{OUT}}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}} \quad (\text{ข6.2})$$



รูปที่ ข12 วงจรสมมูลในการวิเคราะห์ค่าความต้านทานของวงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันปรับปรุง

ค่าความต้านทานอินพุทของวงจร สามารถวิเคราะห์ได้โดยการพิจารณาได้โดยการต่อขั้วแรงดัน  $v_{out}$  เทียบกราวด์ จะมีค่าเป็น

ที่โหนด 1 ;

$$i_{in} - \frac{(v_1 - v_2)}{r_{\pi 2}} + g_{m4}(v_1 - v_2) = 0$$

$$i_{in} = g_{m4}v_1 - g_{m4}v_2 \quad (ข6.3)$$

ที่โหนด 2 ;

$$\frac{(v_2 - v_1)}{r_{\pi 2}} + g_{m2}(v_1 - v_2) - g_{m1}v_2 = 0$$

$$g_{m2}v_1 - (g_{m1} + g_{m2})v_2 = 0$$

$$v_2 = \frac{g_{m2}v_1}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (ข6.4)$$

ที่โหนด 3 ;

$$g_{m4}(v_1 - v_3) - g_{m3}v_2 - \frac{1}{r_{o3}}v_3 = 0$$

$$g_{m4}v_1 - g_{m3}v_2 - g_{m4}v_3 = 0 \quad (ข6.5)$$

นำสมการที่ (ข6.4) แทนลงใน (ข6.5) จะได้

$$g_{m4}v_1 - g_{m3}\left(\frac{g_{m2}v_1}{g_{m1} + g_{m2}}\right) - g_{m4}v_3 = 0$$

$$v_1\left(g_{m4} - \frac{g_{m2}g_{m3}}{g_{m1} + g_{m2}}\right) = g_{m4}v_3$$

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวสมพงษ์กัน  $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$  ได้เป็น

$$v_3 = v_1 \frac{\left(\frac{g_m^2}{g_m + g_m}\right)}{g_m} \quad (ข6.6)$$

นำสมการที่ (ข6.6) แทนลงในสมการที่ (ข6.3)

$$i_{in} = g_m v_1 - g_m \frac{\left(\frac{g_m^2}{g_m + g_m}\right)}{g_m} v_1$$

$$i_{in} = \left(g_m - \frac{g_m}{2}\right)v_1$$

จะได้ความต้านทานอินพุทเท่ากับ

$$r_{in} = \frac{v_1}{i_{in}} = \frac{2g_m}{g_m^2} = \frac{2}{g_m} = 2r_e \quad (ข6.7)$$

ค่าความต้านทานเอาท์พุท พิจารณาได้โดยการต่อขั้วแรงดัน  $v_{in}$  ของวงจรมูลรูปที่ ข12 เทียบกราวด์ วิเคราะห์ได้ดังนี้

ที่ โหนด 1 ;

$$\frac{1}{r_{o3}}v_1 + g_{m3}v_2 + \frac{1}{r_{\pi 2}}(v_1 - v_2) = 0$$

$$\frac{1}{r_{\pi 2}}v_1 = \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} - g_{m3} \right) v_2$$

$$v_1 = \frac{\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} - g_{m3} \right)}{\frac{1}{r_{\pi 2}}} v_2 \quad (\text{ข6.8})$$

ที่ โหนด 2 ;

$$\left( \frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m1} \right) v_2 - \frac{1}{r_{\pi 2}}v_1 - \frac{1}{r_{o2}}v_{out} = g_{m2}(v_1 - v_2)$$

เมื่อ  $r_{\pi 3} // r_{e1} \cong r_{e1}$  และ  $g_{m1} = 1/r_{e1}$

$$\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m1} + g_{m2} \right) v_2 - \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right) v_1 = \frac{1}{r_{o2}}v_{out} \quad (\text{ข6.9})$$

ที่ขั้ว  $v_{out}$  ;

$$\frac{1}{r_{o2}}v_{out} - \frac{1}{r_{o2}}v_2 - i_{out} + g_{m2}(v_1 - v_2) = 0$$

$$\frac{1}{r_{o2}}v_{out} + g_{m2}v_1 = i_{out} + \left( \frac{1}{r_{o2}} + g_{m2} \right) v_2 \quad (\text{ข6.10})$$

นำสมการที่ (ข6.8) แทนในสมการที่ (ข6.9) จะได้

$$\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m1} + g_{m2} \right) v_2 - \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right) \frac{\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} - g_{m3} \right)}{\frac{1}{r_{\pi 2}}} v_2 = \frac{1}{r_{o2}}v_{out}$$

$$v_2 \left( \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m1} + g_{m2} \right) - \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_{m2} \right) \frac{\left( \frac{1}{r_{\pi 2}} - g_{m3} \right)}{\frac{1}{r_{\pi 2}}} \right) = \frac{1}{r_{o2}} v_{out}$$

นำ  $\frac{1}{r_{\pi 2}}$  คูณทั้งสองข้างของสมการ จะได้

$$v_2 \left( \frac{1}{r_{\pi 2}} g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 2}} g_{m3} + g_{m2} g_{m3} \right) = \frac{1}{r_{\pi 2} r_{o2}} v_{out}$$

$$v_2 = \left( \frac{\frac{1}{r_{o2} r_{\pi 2}}}{\frac{g_{m1}}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m3}}{r_{\pi 2}} + g_{m2} g_{m3}} \right) v_{out} \quad (ข6.11)$$

นำสมการที่ (ข6.8) แทนในสมการที่ (ข6.10)

$$\frac{1}{r_{o2}} v_{out} + g_{m2} \left( \frac{\frac{1}{r_{\pi 2}} - g_{m3}}{\frac{1}{r_{\pi 2}}} \right) v_2 = i_{out} + \left( \frac{1}{r_{o2}} + g_{m2} \right) v_2$$

นำ  $\frac{1}{r_{\pi 2}}$  คูณทั้งสองข้างของสมการ ได้เป็น

$$\frac{1}{r_{\pi 2} r_{o2}} v_{out} - \left( g_{m2} g_{m3} + \frac{1}{r_{\pi 2} r_{o2}} \right) v_2 = \frac{1}{r_{\pi 2}} i_{out} \quad (ข6.12)$$

นำสมการที่ (ข6.11) แทนในสมการที่ (ข6.12)

$$\frac{1}{r_{\pi 2} r_{o2}} v_{out} - \left( g_{m2} g_{m3} + \frac{1}{r_{\pi 2} r_{o2}} \right) \left( \frac{\frac{1}{r_{o2} r_{\pi 2}}}{\frac{g_{m1}}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m3}}{r_{\pi 2}} + g_{m2} g_{m3}} \right) v_{out} = \frac{1}{r_{\pi 2}} i_{out}$$

$$v_{out} \left( \frac{1}{r_{\pi 2} r_{o 2}} - \frac{\left( g_{m 2} g_{m 3} + \frac{1}{r_{\pi 2} r_{o 2}} \right) \left( \frac{1}{r_{o 2} r_{\pi 2}} \right)}{\frac{g_{m 1}}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m 3}}{r_{\pi 2}} + g_{m 2} g_{m 3}} \right) = \frac{1}{r_{\pi 2}} i_{out}$$

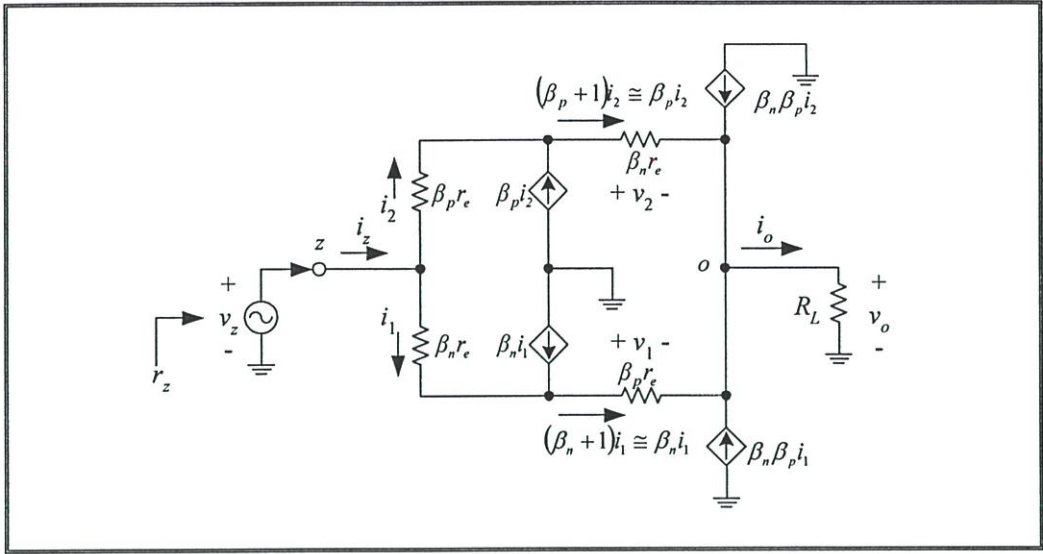
$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{\frac{1}{r_{\pi 2}} \left( \frac{g_{m 1}}{r_{\pi 2}} + \frac{g_{m 3}}{r_{\pi 2}} + g_{m 2} g_{m 3} \right)}{\frac{1}{r_{\pi 2}^2 r_{o 2}} \left( g_{m 1} + g_{m 3} - \frac{1}{r_{o 2}} \right)}$$

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o 2} (r_{\pi 2} g_{m 2}) \frac{g_{m 3}}{(g_{m 1} + g_{m 3})}$$

เมื่อ  $r_{\pi 2} g_{m 2} = \beta_2$  และ  $g_{m 1} = g_{m 2} = g_{m 3} = g_m$  จะได้ความต้านทานเอาต์พุตเป็น

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{o 2} \beta_2 \frac{g_m}{2g_m} = \frac{r_{o 2} \beta_2}{2} \quad (ข6.13)$$

ข7 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทของวงจรตามแรงดัน ที่ขั้ว z หรือ  $r_z$



รูปที่ ข13 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทที่ขั้ว z ของวงจรตามแรงดัน ดังรูปที่ 2.8

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุทที่มองเข้าไปยังขั้ว z ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.8 นั้นกระทำได้โดยการแทนวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ลงไปในวงจรแล้ว พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสที่ป้อนให้กับวงจรสมมูลดังรูปที่ ข13 ดังนั้นเมื่อกำหนดให้  $\beta_n = \beta_{25} \cong \beta_{28} \gg 1$ ,  $\beta_p = \beta_{26} \cong \beta_{27} \gg 1$ ,  $r_e = V_T/I_B = r_{e25} \cong r_{e26} \cong r_{e27} \cong r_{e28}$  และ  $R_L$  คือตัวต้านทานซึ่งต่อระหว่างขั้ว o กับกราวด์ ลำดับขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุท  $r_z$  ของวงจรสามารถกระทำดังต่อไปนี้

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $v_z$  กับกระแส  $i_z$  ที่ป้อนให้กับขั้ว z ของวงจร จะได้

$$r_z = \frac{v_z}{i_z} = \frac{v_z}{i_1 + i_2}$$

เมื่อ

$$i_1 = \frac{v_z - v_1 - v_w}{\beta_n r_e} \tag{ข7.1}$$

$$v_1 \cong (\beta_n \beta_p r_e) \cdot i_1 \tag{ข7.2}$$

และ

$$v_w = i_w R_L$$

โดยที่ 
$$i_w = \beta_n(\beta_p + 1) \cdot i_1 + \beta_p(\beta_n + 1) \cdot i_2 \cong \beta_n \beta_p (i_1 + i_2)$$

จะได้ 
$$v_w = \beta_n \beta_p R_L (i_1 + i_2) \quad (ข7.3)$$

แทนค่าสมการที่ (ข7.3) และ (ข7.2) ลงในสมการที่ (ข7.1) จะได้

$$i_1 \cong \frac{v_z - (\beta_n \beta_p R_L)(i_1 + i_2)}{\beta_n \beta_p r_e}$$

หรือ 
$$i_1 \cong \frac{v_z - (\beta_n \beta_p R_L) \cdot i_z}{\beta_n \beta_p r_e} \quad (ข7.4)$$

และเช่นเดียวกันเมื่อพิจารณากระแส  $i_2$  ก็จะได้เท่ากับ

$$i_2 = \frac{v_z - v_2 - v_w}{\beta_p r_e} \quad (ข7.5)$$

โดยที่ 
$$v_2 \cong (\beta_n \beta_p r_e) \cdot i_2 \quad (ข7.6)$$

แทนค่าสมการที่ (ข7.3) และ (ข7.6) ลงในสมการที่ (ข7.5) จะได้

$$i_2 \cong \frac{v_z - (\beta_n \beta_p R_L)(i_1 + i_2)}{\beta_n \beta_p r_e}$$

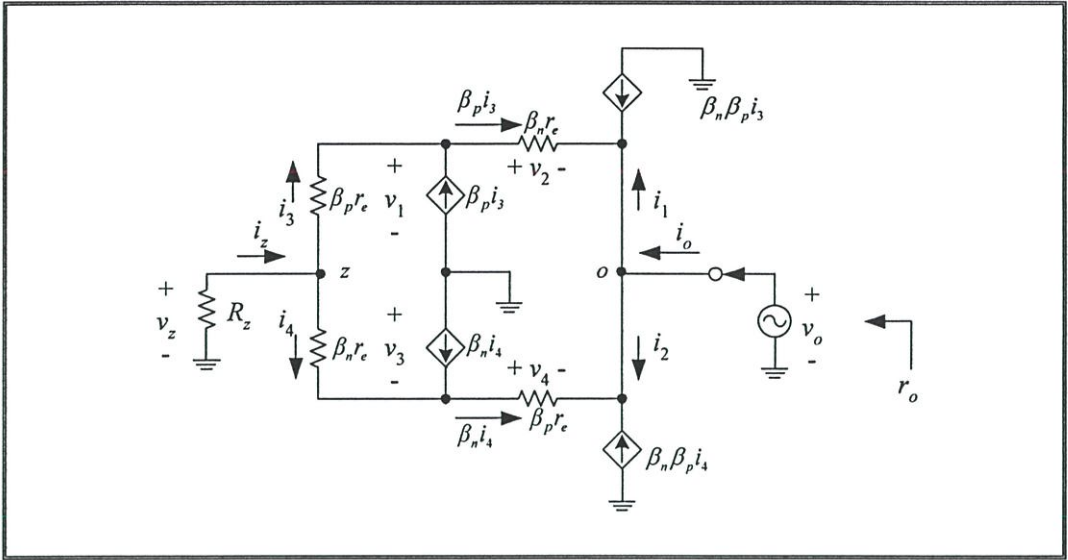
หรือ 
$$i_2 \cong \frac{v_z - (\beta_n \beta_p R_L) \cdot i_z}{\beta_n \beta_p r_e} \quad (ข7.7)$$

เนื่องจาก  $i_z = i_1 + i_2$  ดังนั้นนำสมการที่ (ข7.4) บวกกับสมการที่ (ข7.7) จะได้

$$i_z = (i_1 + i_2) = 2 \left[ \frac{v_z - (\beta_n \beta_p R_L) \cdot i_z}{\beta_n \beta_p r_e} \right]$$

$\therefore$  
$$r_z = \frac{v_z}{i_z} = \beta_n \beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_L \right) \quad (ข7.8)$$

ข8 การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรตามแรงดัน ที่ขั้ว  $o$  หรือ  $r_o$



รูปที่ ข14 วงจรสมมูลสำหรับวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว  $o$  ของวงจรตามแรงดัน ดังรูปที่ 2.8

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว  $o$  ของวงจรตามแรงดันดังรูปที่ 2.8 สามารถหาได้โดยอาศัยวิธีการเช่นเดียวกับการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานอินพุตของวงจรที่ขั้ว  $z$  ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ข14 เมื่อกำหนดให้  $R_z$  คือตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างขั้ว  $z$  กับกราวด์

ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานเอาต์พุต  $r_o$  ของวงจร สามารถกระทำได้ดังต่อไปนี้ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน  $v_o$  กับกระแส  $i_o$  ที่ป้อนให้กับขั้ว  $z$  ของวงจร จะได้

$$r_w = \frac{v_w}{i_w} = \frac{v_w}{i_1 + i_2}$$

โดยที่  $i_1 = -\beta_p(\beta_n + 1) \cdot i_3 \cong -(\beta_n \beta_p) \cdot i_3$  (ข8.1)

และ  $i_2 = -\beta_n(\beta_p + 1) \cdot i_4 \cong -(\beta_n \beta_p) \cdot i_4$  (ข8.2)

พิจารณากระแส  $i_3$  จะได้ว่า

$$i_3 = \frac{v_1}{\beta_p r_e}$$

เมื่อ

$$v_1 = -(v_w + v_2 + v_z)$$

$$v_2 = (\beta_n \beta_p r_e) \cdot i_3$$

และ

$$v_z = i_z R_z = (i_3 + i_4) R_z$$

แทนค่า  $v_1$ ,  $v_2$  และ  $v_z$  ลงในสมการกระแส  $i_3$  ข้างบน จะกลายเป็น

$$i_3 \cong \frac{-(v_w + i_4 R_z)}{\beta_n \beta_p r_e + R_z}$$

แทนค่า  $i_4$  จากสมการที่ (ข8.2) จะได้ว่า

$$i_3 \cong \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \cdot i_2}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \quad (\text{ข8.3})$$

แทนค่า  $i_3$  จากสมการที่ (ข8.3) ลงในสมการที่ (ข8.1) จะได้ว่า

$$i_1 = -(\beta_n \beta_p) \left[ \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \cdot i_2}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \right] = \left[ \frac{v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \cdot i_2}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)} \right] \quad (\text{ข8.4})$$

พิจารณากระแส  $i_4$  จะได้ว่า

$$i_4 = \frac{v_3}{\beta_n r_e}$$

เมื่อ

$$v_3 = -(v_w + v_4 + v_z)$$

$$v_4 = (\beta_n \beta_p r_e) \cdot i_4$$

และ

$$v_z = i_z R_z = (i_3 + i_4) R_z$$

แทนค่า  $v_3$ ,  $v_4$  และ  $v_z$  ลงในสมการกระแส  $i_4$  ข้างบน จะได้เป็น

$$i_4 \cong \frac{-(v_w + i_3 R_z)}{\beta_n \beta_p r_e + R_z}$$

แทนค่า  $i_3$  จากสมการที่ (ข8.1) จะได้

$$i_4 \cong \frac{-v_w + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \cdot i_1}{\beta_n \beta_p r_e + R_z} \quad (\text{ข8.5})$$

แทนค่า  $i_4$  จากสมการที่ (ข8.5) ลงในสมการที่ (ข8.2) จะได้

$$i_2 = \left[ \frac{v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) \cdot i_1}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)} \right] \quad (\text{ข8.6})$$

เนื่องจาก  $i_w = i_1 + i_2$  ดังนั้นสมการที่ (ข8.4) และสมการที่ (ข8.6) จะได้

$$i_w = i_1 + i_2 = \left[ \frac{2v_w - \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right) (i_1 + i_2)}{r_e + \left(\frac{R_z}{\beta_n \beta_p}\right)} \right]$$

∴

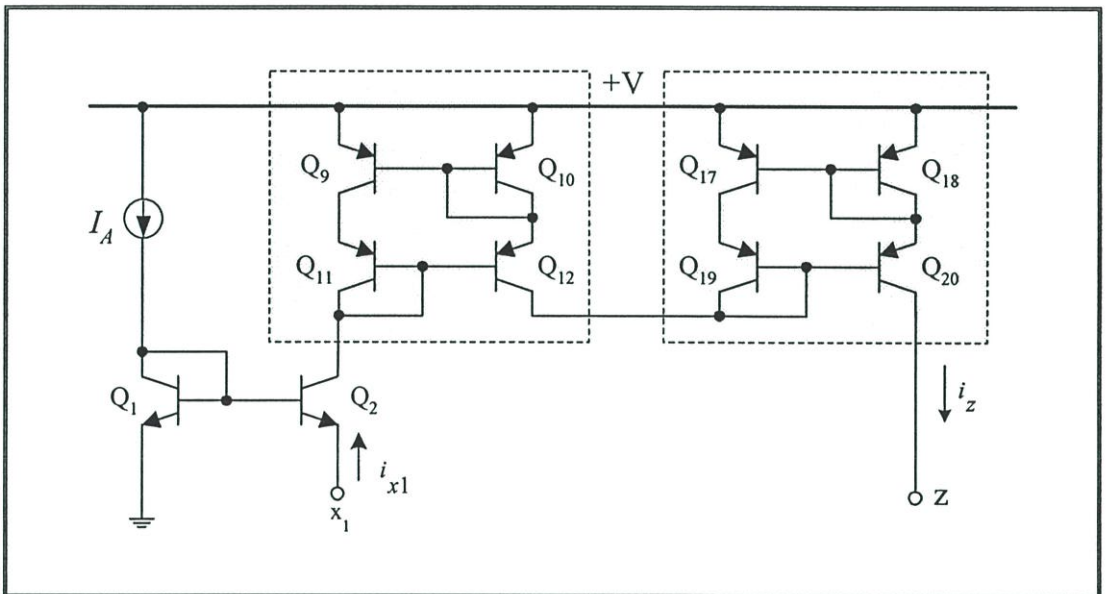
$$r_w = \frac{v_w}{i_w} = \left( \frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p} \right) \quad (\text{ข8.7})$$

## ภาคผนวก ก

## การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร CCVC ที่นำเสนอ

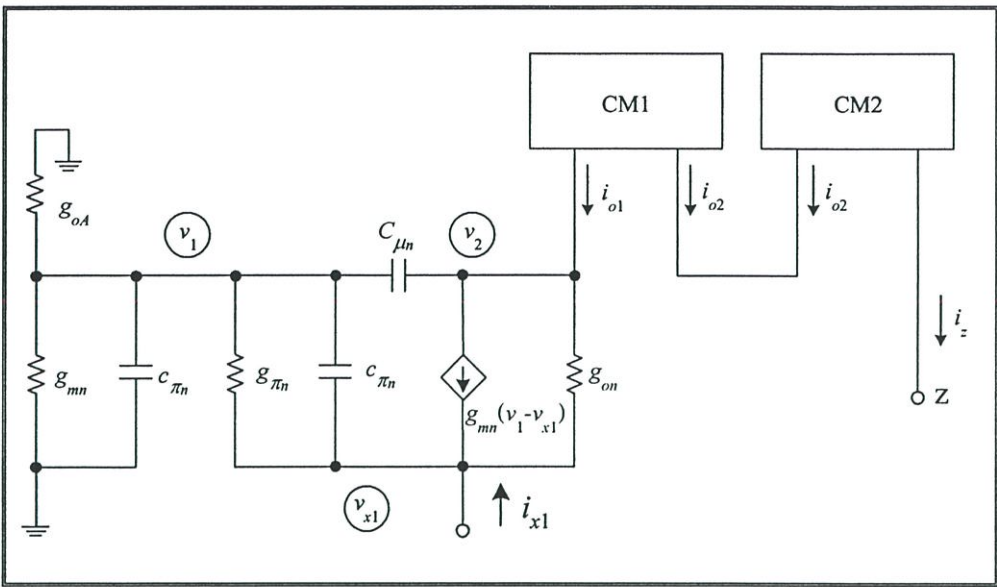
ค1 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $i_{x1}$  กับขั้ว  $i_z$  ( $i_z/i_{x1}$ )

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าวงจรภาคอินพุตรับสัญญาณกระแสของวงจร CCVC ประกอบด้วย วงจรทรานส์ลิเนียร์รูปจำนวน 2 รูปที่เหมือนกัน การวิเคราะห์หาฟังก์ชันการส่งผ่านกระแสของ วงจรทรานส์ลิเนียร์จะประมาณการวิเคราะห์โดยเลือกเพียงจุดใดจุดหนึ่งของคู่ทรานซิสเตอร์แบบ ไบโพลาร์ เป็นผลให้ตำแหน่งโดมิแนนซ์โพลของวงจรทั้งสองมีค่าเท่ากัน ดังนั้นในการหาฟังก์ชันถ่าย โอนกระแสของวงจรดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ได้โดยใช้เพียงวงจรเดียวดังรูปที่ ค1 และวงจรสมมูล สามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ ค2



รูปที่ ค1 วงจรสำหรับวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $i_{x1}$  กับขั้ว  $i_z$  ( $i_z/i_{x1}$ )

ของวงจร CCVC



รูปที่ ค2 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ค1

โดยประมาณว่าทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีความสมพจน์กันทุกประการ และกำหนดให้  $g_{oA}$  คือ ค่าความนำของทรานซิสเตอร์ชนิด pnp ที่ใช้ทำเป็นแหล่งจ่ายกระแสไบอัส  $I_A$  ขณะที่  $g_{mn}$  ( $g_{mp}$ ),  $g_{\pi_n}$  ( $g_{\pi_p}$ ), และ  $g_{on}$  ( $g_{op}$ ) แทนถึง ค่าอัตราขยายค่าความนำระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และค่าความนำระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด npn ชนิด (pnp) ตามลำดับ และ  $C_{\pi_n}$  ( $C_{\pi_p}$ ), และ  $C_{\mu_n}$  ( $C_{\mu_p}$ ) แทนถึงค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาอิมิตเตอร์ และค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ ตามลำดับ ดังนั้นจากวงจรสมมูลในรูปที่ ค2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสของวงจรสามารถกระทำได้ ดังนี้

ที่โหนด  $v_1$  ;

$$(g_{mn} + g_{\pi_n} + 2sC_{\pi_n} + sC_{\mu_n})v_1 - (g_{\pi_n} + sC_{\pi_n})v_x = 0 \quad (ค1.1)$$

ที่โหนด  $v_x$  ;

$$i_{x1} = (g_{mn} + g_{\pi_n} + sC_{\pi_n})v_x - (g_{mn} + g_{\pi_n} + sC_{\pi_n})v_1 \quad (ค1.2)$$

ที่โหนด  $i_{o1}$  ;

$$i_{o1} = (g_{mn} - sC_{\mu_n})v_1 - g_{mn}v_x \quad (ค1.3)$$

จากสมการที่ (ค1.1) จะได้

$$v_1 = \frac{(g_{\pi n} + sC_{\pi n})v_x}{(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n})} \quad (\text{ค1.4})$$

นำสมการที่ (ค1.4) แทนในสมการที่ (ค1.2) ได้เป็น

$$i_{x1} = \left( \frac{(g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n}) - (g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{\pi n} + sC_{\pi n})}{(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n})} \right) v_x$$

จากสมการค่านบน จะได้

$$v_x = \left( \frac{(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n})}{(g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n}) - (g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{\pi n} + sC_{\pi n})} \right) i_{x1} \quad (\text{ค1.5})$$

นำสมการที่ (ค1.4) และสมการที่ (ค1.5) แทนในสมการที่ (ค1.3) ได้เป็น

$$i_{o1} = \left( \frac{(g_{mn} - sC_{\mu n})(g_{mn} + sC_{\pi n}) - g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n})}{(g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{mn} + g_{\pi n} + 2sC_{\pi n} + sC_{\mu n}) - (g_{mn} + g_{\pi n} + sC_{\pi n})(g_{\pi n} + sC_{\pi n})} \right) i_{x1}$$

จัดรูปสมการ

$$i_{o1} = - \left( \frac{\left( \frac{1 + s \left( \frac{C_{\pi n} + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}^2} \right) + s^2 \frac{C_{\pi n} C_{\mu n}}{g_{mn}^2}}{1 + s \left( \frac{C_{\pi n}(2g_{mn} + g_{\pi n}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})} \right) + s^2 \left( \frac{C_{\pi n}^2 + C_{\pi n} C_{\mu n}}{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})} \right)} \right) \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}^2} \right) i_{x1} \quad (\text{ค1.6})$$

พิจารณาที่วงจรสะท้อนกระแส CM1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_{o2}$  และ  $i_{o1}$  มีค่าเป็น

$$i_{o2} = \left( \frac{\left( (g_{mp} + 3g_{np}) + sC_{np} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}} \right)}{\left( (g_{mp} + 2g_{np}) + sC_{np} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}} \right)} \right) i_{o1} \quad (ค1.7)$$

และวงจรสะท้อนกระแส CM2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  และ  $i_{o2}$  มีค่าเป็น

$$i_z = \left( \frac{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 3g_{np})} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 3g_{np})} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 2g_{np})} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})} \right)} \left( \frac{g_{mp} + 2g_{np}}{g_{mp} + 3g_{np}} \right) \right) i_{o2} \quad (ค1.8)$$

นำสมการที่ (ค1.8) แทนลงในสมการที่ (ค1.7) จะได้เป็น

$$i_z = \left( \frac{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 3g_{np})} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 3g_{np})} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 2g_{np})} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})} \right)} \left( \frac{g_{mp} + 2g_{np}}{g_{mp} + 3g_{np}} \right) \right)^2 i_{o1} \quad (ค1.9)$$

นำสมการที่ (ค1.6) แทนลงในสมการที่ (ค1.9) เขียนสมการได้เป็น

$$i_z = \left( \frac{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 3g_{np})} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 3g_{np})} \right)}{\left( 1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 2g_{np})} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})} \right)} \left( \frac{g_{mp} + 2g_{np}}{g_{mp} + 3g_{np}} \right) \right)^2 \left( \frac{1 + s \frac{(C_m + C_{\mu n}(g_{mn} + g_m))}{g_{mn}^2} + s^2 \frac{C_m C_{\mu n}}{g_{mn}^2}}{1 + s \frac{(C_m(2g_{mn} + g_m) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_m))}{g_{mn}(g_{mn} + g_m)} + s^2 \frac{(C_m^2 + C_m C_{\mu n})}{g_{mn}(g_{mn} + g_m)}} \right) \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_m)}{g_{mn}^2} \right) \quad (ค1.10)$$

พิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ค1.10) พบว่ามีโพลอยู่ที่ตำแหน่ง สามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$D_{l(s)} = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_1} - \frac{1}{p_2} \right) + \frac{s^2}{p_1 p_2} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_3} - \frac{1}{p_4} \right) + \frac{s^2}{p_3 p_4} \right] \quad (ค1.11)$$

โดยที่  $p_i$  ( $i=1,2,3,4$ ) คือตำแหน่งโพลของสมการที่ (ค1.11) ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $p_1$ ,  $p_2$  และ  $p_3$ ,  $p_4$  จะมีตำแหน่งที่แยกจากกัน และหากประมาณว่า  $p_2 \gg p_1$  และ  $p_4 \gg p_3$  ทำให้สมการที่ (ค1.11) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$D_{1(s)} \cong \left[ 1 - s \frac{1}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \right] \left[ 1 - s \frac{1}{p_3} + \frac{s^2}{p_3 p_4} \right] \quad (\text{ค1.12})$$

ดังนั้น ทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ค1.12) กับสมการที่ (ค1.10) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสี่ มีค่าเท่ากับ

$$p_1 = \left[ \frac{(g_{mp} + 2g_{np})}{C_{np}} \right]^2 \quad (\text{ค1.13})$$

$$p_2 = \left[ \frac{g_{mp}}{C_{\mu p} - C_{np}} \right]^2 \quad (\text{ค1.14})$$

$$p_3 = \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{mi})}{C_{mi}(2g_{mn} + g_{mi}) + C_{\mu i}(g_{mn} + g_{mi})} \quad (\text{ค1.15})$$

และ

$$p_4 = \frac{C_{mi}(2g_{mn} + g_{mi}) + C_{\mu i}(g_{mn} + g_{mi})}{C_{mi}(C_{mi} + C_{\mu i})} \quad (\text{ค1.16})$$

ในกรณีเดียวกันนี้ สำหรับเทอมตัวคูณของสมการที่ (ค1.10) พบว่ามีค่าซีโรอยู่ที่ตำแหน่งโดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้

$$N_1(s) = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \right) + \frac{s^2}{z_1 z_2} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_3} + \frac{1}{z_4} \right) + \frac{s^2}{z_3 z_4} \right] \quad (\text{ค1.17})$$

โดยที่  $z_i$  ( $i=1,2,3,4$ ) คือตำแหน่งโพลของสมการที่ ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $z_1$ ,  $z_2$  และ  $z_3$ ,  $z_4$  จะมีตำแหน่งที่แยกจากกัน และหากประมาณว่า  $z_2 \gg z_1$  และ  $z_4 \gg z_3$  จะเขียนสมการที่ (ค1.17) ได้เป็น

$$N_1(s) \cong \left[ 1 - s \frac{1}{z_1} + \frac{s^2}{z_1 z_2} \right] \left[ 1 - s \frac{1}{z_3} + \frac{s^2}{z_3 z_4} \right] \quad (ค1.18)$$

ดังนั้น ทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวคูณของสมการที่ (ค1.18) กับสมการที่ (ค1.10) จะได้ตำแหน่งซีโรทั้งสี่ มีค่าเท่ากับ

$$z_1 = \left[ \frac{(g_{mp} + 3g_{\pi p})}{C_{\pi p}} \right] \quad (ค1.19)$$

$$z_2 = \left[ \frac{g_{mp} C_{\pi p}}{C_{\mu p} (C_{\mu p} - C_{\pi p})} \right] \quad (ค1.20)$$

$$z_3 = \frac{g_{mn}^2}{(C_{\pi n} + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n}))} \quad (ค1.21)$$

$$z_4 = \frac{C_{\pi n} + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n})}{C_{\pi n} C_{\mu n}} \quad (ค1.22)$$

ดังนั้นสมการที่ (ค1.13) ถึง (ค1.16) และสมการที่ (ค1.19) ถึง (ค1.22) หากทำการประมาณค่าโดยทั่วไป จะกำหนดให้  $g_m \gg g_{\pi}$  จะพบว่า โพล  $p_2$  และ  $p_4$  เป็นนอนโดมิแนนซ์โพล (non-dominant pole) และในทำนองเดียวกันนี้ จะได้ค่าซีโร  $z_2$ ,  $z_3$  และ  $z_4$  ที่ไม่มีผลกระทบต่อสมรรถนะทางความถี่ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_{x1}} \cong \frac{1 + s \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}}}{\left( 1 + s \left( \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right)^2 \right) \left( 1 - s \frac{C_{\pi n} (2g_{mn} + g_{\pi n}) + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn} (g_{mn} + g_{\pi n})} \right)} \quad (ค1.23)$$

$$\frac{i_z}{i_{x1}} \cong \frac{H_1 N_1(s)}{(1 + a_1 s)(1 + a_2 s)} \quad (ค1.24)$$

โดยที่

$$H_1 = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} \right)^2 \left( \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} \right)$$

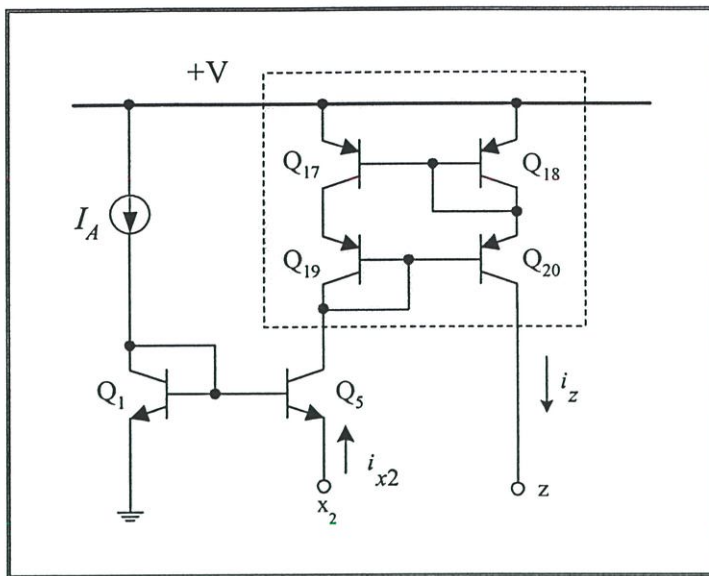
$$N_1(s) = \left( 1 + \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} s \right)$$

$$a_1 = \left( \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right)^2$$

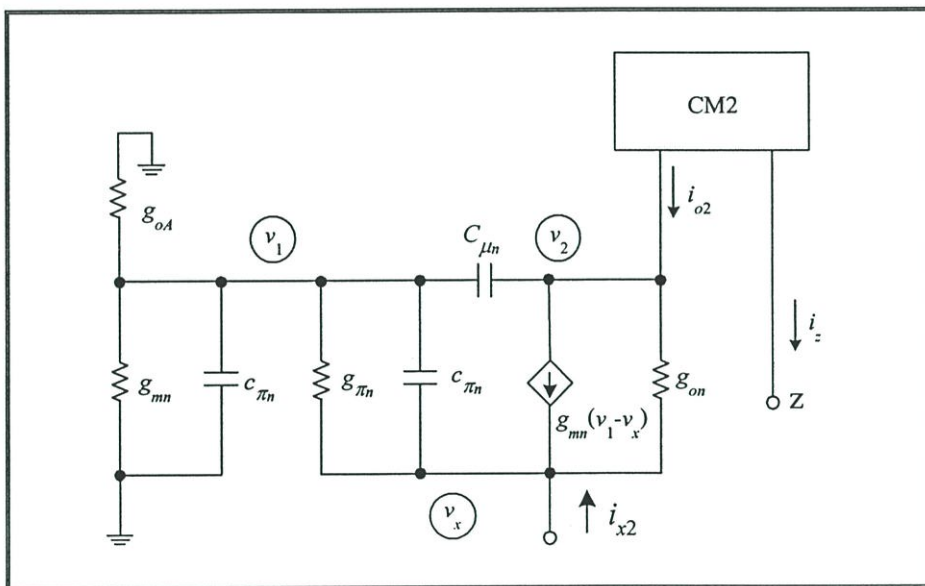
และ

$$a_2 = \left( \frac{C_{m1}(2g_{mn} + g_{m1}) + C_{\mu1}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right) \quad (ก1.25)$$

ค2 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $i_{x2}$  กับขั้ว  $i_z$  ( $i_z / i_{x2}$ )



รูปที่ ค3 วงจรสำหรับวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนกระแสระหว่างขั้ว  $i_{x2}$  กับขั้ว  $i_z$  ( $i_z / i_{x2}$ ) ของวงจร CCVC



รูปที่ ค4 วงจรสมมูลของวงจรดังรูปที่ ค3

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ( $i_z / i_{x2}$ ) ของวงจร CCVC ที่นำเสนอ สามารถทำการวิเคราะห์ได้โดยอาศัยวิธีการเดียวกับการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนกระแส ( $i_z / i_{x1}$ ) แสดงดังรูปที่ ก3 ซึ่งจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ ก4 สามารถวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

จากการวิเคราะห์ส่วนวงจรที่เป็นวงจรทรานส์ลีนีเยร์ จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (ก1.6) คือ

$$i_{o2} = - \left( \left( \frac{1 + s \frac{(C_{m1} + C_{\mu1})(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} + s^2 \frac{C_{m1} C_{\mu1}}{g_{mn}^2}}{1 + s \left( \frac{C_{m1}(2g_{mn} + g_{m1}) + C_{\mu1}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right) + s^2 \left( \frac{C_{m1}^2 + C_{m1} C_{\mu1}}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right)} \right) \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} \right) i_{x2} \quad (\text{ก2.1})$$

วงจรสะท้อนกระแส CM2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_z$  และ  $i_{o2}$  มีค่าเป็น

$$i_z = \left( \left( \frac{1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 3g_{np})} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 3g_{np})}}{1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 2g_{np})} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})}} \right) \left( \frac{g_{mp} + 2g_{np}}{g_{mp} + 3g_{np}} \right) \right) i_{o2} \quad (\text{ก2.2})$$

นำสมการที่ (ก2.1) แทนลงในสมการที่ (ก2.2) เขียนสมการได้เป็น

$$i_z = \left( \left( \left( \frac{1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 3g_{np})} + s^2 \frac{C_{\mu p}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 3g_{np})}}{1 + s \frac{C_{np}}{(g_{mp} + 2g_{np})} + s^2 \frac{C_{np}(C_{\mu p} - C_{np})}{g_{mp}(g_{mp} + 2g_{np})}} \right) \left( \frac{g_{mp} + 2g_{np}}{g_{mp} + 3g_{np}} \right) \right) \left( - \left( \frac{1 + s \frac{(C_m + C_{\mu1})(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} + s^2 \frac{C_m C_{\mu1}}{g_{mn}^2}}{1 + s \left( \frac{C_m(2g_{mn} + g_{m1}) + C_{\mu1}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right) + s^2 \left( \frac{C_m^2 + C_m C_{\mu1}}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right)} \right) \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} \right) \right) i_{x2} \quad (\text{ก2.3})$$

พิจารณาเทอมตัวหารของสมการที่ (ค2.3) พบว่ามีโพลอยู่ที่ตำแหน่ง สามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$D_{2(s)} = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_5} - \frac{1}{p_6} \right) + \frac{s^2}{p_5 p_6} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{p_7} - \frac{1}{p_8} \right) + \frac{s^2}{p_7 p_8} \right] \quad (\text{ค2.4})$$

โดยที่  $p_i$  ( $i=5,6,7,8$ ) คือตำแหน่งโพลของสมการที่ (ค2.4) ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $p_5$ ,  $p_6$  และ  $p_7$ ,  $p_8$  จะมีตำแหน่งที่แยกจากกัน และหากประมาณว่า  $p_6 \gg p_5$  และ  $p_8 \gg p_7$  จะเขียนสมการที่ (ค2.4) ได้เป็น

$$D_{2(s)} \cong \left[ 1 - s \frac{1}{p_5} + \frac{s^2}{p_5 p_6} \right] \left[ 1 - s \frac{1}{p_7} + \frac{s^2}{p_7 p_8} \right] \quad (\text{ค2.5})$$

ดังนั้น ทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวหารของสมการที่ (ค2.5) กับสมการที่ (ค2.3) จะได้ตำแหน่งโพลทั้งสี่ มีค่าเท่ากับ

$$p_5 = \left[ \frac{(g_{mp} + 2g_{\mu p})}{C_{\mu p}} \right] \quad (\text{ค2.6})$$

$$p_6 = \left[ \frac{g_{mp}}{C_{\mu p} - C_{\mu p}} \right] \quad (\text{ค2.7})$$

$$p_7 = \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{\mu n})}{C_{\mu n}(2g_{mn} + g_{\mu n}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\mu n})} \quad (\text{ค2.8})$$

$$p_8 = \frac{C_{\mu n}(2g_{mn} + g_{\mu n}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{\mu n})}{C_{\mu n}(C_{\mu n} + C_{\mu n})} \quad (\text{ค2.9})$$

ในกรณีเดียวกันนี้ สำหรับเทอมตัวคูณของสมการที่ (ค2.3) พบว่ามีค่าซีโรอยู่ที่ตำแหน่งโดยสามารถเขียนแสดงแทนได้ดังนี้

$$N_1(s) = \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_5} + \frac{1}{z_6} \right) + \frac{s^2}{z_5 z_6} \right] \left[ 1 - s \left( \frac{1}{z_7} + \frac{1}{z_8} \right) + \frac{s^2}{z_7 z_8} \right] \quad (\text{ค2.10})$$

โดยที่  $z_i$  ( $i=5,6,7,8$ ) คือตำแหน่งโพลของสมการที่ ซึ่งโดยทั่วไปโพล  $z_5, z_6$  และ  $z_7, z_8$  จะมีตำแหน่งที่แยกจากกัน และหากประมาณว่า  $z_6 \gg z_5$  และ  $z_8 \gg z_7$  จะเขียนสมการที่ (ค2.10) ได้เป็น

$$N_{2(s)} \cong \left[ 1 - s \frac{1}{z_5} + \frac{s^2}{z_5 z_6} \right] \left[ 1 - s \frac{1}{z_7} + \frac{s^2}{z_7 z_8} \right] \quad (\text{ค2.11})$$

ดังนั้น ทำการเทียบสัมประสิทธิ์เทอมตัวคูณของสมการที่ (ค2.11) กับสมการที่ (ค2.3) จะได้ตำแหน่งซีโรทั้งสี่ มีค่าเท่ากับ

$$z_5 = \left[ \frac{(g_{mp} + 3g_{\pi p})}{C_{\pi p}} \right] \quad (\text{ค2.12})$$

$$z_6 = \left[ \frac{g_{mp} C_{\pi p}}{C_{\mu p} (C_{\mu p} - C_{\pi p})} \right] \quad (\text{ค2.13})$$

$$z_7 = \frac{g_{mn}^2}{(C_{\pi n} + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n}))} \quad (\text{ค2.14})$$

$$z_8 = \frac{C_{\pi n} + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n})}{C_{\pi n} C_{\mu n}} \quad (\text{ค2.15})$$

ดังนั้นสมการที่ (ค2.6) ถึง (ค2.9) และสมการที่ (ค2.12) ถึง (ค2.15) หากทำการประมาณค่าโดยทั่วไป จะกำหนดให้  $g_m \gg g_\pi$  จะพบว่า โพล  $p_2$  และ  $p_4$  เป็นนอนโดมิแนนซ์โพล (non-dominant pole) และในทำนองเดียวกันนี้ จะได้ค่าซีโร  $z_2, z_3$  และ  $z_4$  ที่ไม่มีผลกระทบต่อสมรรถนะทางความถี่ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_{x2}} \cong \frac{1 + s \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}}}{\left( 1 + s \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}} \right) \left( 1 - s \frac{C_{\pi n} (2g_{mn} + g_{\pi n}) + C_{\mu n} (g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn} (g_{mn} + g_{\pi n})} \right)} \quad (\text{ค2.16})$$

$$\frac{i_z}{i_{x2}} = \frac{H_2 N_2(s)}{(1 + b_1 s)(1 + b_2 s)} \quad (2.17)$$

โดยที่

$$H_2 = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} \right) \left( \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} \right)$$

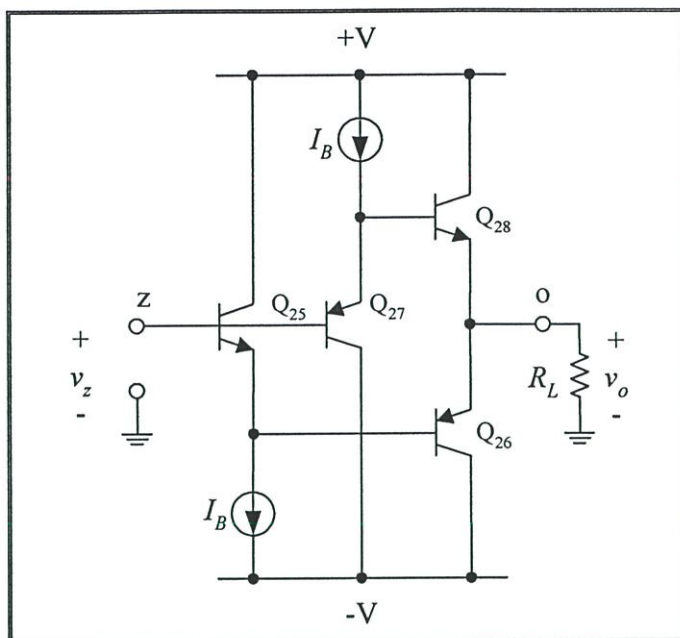
$$N_2(s) = \left( 1 + \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} s \right)$$

$$b_1 = \frac{C_{\pi p}}{g_{mp} + 2g_{\pi p}}$$

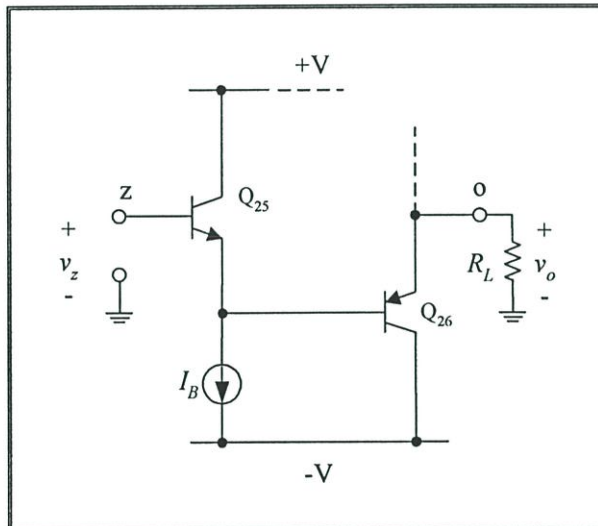
และ

$$b_2 = \left( \frac{C_{m1}(2g_{mn} + g_{m1}) + C_{\mu n}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})} \right) \quad (2.18)$$

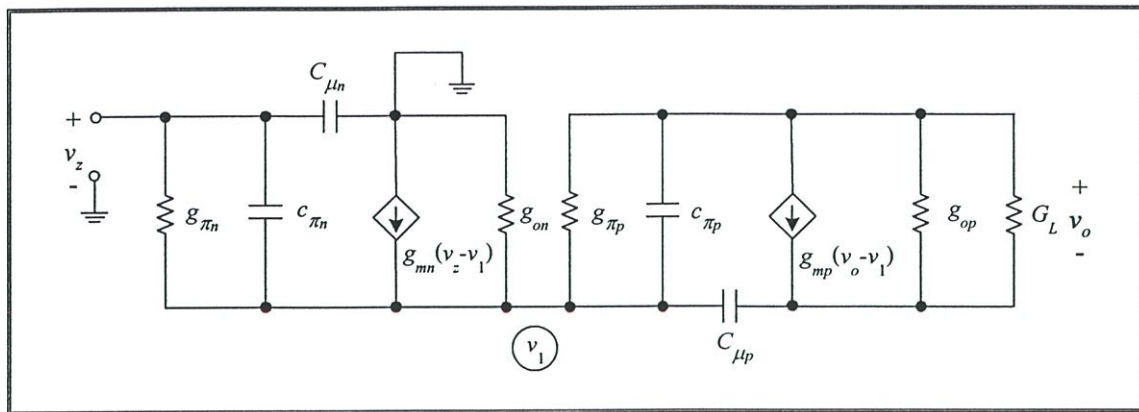
### ค3 การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร CCVC



รูปที่ ค5 วงจรตามแรงดันสำหรับวงจร CCVC ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ ค6 วงจรสำหรับวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันของวงจร CCVC



รูปที่ ๓7 วงจรสมมูลของวงจรคั้งรูปที่ ๓6

รูปที่ ๓5 แสดงส่วนของวงจรตามแรงดันสำหรับวงจร CCVC ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจะเห็นว่า ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณคอลเลคเตอร์ร่วมแบบคอมพลิเมนท์ารี (complementary) จำนวนสองวงจรต่อทำงาน ร่วมกัน [22] ดังนั้นการวิเคราะห์ห้วงจรจึงสามารถพิจารณาได้เพียงวงจรเดียวกันดังรูปที่ ๓6 และวงจร สมมูลสามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ ๓7 การคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันระหว่าง  $v_o$  กับ  $v_z$  สามารถพิจารณาได้ดังนี้

ที่โหนด  $v_1$  ;

$$(g_{mn} + g_{m1} + sC_{\pi1})v_z + (g_{mp} + sC_{\pi p})v_o = [g_{mn} + g_{m1} + g_{mp} + s(C_{\pi1} + C_{\pi p})]v_1$$

จัดเรียงสมการใหม่ได้เป็น

$$v_1 = \frac{(g_{mn} + g_{m1} + sC_{\pi1})v_z + (g_{mp} + sC_{\pi p})v_o}{g_{mn} + g_{m1} + g_{mp} + s(C_{\pi1} + C_{\pi p})} \quad (๓3.1)$$

โดยที่  $g_{mn} = g_{m25} = g_{m28}$  ,  $g_{mp} = g_{m26} = g_{m27}$  ,  $g_{m1} = g_{\pi25} = g_{\pi28}$  ,  $g_{\pi p} = g_{\pi26} = g_{\pi27}$  ,  
 $C_{\pi1} = C_{\pi25} = C_{\pi28}$  ,  $C_{\pi p} = C_{\pi26} = C_{\pi27}$

ที่โหนด  $v_o$  ;

$$(g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_1 = (G_L + g_{mp} + g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_o \quad (๓3.2)$$

เมื่อ  $G_L = 1/R_L$  และเมื่อแทนค่า  $v_1$  จากสมการที่ (ค3.1) จะได้

$$(g_p + sC_{\pi p}) \left[ \frac{(g_n + sC_{\pi m})v_z + (g_{\pi p} + sC_{\pi p})v_o}{g_n + g_{\pi p} + s(C_{\pi m} + C_{\pi p})} \right] = (G_L + g_p + sC_{\pi p})v_o$$

จัดเรียงสมการใหม่ได้เป็น

$$(g_p + sC_{\pi p})(g_n + sC_{\pi m})v_z = [(g_n + g_{\pi p} + s(C_{\pi m} + C_{\pi p}))(G_L + g_p + sC_{\pi p}) - (g_p + sC_{\pi p})(g_{\pi p} + sC_{\pi p})]v_o$$

เมื่อ  $g_p = g_{mp} + g_{\pi p}$  และ  $g_n = g_{mn} + g_{\pi m}$  สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{v_o}{v_z} \cong \frac{H_3 N_3(s)}{(1 + c_1 s + c_2 s^2)} \quad (\text{ค3.3})$$

โดยที่

$$H_3 = \frac{g_n g_p}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{\pi p}}$$

$$N_3(s) = \left(1 + \frac{C_{\pi m}}{g_n} s\right) \left(1 + \frac{C_{\pi p}}{g_p} s\right)$$

$$c_1 = \frac{(G_L + g_p)C_{\pi m} + (G_L + g_n)C_{\pi p}}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{\pi p}}$$

และ

$$c_2 = \frac{C_{\pi m} C_{\pi p}}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{\pi p}} \quad (\text{ค3.4})$$

## ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส และ  
ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร CCVC

ง1 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส  $\varepsilon_{ix1}$  ของวงจร CCVC

หากพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) สมการที่ (3.6) จะประมาณได้เท่ากับ

$$\frac{i_z}{i_{x1}} \Big|_{\omega \cong 0} = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{\pi p}}{g_{mp} + 3g_{\pi p}} \right)^2 \left( \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{\pi n})}{g_{mn}^2} \right) \quad (ง1.1)$$

เมื่อคุณสมบัตินำในการส่งผ่านกระแสของวงจร สามารถเขียนอธิบายอยู่ในเทอมของค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส  $\varepsilon_{ix1}$  ของวงจรในรูปทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_{x1}} = \frac{1}{1 + \varepsilon_{ix1}} \quad (ง1.2)$$

ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (ง1.1) กับสมการที่ (ง1.2) แล้ว จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้ คือ

$$1 + \varepsilon_{ix1} = \frac{g_{mn}^2 (g_{mp} + 3g_{\pi p})^2}{g_{mn} (g_{mn} + g_{\pi n}) (g_{mp} + 2g_{\pi p})^2}$$

หรือเขียนใหม่ ได้เป็น

$$\varepsilon_{ix1} = \frac{g_{mn} (2g_{mp}g_{\pi p} + 5g_{\pi p}^2) - g_{\pi n} (g_{mp} + 2g_{\pi p})^2}{g_{mn} (g_{mp} + 2g_{\pi p})^2 + g_{\pi n} (g_{mp} + 2g_{\pi p})^2} \quad (ง1.3)$$

## ง2 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส $\mathcal{E}_{ix2}$ ของวงจร CCVC

หากพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) สมการที่ (3.12) จะประมาณได้เท่ากับ

$$\left. \frac{i_z}{i_{x2}} \right|_{\omega \cong 0} = \left( \frac{g_{mp} + 2g_{mp}}{g_{mp} + 3g_{mp}} \right) \left( \frac{g_{mn}(g_{mn} + g_{m1})}{g_{mn}^2} \right) \quad (\text{ง2.1})$$

เมื่อคุณสมบัติในการส่งผ่านกระแสของวงจร สามารถเขียนอธิบายอยู่ในเทอมของค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านกระแส  $\mathcal{E}_{ix2}$  ของวงจรในรูปทั่วไปดังนี้

$$\frac{i_z}{i_{x2}} = \frac{1}{1 + \mathcal{E}_{ix2}} \quad (\text{ง2.2})$$

ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (ง2.1) กับสมการที่ (ง2.2) แล้ว จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้ คือ

$$1 + \mathcal{E}_{ix2} = \frac{g_{mn}^2 (g_{mp} + 3g_{mp})}{g_{mn} (g_{mn} + g_{m1}) (g_{mp} + 2g_{mp})}$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$\mathcal{E}_{ix2} = \frac{g_{mn}g_{mp} - g_{m1}(g_{mp} + 2g_{mp})}{g_{mn}(g_{mp} + 2g_{mp}) + g_{m1}(g_{mp} + 2g_{mp})} \quad (\text{ง2.3})$$

### ง3 การวิเคราะห์หาค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดัน $\varepsilon_v$ ของวงจร CCVC

พิจารณา ที่ความถี่ต่ำ ( $\omega \cong 0$ ) สมการที่ (3.17) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันเท่ากับ

$$\left. \frac{v_o}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \frac{g_n g_p}{(G_L + g_p)g_n + G_L g_{mp}} \right] \quad (ง3.1)$$

เมื่อ  $g_p = g_{mp} + g_{\pi p}$  และ  $g_n = g_{mn} + g_{\pi n}$  ดังนั้นสมการที่ (ง3.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left. \frac{v_o}{v_z} \right|_{\omega \cong 0} = \left[ \frac{(g_{mn} + g_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p})}{(g_{mn} + g_{\pi n})(G_L + g_{mp} + g_{\pi p}) + G_L g_{\pi p}} \right] \quad (ง3.2)$$

เมื่อคุณสมบัติในการส่งผ่านแรงดัน สามารถเขียนอธิบายในรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$\frac{v_o}{v_z} = \frac{1}{1 + \varepsilon_v} \quad (ง3.3)$$

โดยที่  $\varepsilon_v$  คือ ค่าความคลาดเคลื่อนในการส่งผ่านแรงดันของวงจร ดังนั้นทำการเปรียบเทียบสมการที่ (ง3.2) กับสมการที่ (ง3.3) จะได้

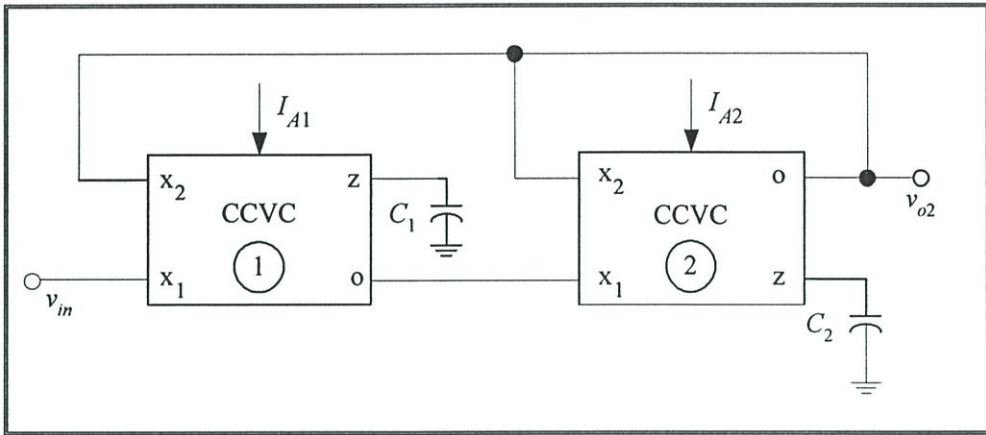
$$\varepsilon_v = \left[ \frac{G_L (g_{mn} + g_{\pi n} + g_{\pi p})}{(g_{mn} + g_{\pi n})(g_{mp} + g_{\pi p})} \right] \quad (ง3.4)$$

## ภาคผนวก จ

## การวิเคราะห์การทำงานรูปแบบต่างๆ ในการนำวงจร CCVC มาประยุกต์ใช้งาน

จากคุณสมบัติของวงจร CCVC ดังสมการที่ (3.6) นำมาวิเคราะห์วงจรที่ทำการออกแบบประยุกต์ใช้งานรูปแบบต่างๆ ในภาคผนวกนี้ เมื่อ  $i_{zi} = i_{x_i} - i_{x_2i}$  โดยที่  $i_{zi}$  คือ กระแสที่ขั้ว z ของวงจร CCVC  $i_{x_i}$  คือ กระแสที่ขั้ว  $x_i$  และ  $i_{x_2i}$  คือ กระแสที่ขั้ว  $x_2$  ของวงจร CCVC ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ตามลำดับ

## จ1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านโดยใช้วงจร CCVC



รูปที่ จ1 วงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้วงจร CCVC

จากรูป จ1 ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้ดังนี้

## วิเคราะห์ที่ CCVC 1

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_{z1}$  กับ แรงดัน  $v_{in}$  มีค่าเท่ากับ

$$i_{z1} = \frac{v_{in}}{R_{x1}} - \frac{v_{o2}}{R_{x1}} \quad (\text{จ1.1})$$

ที่ขั้วแรงดันเอาต์พุต  $v_{o1}$  ได้เป็น

$$v_{o1} = v_{z1} = i_{z1} \frac{1}{sC_1} \quad (จ1.2)$$

นำสมการที่ (จ1.1) แทนลงในสมการที่ (จ1.2) จะได้

$$v_{o1} = (v_m - v_{o2}) \frac{1}{sR_{x1}C_1} \quad (จ1.3)$$

วิเคราะห์ที่ CCVC 2

ที่ขั้วกระแส  $i_{z2}$  จะได้

$$i_{z2} = \frac{v_{o1}}{R_{x2}} - \frac{v_{o2}}{R_{x2}} \quad (จ1.4)$$

ที่ขั้วแรงดันเอาต์พุต  $v_{o2}$  ได้เป็น

$$v_{o2} = v_{z2} = i_{z2} \frac{1}{sC_2} \quad (จ1.5)$$

นำสมการที่ (จ1.4) แทนลงในสมการที่ (จ1.5) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$v_{o2} = (v_{o1} - v_{o2}) \frac{1}{sR_{x2}C_2} \quad (จ1.6)$$

สมการที่ (จ1.6) จัดรูปสมการได้เป็น

$$v_{o2}(sR_{x2}C_2) = v_{o1} - v_{o2}$$

$$v_{o2}(1 + sR_{x2}C_2) = v_{o1} \quad (จ1.7)$$

นำสมการที่ (จ1.3) แทนลงในสมการที่ (จ1.7) จะได้

$$v_{o2}(1 + sR_{x2}C_2) = \frac{1}{sR_{x1}C_1}(v_{in} - v_{o2})$$

$$v_{o2}(1 + sR_{x2}C_2)sR_{x1}C_1 = v_{in} - v_{o2}$$

$$v_{o2}(s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x1}R_{x2}C_1C_2 + 1) = v_{in}$$

$$\frac{v_{o2}}{v_{in}} = \frac{1}{s^2R_{x1}R_{x2}C_1C_2 + sR_{x1}R_{x2}C_1C_2 + 1} \quad (\text{จ1.8})$$

นำ  $\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}$  คูณทั้งเศษและส่วนของสมการที่ (จ1.8) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน (voltage transfer function) เท่ากับ

$$\frac{v_{o2}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}}{s^2 + s\frac{1}{R_{x2}C_2} + \frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (\text{จ1.9})$$

โดยที่รูปแบบมาตรฐานของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณแบบความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง คือ

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (\text{จ1.10})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (จ1.9) จะได้ค่าความถี่เชิงมุมธรรมชาติ (natural angular frequency,  $\omega_0$ ) เท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (\text{จ1.11})$$

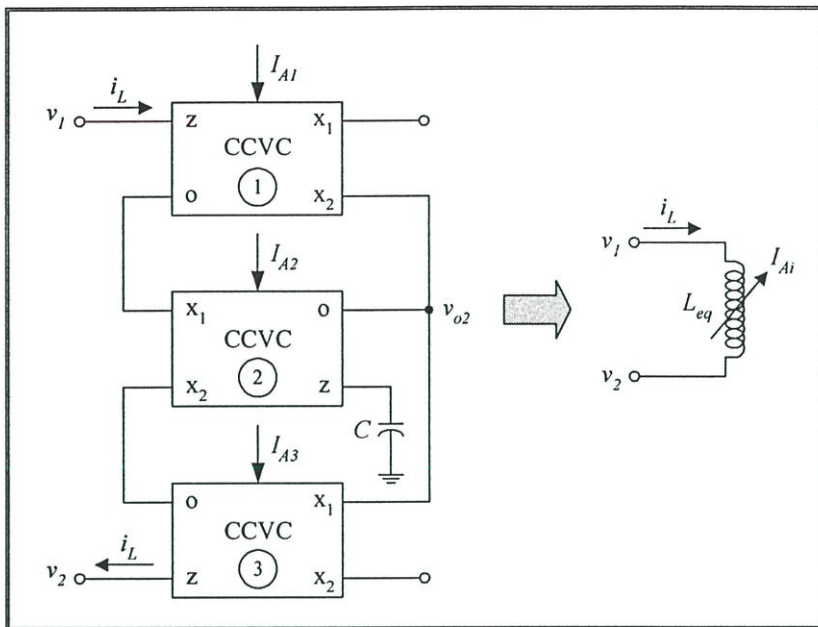
และค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor,  $Q$ ) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R_{x2}C_2}$$

$$Q = \frac{\frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}}}{\frac{1}{R_{x2}C_2}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_{x2}C_2}}{\sqrt{R_{x1}C_1}} = \sqrt{\frac{R_{x2}C_2}{R_{x1}C_1}} \quad (จ1.12)$$

จ2 การวิเคราะห์การทำงานวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวโดยใช้วงจร CCVC



รูปที่ จ2 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยใช้ CCVC

จากรูปที่ จ2 สามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้ดังนี้

วิเคราะห์ที่ CCVC 1

$$i_{z1} = \frac{v_1}{R_{x1}} \tag{จ2.1}$$

วิเคราะห์ที่ CCVC 2

$$i_{z2} = i_{x12} - i_{x22}$$

$$i_{z2} = i_{z1} - i_{z3} \tag{จ2.2}$$

วิเคราะห์ที่ CCVC 3

$$i_{z3} = \frac{v_3}{R_{x3}} \tag{จ2.3}$$

นำสมการที่ (จ2.1) และ (จ2.3) แทนในสมการที่ (จ2.2)

$$i_{z2} = \left( \frac{v_1}{R_{x1}} - \frac{v_2}{R_{x3}} \right) \frac{1}{R_{x2}} \quad (\text{จ2.4})$$

หากกำหนดให้  $R_{x1} = R_{x3}$  แล้วสมการที่ (จ2.4) จะเขียนใหม่ กลายเป็น

$$i_{z2} = \frac{(v_1 - v_2)}{R_{x1}R_{x2}}$$

ที่ขั้วแรงดัน  $v_{o2}$  จะมีค่าเป็น

$$v_{o2} = v_{z2} = \frac{i_{z2}}{sCR_{x1}R_{x2}}$$

จะได้กระแสอินพุท  $i_L$  เท่ากับ

$$i_L = \frac{(v_1 - v_2)}{s(R_{x1}R_{x2}C)} \quad (\text{จ2.5})$$

โดยที่  $R_{xi}$  คือ ค่าความต้านทานแฝง (parasitic resistance) ที่ขั้ว  $x_1$  หรือ  $x_2$  ของวงจร CCVC ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2$  และ  $3$ ) ตามลำดับ

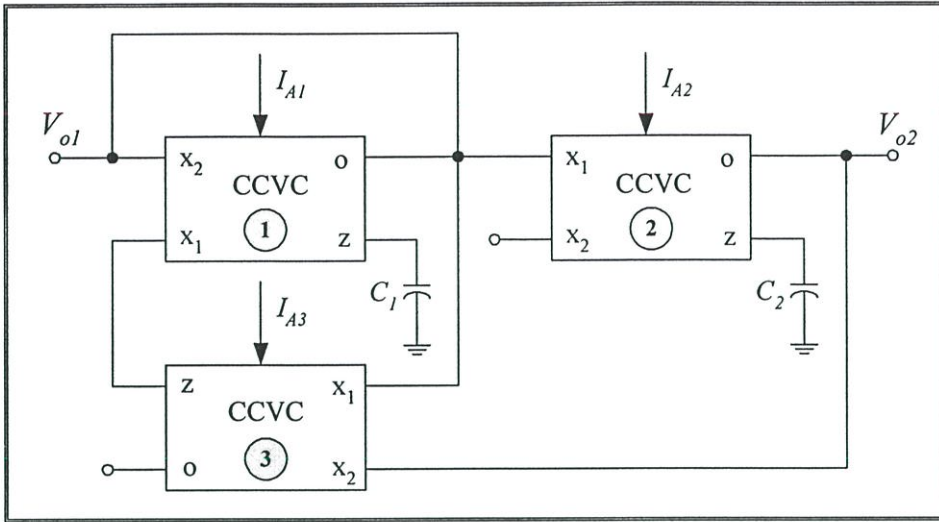
ค่าอิมพีแดนซ์อินพุท ( $Z_{in}$ ) มีค่าเท่ากับ

$$Z_{in} = \frac{v_1 - v_2}{i_L} = s(R_{x1}R_{x2}C) \quad (\text{จ2.6})$$

และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (equivalent inductance,  $L_{eq}$ ) เท่ากับ

$$L_{eq} \cong R_{x1}R_{x2}C \quad (\text{จ2.7})$$

จ3 การวิเคราะห์หาค่าสมการคุณลักษณะของวงจร ออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC



รูปที่ จ3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC

วิเคราะห์ที่ CCVC 1

$$i_{z1} = i_{z3} - \frac{v_{o1}}{R_{x1}} \quad (จ3.1)$$

$$v_{o1} = v_{z1} = i_{z1} \frac{1}{sC_1} \quad (จ3.2)$$

วิเคราะห์ที่ CCVC 2

$$i_{z2} = i_{p2} - i_{n2}$$

$$i_{z2} = \frac{v_{o1}}{R_{x2}}$$

$$v_{o2} = i_{z2} \frac{1}{sC_2 R_{x2}} \quad (จ3.3)$$

## วิเคราะห์ที่ CCVC 3

$$i_{z3} = i_{p3} - i_{n3}$$

$$i_{z3} = \frac{v_{o1}}{R_{x3}} - \frac{v_{o2}}{R_{x3}} \quad (จ3.4)$$

นำสมการที่ (จ3.4) แทนลงในสมการที่ (จ3.1)

$$i_{z1} = \left( \frac{v_{o1}}{R_{x3}} - \frac{v_{o2}}{R_{x3}} \right) - \frac{v_{o1}}{R_{x1}}$$

$$v_{o1} = \left[ \left( \frac{v_{o1}}{R_{x3}} - \frac{v_{o2}}{R_{x3}} \right) - \frac{v_{o1}}{R_{x1}} \right] \frac{1}{sC_1}$$

$$v_{o1} = \frac{v_{o1}(R_{x1} - R_{x3}) - v_{o2}R_{x1}}{sC_1R_{x1}R_{x3}}$$

$$v_{o1}(sC_1R_{x1}R_{x3} - (R_{x1} - R_{x3})) = -v_{o2}R_{x1} \quad (จ3.5)$$

นำสมการที่ (จ3.3) แทนในสมการที่ (จ3.5)

$$v_{o1}(sC_1R_{x1}R_{x3} - R_{x1} + R_{x3}) = -\frac{v_{o1}R_{x1}}{sC_2R_{x2}}$$

$$sC_2R_{x2}(sC_1R_{x1}R_{x3} - R_{x1} + R_{x3}) = -R_{x1}$$

$$s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2}R_{x3} - sC_2R_{x1}R_{x2} + sC_2R_{x2}R_{x3} = -R_{x1} \quad (จ3.5)$$

นำ  $C_1C_2R_{x1}R_{x2}R_{x3}$  หารทั้งสองข้างของสมการที่ (จ3.5) จะได้

$$s^2 + \frac{s}{C_1} \left( \frac{1}{R_{x1} - R_{x3}} \right) + \frac{1}{C_1C_2R_{x2}R_{x3}} = 0 \quad (จ3.6)$$

#### จ4 การวิเคราะห์การทำงานกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรออสซิลเลเตอร์

##### แบบควอดร่าเจอร์แบบปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจร CCVC

ผลกระทบเนื่องจากคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของวงจร CCVC ที่มีสมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่น่าเสนอ สามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจร CCVC กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{xi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{xi} \\ 0 & 0 & \alpha_{pi} & -\alpha_{ni} \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (จ4.1)$$

เมื่อ  $\alpha_{pi} = 1 - \varepsilon_{pi}$  และ  $\varepsilon_{pi} (\varepsilon_{pi} \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_1$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\alpha_{ni} = 1 - \varepsilon_{ni}$  และ  $\varepsilon_{ni} (\varepsilon_{ni} \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\beta_i = 1 - \varepsilon_{vi}$  และ  $\varepsilon_{vi} (\varepsilon_{vi} \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $o$  ของวงจร CCVC ตัวที่  $i$  ตามลำดับ

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส สามารถวิเคราะห์การทำงานของกรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้

##### วิเคราะห์ที่ CCVC 1

$$i_{z1} = \alpha_{p1} i_{z3} - \alpha_{n1} i_{n1}$$

ดังนั้น

$$i_{z1} = \alpha_{p1} i_{z3} - \beta_1 \alpha_{n1} \frac{v_{o1}}{R_{x1}} \quad (จ4.2)$$

$$v_{o1} = v_{z1} = i_{z1} \frac{1}{sC_1}$$

จะได้

$$v_{o1} = \frac{\alpha_{p1} i_{z3} - \beta_1 \alpha_{n1} v_{o1}}{sC_1 R_{x1}} \quad (จ4.3)$$

## วิเคราะห์ที่ CCVC 2

$$i_{z2} = \alpha_{p2} i_{p2}$$

$$i_{z2} = \beta_1 \alpha_{p2} \frac{v_{o1}}{R_{x2}} \quad (จ4.4)$$

$$v_{o2} = v_{z2} = i_{z2} \frac{1}{sC_2}$$

$$v_{o2} = \beta_1 \alpha_{p2} \frac{v_{o1}}{sC_2 R_{x2}} \quad (จ4.5)$$

## วิเคราะห์ที่ CCVC 3

$$i_{z1} = \alpha_{p3} i_{p3} - \alpha_{n3} i_{n3}$$

จะได้

$$i_{z3} = \frac{\beta_1 \alpha_{p3} v_{o1} - \beta_2 \alpha_{n3} v_{o2}}{R_{x3}} \quad (จ4.6)$$

นำสมการที่ (จ4.6) แทนลงในสมการที่ (จ4.3) จะได้

$$v_{o1} = \frac{\beta_1 \alpha_{p1} \alpha_{p3} R_{x1} v_{o1} - \beta_2 \alpha_{p1} \alpha_{n3} R_{x1} v_{o2} - \beta_1 \alpha_{n1} R_{x3} v_{o1}}{sC_1 R_{x1} R_{x3}}$$

$$v_{o1} = \frac{\beta_1 \alpha_{p3} R_{x1} v_{o1} - \beta_2 \alpha_{n3} R_{x1} v_{o2} - \beta_1 \alpha_{n1} R_{x3} v_{o1}}{sC_1 R_{x1} R_{x3}}$$

จัดรูปสมการใหม่ จะได้

$$v_{o1} (sC_1 R_{x1} R_{x3} - \beta_1 \alpha_{p3} R_{x1} + \beta_1 \alpha_{n1} R_{x3}) = -\beta_2 \alpha_{n3} R_{x1} v_{o2} \quad (จ4.7)$$

นำสมการที่ (จ4.5) แทนลงในสมการที่ (จ4.7) จะได้

$$v_{o1}(sC_1R_{x1}R_{x3} - \beta_1\alpha_{p3}R_{x1} + \beta_1\alpha_{n1}R_{x3}) = -\beta_1\beta_2\alpha_{p2}\alpha_{n3}R_{x1} \frac{v_{o1}}{sC_2R_{x2}}$$

$$sC_2R_{x2}(sC_1R_{x1}R_{x3} - \beta_1\alpha_{p3}R_{x1} + \beta_1\alpha_{n1}R_{x3}) = -\beta_1\beta_2\alpha_{p2}\alpha_{n3}R_{x1}$$

ทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้

$$s^2C_1C_2R_{x1}R_{x2}R_{x3} - \beta_1\alpha_{p3}sC_2R_{x1}R_{x2} + \beta_1\alpha_{n1}sC_2R_{x2}R_{x3} = -\beta_1\beta_2\alpha_{p2}\alpha_{n3}R_{x1} \quad (จ4.8)$$

นำ  $C_1C_2R_{x1}R_{x2}R_{x3}$  หารทั้งสองข้างของสมการที่ (จ4.8) จะได้สมการคุณลักษณะของวงจรนี้ไม่เป็นอูคมคติเท่ากับ

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{\beta_1\alpha_{n1}}{R_{x1}} - \frac{\beta_1\alpha_{p3}}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{\beta_1\beta_2\alpha_{p2}\alpha_{n3}}{C_1C_2R_{x2}R_{x3}} \right) = 0 \quad (จ4.9)$$

## จ5 การวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทิฟ และอุปกรณ์พาสซีฟ

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

$$\frac{\% \text{change in } Y}{\% \text{change in } x} = \frac{(\Delta Y / Y) \times 100\%}{(\Delta x / x) \times 100\%} \quad (จ5.1)$$

ซึ่งหมายความว่า ในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่ตื้นั้น อัตราส่วนที่ได้จากสมการที่ (จ5.1) ต้องมีค่าต่างๆ ทั่วไปควรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อกำหนดให้  $S_x^Y$  แทนถึงค่าความไวของพารามิเตอร์  $Y$  ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าองค์ประกอบ  $x$  ดังนั้นสมการที่ (จ5.1) จึงเขียนใหม่กลายเป็น

$$S_x^Y = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta x / x} = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x} \quad (จ5.2)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบแอกทิฟและพาสซีฟของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดราราเจอร์ที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งมีค่าความถี่ในการออสซิลเลท  $\omega_{on}$

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (จ5.3)$$

จึงเป็นการพิจารณาค่าความไว  $\omega_{on}$  ของวงจรต่อการแปรค่าองค์ประกอบแอกทิฟ  $\alpha_{p2}$ ,  $\alpha_{n3}$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $R_{x1}$ ,  $R_{x2}$  และองค์ประกอบพาสซีฟ  $C_1$  และ  $C_2$  ในวงจร โดยมีขั้นตอนวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

ค่าความไวของ  $\omega_{on}$  ต่อการเปลี่ยนแปลง  $\alpha_{p2}$  หรือ

$$S_{\alpha_{p2}}^{\omega_{on}} = \frac{\alpha_{p2}}{\omega_{on}} \frac{\partial \omega_{on}}{\partial \alpha_{p2}} \quad (จ5.4)$$

แทนค่า  $\omega_{on}$  จากสมการที่ (จ5.3) จะได้

$$S_{\alpha_{p2}}^{\omega_{on}} = \left[ \frac{\alpha_{p2}}{\left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}\beta_1\beta_2}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right)^{1/2}} \right] \left[ \frac{\partial \left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}\beta_1\beta_2}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right)^{1/2}}{\partial \alpha_{p2}} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \left[ \frac{(\alpha_{p2})^{1/2}}{\left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}\beta_1\beta_2}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right)^{1/2}} \right] \left( \frac{\alpha_{p2}\alpha_{n3}\beta_1\beta_2}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right)^{-1/2} \left( \frac{\alpha_{n3}\beta_1\beta_2}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right)$$

$$S_{\alpha_{p2}}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (15.5)$$

และอาศัยวิธีการเดียวกันจะได้

$$S_{\alpha_{n3}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_1}^{\omega_{on}} = S_{\beta_2}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (15.6)$$

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_{on}} = S_{R_{x1}, R_{x2}}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (15.7)$$

และ

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p3}}^{\omega_{on}} = S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_3}^{\omega_{on}} = 0 \quad (15.8)$$

ภาคผนวก ฉ

คู่มือการใช้งาน IC เบอร์ CA3096



# CA3096, CA3096A, CA3096C

December 1997

NPN/PNP Transistor Arrays

## Applications

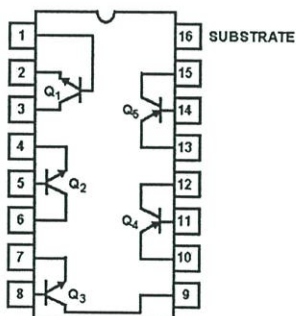
- Five-Independent Transistors
  - Three NPN and
  - Two PNP
- Differential Amplifiers
- DC Amplifiers
- Sense Amplifiers
- Level Shifters
- Timers
- Lamp and Relay Drivers
- Thyristor Firing Circuits
- Temperature Compensated Amplifiers
- Operational Amplifiers

## Ordering Information

| PART NUMBER<br>(BRAND) | TEMP.<br>RANGE (°C) | PACKAGE                     | PKG.<br>NO. |
|------------------------|---------------------|-----------------------------|-------------|
| CA3096AE               | -55 to 125          | 16 Ld PDIP                  | E16.3       |
| CA3096AM<br>(3096A)    | -55 to 125          | 16 Ld SOIC                  | M16.15      |
| CA3096AM96<br>(3096A)  | -55 to 125          | 16 Ld SOIC Tape<br>and Reel | M16.15      |
| CA3096CE               | -55 to 125          | 16 Ld PDIP                  | E16.3       |
| CA3096E                | -55 to 125          | 16 Ld PDIP                  | E16.3       |
| CA3096M<br>(3096)      | -55 to 125          | 16 Ld SOIC                  | M16.15      |
| CA3096M96<br>(3096)    | -55 to 125          | 16 Ld SOIC Tape<br>and Reel | M16.15      |

## Pinout

CA3096, CA3096A, CA3096C  
(PDIP, SOIC)  
TOP VIEW



## Description

The CA3096C, CA3096, and CA3096A are general purpose high voltage silicon transistor arrays. Each array consists of five independent transistors (two PNP and three NPN types) on a common substrate, which has a separate connection. Independent connections for each transistor permit maximum flexibility in circuit design.

Types CA3096A, CA3096, and CA3096C are identical, except that the CA3096A specifications include parameter matching and greater stringency in  $I_{CBO}$ ,  $I_{CEO}$ , and  $V_{CE(SAT)}$ . The CA3096C is a relaxed version of the CA3096.

## CA3096, CA3096A, CA3096C Essential Differences

| CHARACTERISTIC              | CA3096A | CA3096  | CA3096C |
|-----------------------------|---------|---------|---------|
| $V_{(BR)CEO}$ (V) (Min)     | NPN     | 35      | 24      |
|                             | PNP     | -40     | -24     |
| $V_{(BR)CBO}$ (V) (Min)     | NPN     | 45      | 30      |
|                             | PNP     | -40     | -24     |
| $h_{FE}$ at 1mA             | NPN     | 150-500 | 100-670 |
|                             | PNP     | 20-200  | 15-200  |
| $h_{FE}$ at 100 $\mu$ A     | PNP     | 40-250  | 30-300  |
| $I_{CBO}$ (nA) (Max)        | NPN     | 40      | 100     |
|                             | PNP     | -40     | -100    |
| $I_{CEO}$ (nA) (Max)        | NPN     | 100     | 1000    |
|                             | PNP     | -100    | -1000   |
| $V_{CE SAT}$ (V) (Max)      | NPN     | 0.5     | 0.7     |
|                             | PNP     | 0.7     | 0.7     |
| $ V_{IO} $ (mV) (Max)       | NPN     | 5       | -       |
|                             | PNP     | 5       | -       |
| $ I_{IO} $ ( $\mu$ A) (Max) | NPN     | 0.6     | -       |
|                             | PNP     | 0.25    | -       |

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC Handling Procedures.  
1-888-INTERSIL or 321-724-7143 | Copyright © Intersil Corporation 1999

File Number 595.4

CA3096, CA3096A, CA3096C

Absolute Maximum Ratings

|  | NPN  | PNP   |
|--|------|-------|
| Collector-to-Emitter Voltage, $V_{CE0}$            |      |       |
| CA3096, CA3096A                                    | 35V  | -40V  |
| CA3096C  | 24V  | -24V  |
| Collector-to-Base Voltage, $V_{CBO}$               |      |       |
| CA3096, CA3096A                                    | 45V  | -40V  |
| CA3096C  | 30V  | -24V  |
| Collector-to-Substrate Voltage, $V_{CIO}$ (Note 1) |      |       |
| CA3096, CA3096A                                    | 45V  | -     |
| CA3096C  | 30V  | -     |
| Emitter-to-Substrate Voltage, $V_{EIO}$            |      |       |
| CA3096, CA3096A                                    | -    | -40V  |
| CA3096C  | -    | -24V  |
| Emitter-to-Base Voltage, $V_{EBO}$                 |      |       |
| CA3096, CA3096A                                    | 6V   | -40V  |
| CA3096C  | 6V   | -24V  |
| Collector Current, $I_C$ (All Types)               | 50mA | -10mA |

Operating Conditions

Temperature Range .....-55°C to 125°C

Thermal Information

|   | $\theta_{JA}$ (°C/W)          |
|---|-------------------------------|
| Thermal Resistance (Typical, Note 2)                |                               |
| PDIP Package  | 90                            |
| SOIC Package  | 125                           |
| Maximum Power Dissipation (Each Transistor, Note 3) | 200mW                         |
| Maximum Junction Temperature (Plastic Package)      | 150°C                         |
| Maximum Storage Temperature Range                   | -65°C to 150°C                |
| Maximum Lead Temperature (Soldering 10s)            | 300°C (SOIC - Lead Tips Only) |

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

1. The collector of each transistor of the CA3096 is isolated from the substrate by an integral diode. The substrate (Terminal 16) must be connected to the most negative point in the external circuit to maintain isolation between transistors and to provide for normal transistor action.
2.  $\theta_{JA}$  is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.
3. Care must be taken to avoid exceeding the maximum junction temperature. Use the total power dissipation (all transistors) and thermal resistances to calculate the junction temperature.

Electrical Specifications For Equipment Design. At  $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER                                  | TEST CONDITIONS                   | CA3096 |       |      | CA3096A |        |      | CA3096C |       |      | UNITS |
|--|-----------------------------------|--------|-------|------|---------|--------|------|---------|-------|------|-------|
|  |                                   | MIN    | TYP   | MAX  | MIN     | TYP    | MAX  | MIN     | TYP   | MAX  |       |
| DC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR |                                   |        |       |      |         |        |      |         |       |      |       |
| $I_{CBO}$                                  | $V_{CB} = 10V, I_E = 0$           | -      | 0.001 | 100  | -       | 0.001  | 40   | -       | 0.001 | 100  | nA    |
| $I_{CEO}$                                  | $V_{CE} = 10V, I_B = 0$           | -      | 0.006 | 1000 | -       | 0.006  | 100  | -       | 0.006 | 1000 | nA    |
| $V_{(BR)CEO}$                              | $I_C = 1mA, I_B = 0$              | 35     | 50    | -    | 35      | 50     | -    | 24      | 35    | -    | V     |
| $V_{(BR)CBO}$                              | $I_C = 10\mu A, I_E = 0$          | 45     | 100   | -    | 45      | 100    | -    | 30      | 80    | -    | V     |
| $V_{(BR)CIO}$                              | $I_{CI} = 10\mu A, I_B = I_E = 0$ | 45     | 100   | -    | 45      | 100    | -    | 30      | 80    | -    | V     |
| $V_{(BR)EBO}$                              | $I_E = 10\mu A, I_C = 0$          | 6      | 8     | -    | 6       | 8      | -    | 6       | 8     | -    | V     |
| $V_Z$                                      | $I_Z = 10\mu A$                   | 6      | 7.9   | 9.8  | 6       | 7.9    | 9.8  | 6       | 7.9   | 9.8  | V     |
| $V_{CE SAT}$                               | $I_C = 10mA, I_B = 1mA$           | -      | 0.24  | 0.7  | -       | 0.24   | 0.5  | -       | 0.24  | 0.7  | V     |
| $V_{BE}$ (Note 4)                          | $I_C = 1mA, V_{CE} = 5V$          | 0.6    | 0.69  | 0.78 | 0.6     | 0.69   | 0.78 | 0.6     | 0.69  | 0.78 | V     |
| $h_{FE}$ (Note 4)                          |                                   | 150    | 390   | 500  | 150     | 390    | 500  | 100     | 390   | 670  |       |
| $ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4)        | $I_C = 1mA, V_{CE} = 5V$          | -      | 1.9   | -    | -       | 1.9    | -    | -       | 1.9   | -    | mV/°C |
| DC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR |                                   |        |       |      |         |        |      |         |       |      |       |
| $I_{CBO}$                                  | $V_{CB} = -10V, I_E = 0$          | -      | -0.06 | -100 | -       | -0.006 | -40  | -       | -0.06 | -100 | nA    |

## CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications For Equipment Design, At  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (Continued)

| PARAMETER                           | TEST CONDITIONS                                    | CA3096 |       |       | CA3096A |       |      | CA3096C |       |       | UNITS                      |
|-------------------------------------|--|--------|-------|-------|---------|-------|------|---------|-------|-------|----------------------------|
|                                     |  | MIN    | TYP   | MAX   | MIN     | TYP   | MAX  | MIN     | TYP   | MAX   |                            |
| $I_{CEO}$                           | $V_{CE} = -10\text{V}$ ,<br>$I_B = 0$              | -      | -0.12 | -1000 | -       | -0.12 | -100 | -       | -0.12 | -1000 | nA                         |
| $V_{(BR)CEO}$                       | $I_C = -100\mu\text{A}$ ,<br>$I_B = 0$             | -40    | -75   | -     | -40     | -75   | -    | -24     | -30   | -     | V                          |
| $V_{(BR)CBO}$                       | $I_C = -10\mu\text{A}$ ,<br>$I_E = 0$              | -40    | -80   | -     | -40     | -80   | -    | -24     | -60   | -     | V                          |
| $V_{(BR)EBO}$                       | $I_E = -10\mu\text{A}$ ,<br>$I_C = 0$              | -40    | -100  | -     | -40     | -100  | -    | -24     | -80   | -     | V                          |
| $V_{(BR)EIO}$                       | $I_{E1} = 10\mu\text{A}$ ,<br>$I_B = I_C = 0$      | 40     | 100   | -     | 40      | 100   | -    | 24      | 80    | -     | V                          |
| $V_{CE\text{ SAT}}$                 | $I_C = -1\text{mA}$ ,<br>$I_B = -100\mu\text{A}$   | -      | -0.16 | -0.4  | -       | -0.16 | -0.4 | -       | -0.16 | -0.4  | V                          |
| $V_{BE}$ (Note 4)                   | $I_C = -100\mu\text{A}$ ,<br>$V_{CE} = -5\text{V}$ | -0.5   | -0.6  | -0.7  | -0.5    | -0.6  | -0.7 | -0.5    | -0.6  | -0.7  | V                          |
| $h_{FE}$ (Note 4)                   | $I_C = -100\mu\text{A}$ ,<br>$V_{CE} = -5\text{V}$ | 40     | 85    | 250   | 40      | 85    | 250  | 30      | 85    | 300   |                            |
|                                     | $I_C = -1\text{mA}$ ,<br>$V_{CE} = -5\text{V}$     | 20     | 47    | 200   | 20      | 47    | 200  | 15      | 47    | 200   |                            |
| $ \Delta V_{BE}/\Delta T $ (Note 4) | $I_C = -100\mu\text{A}$ ,<br>$V_{CE} = -5\text{V}$ | -      | 2.2   | -     | -       | 2.2   | -    | -       | 2.2   | -     | $\text{mV}/^\circ\text{C}$ |

 $I_{CBO}$  Collector-Cutoff Current $I_{CEO}$  Collector-Cutoff Current $V_{(BR)CEO}$  Collector-to-Emitter Breakdown Voltage $V_{(BR)CBO}$  Collector-to-Base Breakdown Voltage $V_{(BR)CIO}$  Collector-to-Substrate Breakdown Voltage $V_{(BR)EBO}$  Emitter-to-Base Breakdown Voltage $V_Z$  Emitter-to-Base Zener Voltage $V_{CE\text{ SAT}}$  Collector-to-Emitter Saturation Voltage $V_{BE}$  Base-to-Emitter Voltage $h_{FE}$  DC Forward-Current Transfer Ratio $|\Delta V_{BE}/\Delta T|$  Magnitude of Temperature Coefficient:  
(for each transistor)

## NOTE:

4. Actual forcing current is via the emitter for this test.

Electrical Specifications For Equipment Design At  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (CA3096A Only)

| PARAMETER   | SYMBOL                             | TEST CONDITIONS  | CA3096A |      |     | UNITS                        |
|---|------------------------------------|--|---------|------|-----|------------------------------|
|   |                                    |  | MIN     | TYP  | MAX |                              |
| FOR TRANSISTORS $Q_1$ AND $Q_2$ (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER) |                                    |  |         |      |     |                              |
| Absolute Input Offset Voltage                                 | $ V_{IO} $                         | $V_{CE} = 5\text{V}$ , $I_C = 1\text{mA}$                      | -       | 0.3  | 5   | mV                           |
| Absolute Input Offset Current                                 | $ I_{IO} $                         |  | -       | 0.07 | 0.6 | $\mu\text{A}$                |
| Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient         | $\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$ |  | -       | 1.1  | -   | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| FOR TRANSISTORS $Q_4$ AND $Q_5$ (AS A DIFFERENTIAL AMPLIFIER) |                                    |  |         |      |     |                              |
| Absolute Input Offset Voltage                                 | $ V_{IO} $                         | $V_{CE} = -5\text{V}$ , $I_C = -100\mu\text{A}$ ,<br>$R_S = 0$ | -       | 0.15 | 5   | mV                           |
| Absolute Input Offset Current                                 | $ I_{IO} $                         |  | -       | 2    | 250 | nA                           |
| Absolute Input Offset Voltage Temperature Coefficient         | $\frac{ \Delta V_{IO} }{\Delta T}$ |  | -       | 0.54 | -   | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |

CA3096, CA3096A, CA3096C

Electrical Specifications Typical Values Intended Only for Design Guidance At  $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER  | SYMBOL   | TEST CONDITIONS  | TYPICAL VALUES  | UNITS            |    |
|--|----------|--|---|------------------|----|
| <b>DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH NPN TRANSISTOR</b> |          |  |   |                  |    |
| Noise Figure (Low Frequency)                           | NF       | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}, R_S = 1\text{k}\Omega$ | 2.2   | dB               |    |
| Low-Frequency Input Resistance                         | $R_I$    | $f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$                      | 10  | $\text{k}\Omega$ |    |
| Low-Frequency Output Resistance                        | $R_O$    | $f = 1.0\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$                      | 80  | $\text{k}\Omega$ |    |
| <b>Admittance Characteristics</b>                      |          |  |   |                  |    |
| Forward Transfer Admittance                            | $Y_{FE}$ | $g_{FE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 7.5              | mS |
|  |          | $b_{FE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | -j13             | mS |
| Input Admittance                                       | $Y_{IE}$ | $g_{IE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 2.2              | mS |
|  |          | $b_{IE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | j3.1             | mS |
| Output Admittance                                      | $Y_{OE}$ | $g_{OE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | 0.76             | mS |
|  |          | $b_{OE}$   | $f = 1\text{MHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ | j2.4             | mS |
| Gain-Bandwidth Product                                 | $f_T$    | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 1.0\text{mA}$                                       | 280   | MHz              |    |
|  |          | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 5\text{mA}$   | 335   | MHz              |    |
| Emitter-To-Base Capacitance                            | $C_{EB}$ | $V_{EB} = 3\text{V}$   | 0.75  | pF               |    |
| Collector-To-Base Capacitance                          | $C_{CB}$ | $V_{CB} = 3\text{V}$   | 0.46  | pF               |    |
| Collector-To-Substrate Capacitance                     | $C_{CI}$ | $V_{CI} = 3\text{V}$   | 3.2   | pF               |    |
| <b>DYNAMIC CHARACTERISTICS FOR EACH PNP TRANSISTOR</b> |          |  |   |                  |    |
| Noise Figure (Low Frequency)                           | NF       | $f = 1\text{kHz}, I_C = 100\mu\text{A}, R_S = 1\text{k}\Omega$                 | 3   | dB               |    |
| Low-Frequency Input Resistance                         | $R_I$    | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$                    | 27  | $\text{k}\Omega$ |    |
| Low-Frequency Output Resistance                        | $R_O$    | $f = 1\text{kHz}, V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$                    | 680   | $\text{k}\Omega$ |    |
| Gain-Bandwidth Product                                 | $f_T$    | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 100\mu\text{A}$                                     | 6.8   | MHz              |    |
| Emitter-To-Base Capacitance                            | $C_{EB}$ | $V_{EB} = -3\text{V}$  | 0.85  | pF               |    |
| Collector-To-Base Capacitance                          | $C_{CB}$ | $V_{CB} = -3\text{V}$  | 2.25  | pF               |    |
| Base-To-Substrate Capacitance                          | $C_{BI}$ | $V_{BI} = 3\text{V}$   | 3.05  | pF               |    |

Typical Applications

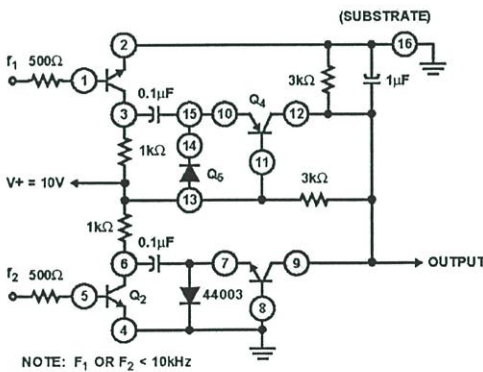


FIGURE 1. FREQUENCY COMPARATOR USING CA3096

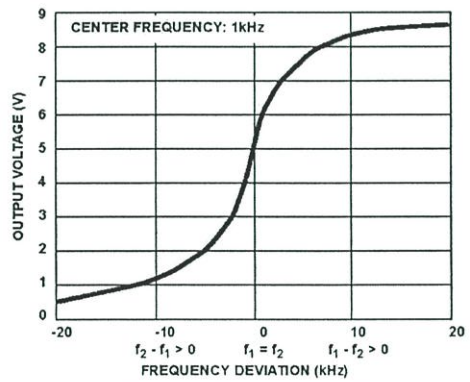


FIGURE 2. FREQUENCY COMPARATOR CHARACTERISTICS

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Applications (Continued)

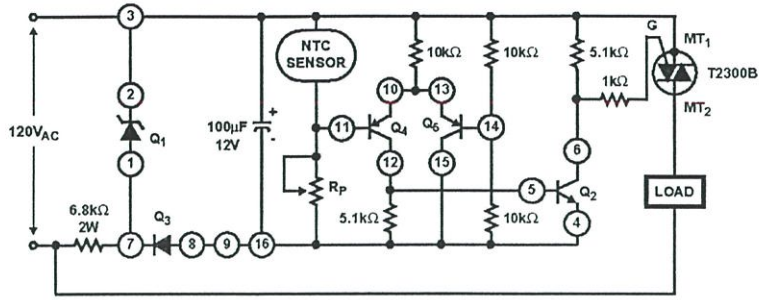


FIGURE 3. LINE-OPERATED LEVEL SWITCH USING CA3096A OR CA3096C

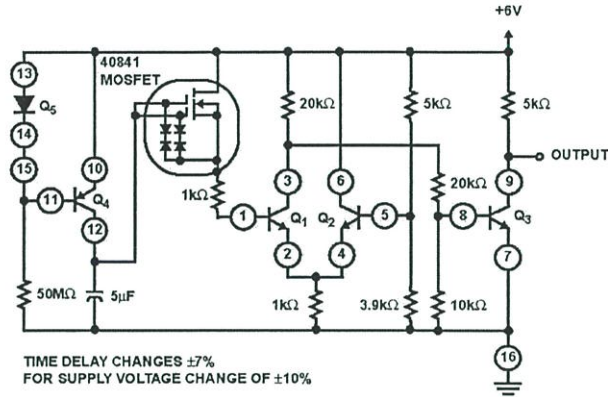
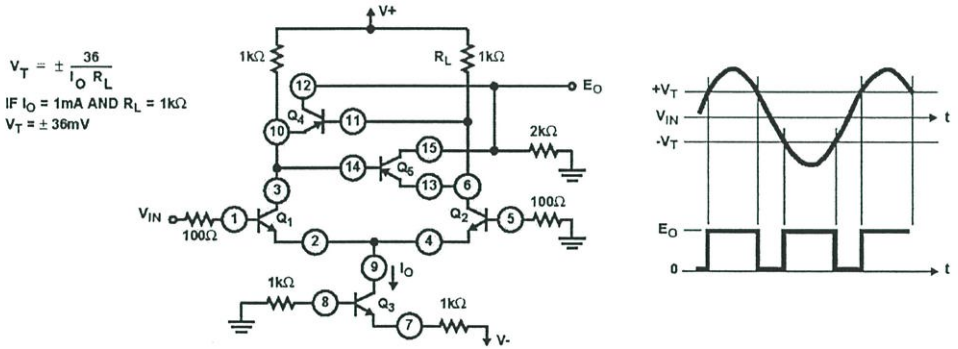


FIGURE 4. ONE-MINUTE TIMER USING CA3096A AND A MOSFET



$$V_T = \pm \frac{36}{I_O R_L}$$

IF  $I_O = 1\text{mA}$  AND  $R_L = 1\text{k}\Omega$   
 $V_T = \pm 36\text{mV}$

FIGURE 5. CA3096A SMALL-SIGNAL ZERO VOLTAGE DETECTOR HAVING NOISE IMMUNITY

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Applications (Continued)

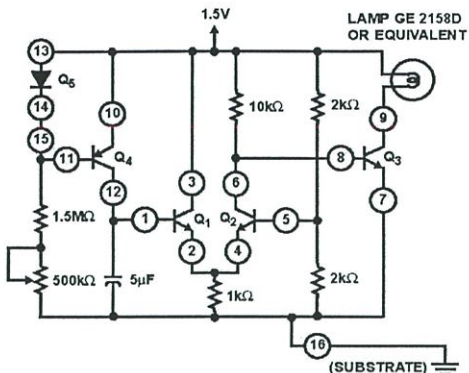
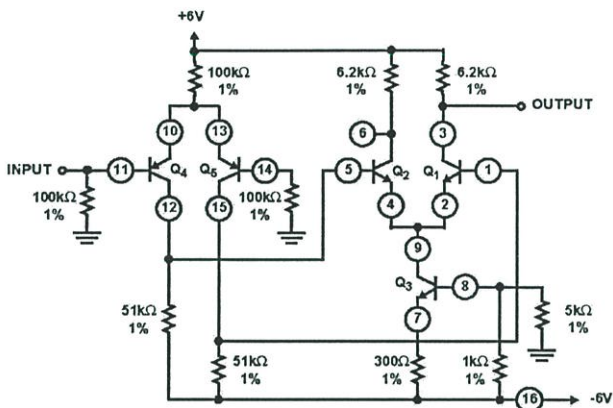


FIGURE 6. TEN-SECOND TIMER OPERATED FROM 1.5V SUPPLY USING CA3096



- NOTES:
- 5. Can be operated with either dual supply or single supply.
  - 6. Wide-input common mode range +5V to -5V.
  - 7. Low bias current: <math><1\mu\text{A}</math>.

FIGURE 7. CASCADE OF DIFFERENTIAL AMPLIFIERS USING CA3096A

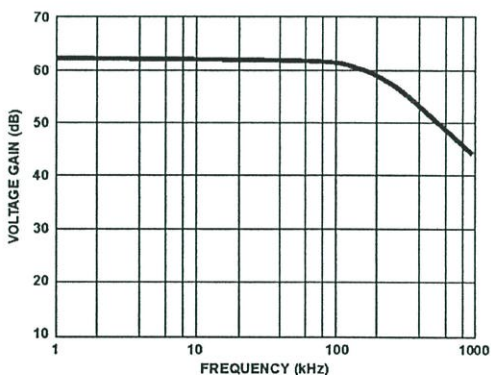


FIGURE 8. FREQUENCY RESPONSE

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves

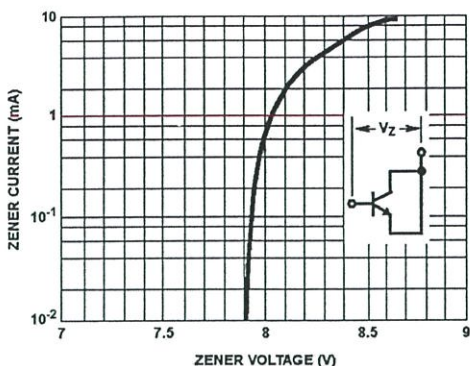


FIGURE 9. BASE-TO-EMITTER ZENER CHARACTERISTIC (NPN)

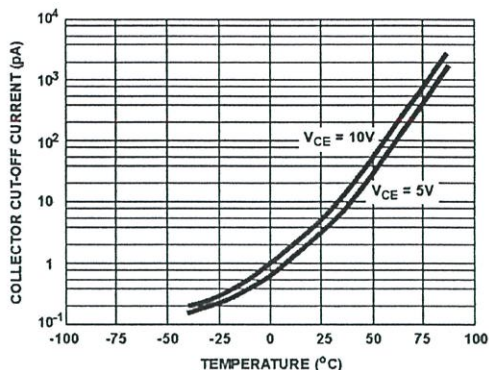


FIGURE 10. COLLECTOR CUT-OFF CURRENT ( $I_{CEO}$ ) vs TEMPERATURE (NPN)

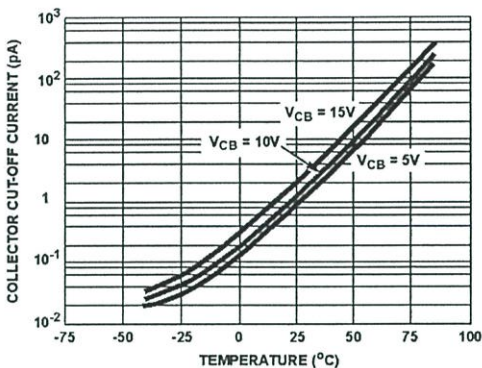


FIGURE 11. COLLECTOR CUT-OFF CURRENT ( $I_{CBO}$ ) vs TEMPERATURE (NPN)

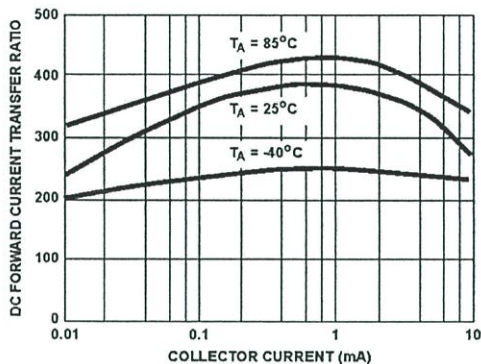


FIGURE 12. TRANSISTOR (NPN)  $h_{FE}$  vs COLLECTOR CURRENT

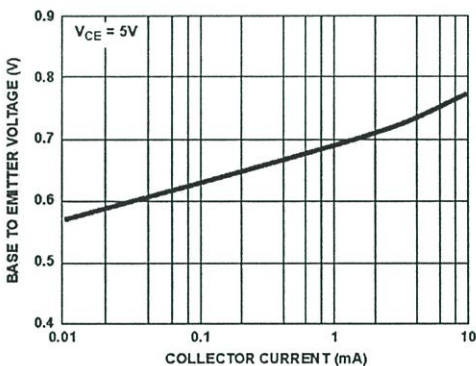


FIGURE 13.  $V_{BE}$  (NPN) vs COLLECTOR CURRENT

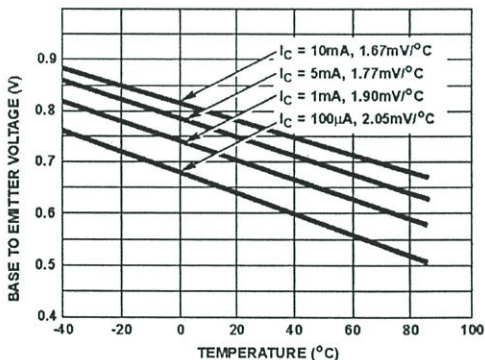


FIGURE 14.  $V_{BE}$  (NPN) vs TEMPERATURE

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves (Continued)

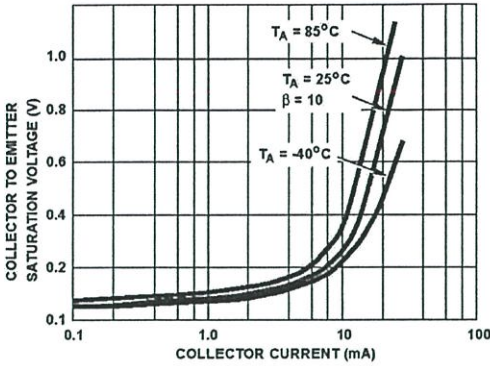


FIGURE 15.  $V_{CE SAT}$  (NPN) vs COLLECTOR CURRENT

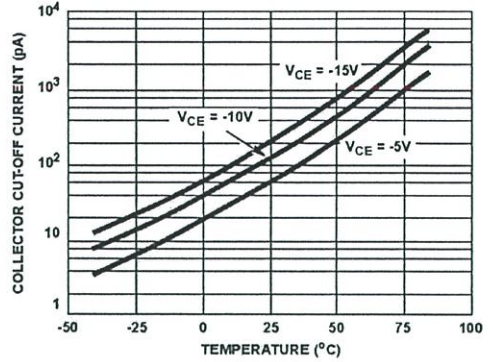


FIGURE 16. COLLECTOR CUT-OFF CURRENT ( $I_{CEO}$ ) vs TEMPERATURE (PNP)

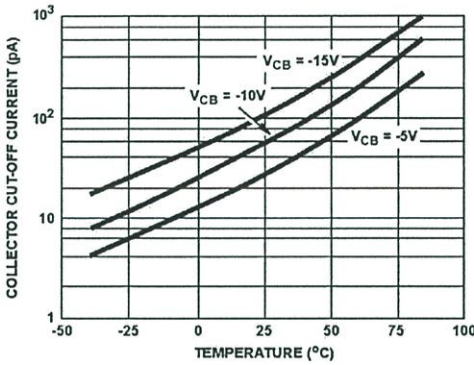


FIGURE 17. COLLECTOR CUT-OFF CURRENT ( $I_{CBO}$ ) vs TEMPERATURE (PNP)

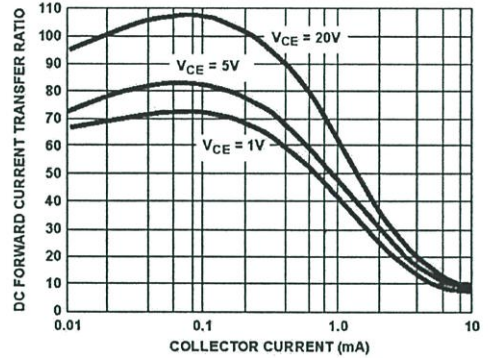


FIGURE 18. TRANSISTOR (PNP)  $h_{FE}$  vs COLLECTOR CURRENT

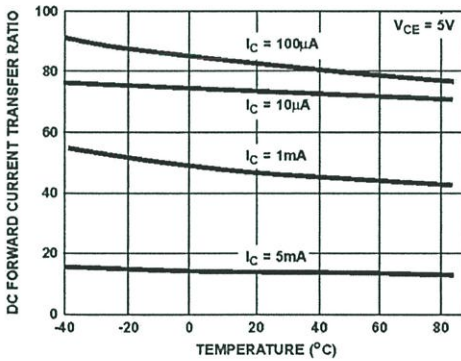


FIGURE 19. TRANSISTOR (PNP)  $h_{FE}$  vs TEMPERATURE

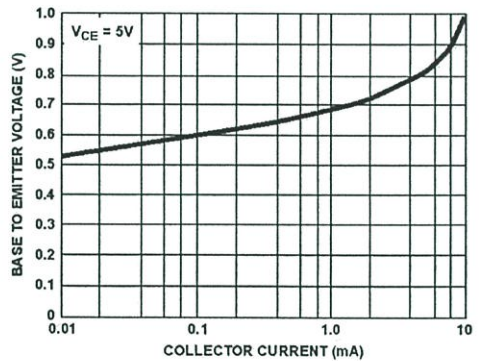


FIGURE 20.  $V_{BE}$  (PNP) vs COLLECTOR CURRENT

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves (Continued)

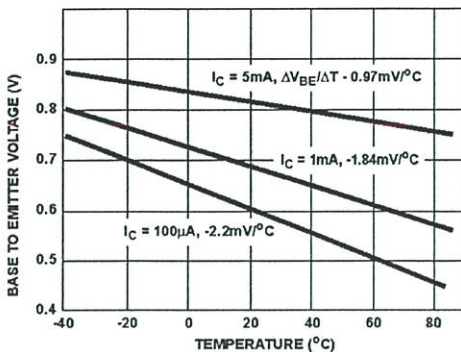


FIGURE 21.  $V_{BE}$  (PNP) vs TEMPERATURE

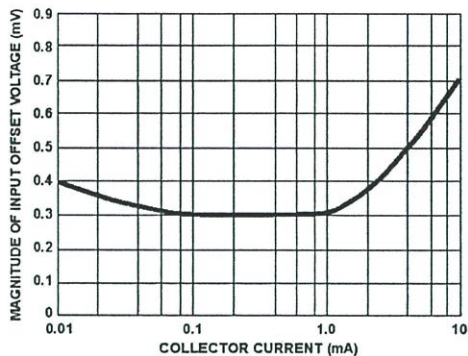


FIGURE 22. MAGNITUDE OF INPUT OFFSET VOLTAGE  $|V_{IO}|$  vs COLLECTOR CURRENT FOR NPN TRANSISTOR  $Q_1 - Q_2$

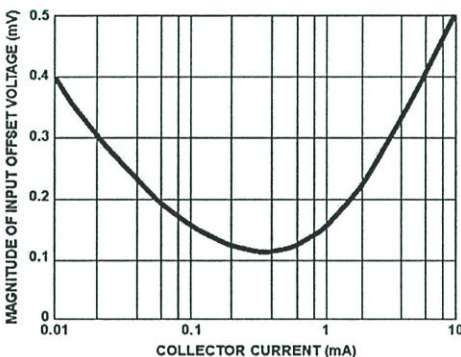


FIGURE 23. MAGNITUDE OF INPUT OFFSET VOLTAGE  $|V_{IO}|$  vs COLLECTOR CURRENT FOR PNP TRANSISTOR  $Q_4 - Q_5$

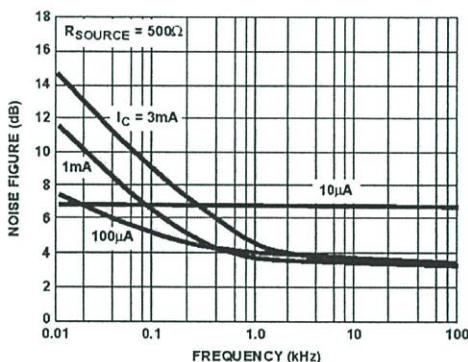


FIGURE 24. NOISE FIGURE vs FREQUENCY FOR NPN TRANSISTORS

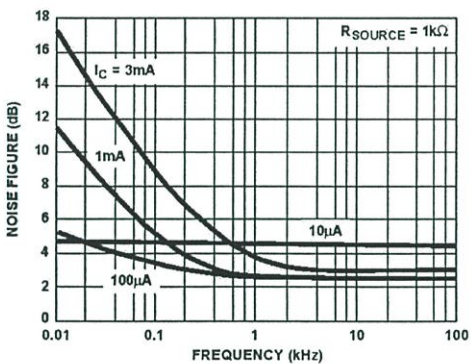


FIGURE 25. NOISE FIGURE vs FREQUENCY FOR NPN TRANSISTORS

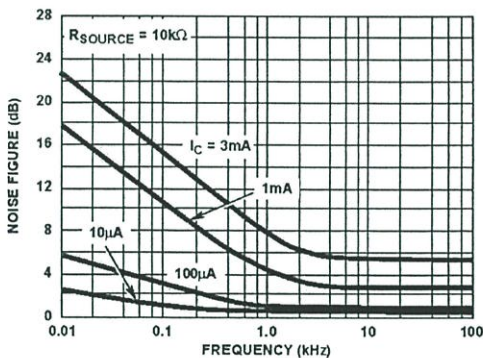


FIGURE 26. NOISE FIGURE vs FREQUENCY FOR NPN TRANSISTORS

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves (Continued)

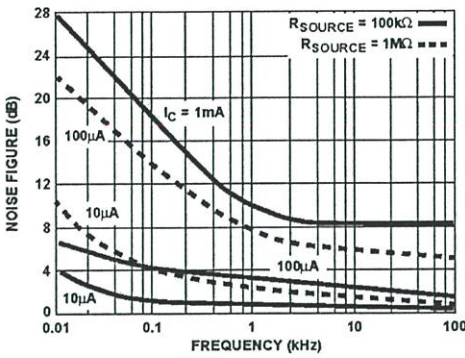


FIGURE 27. NOISE FIGURE vs FREQUENCY FOR NPN TRANSISTORS

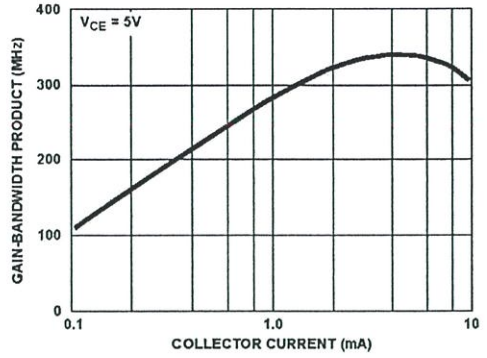


FIGURE 28. GAIN-BANDWIDTH PRODUCT vs COLLECTOR CURRENT (NPN)

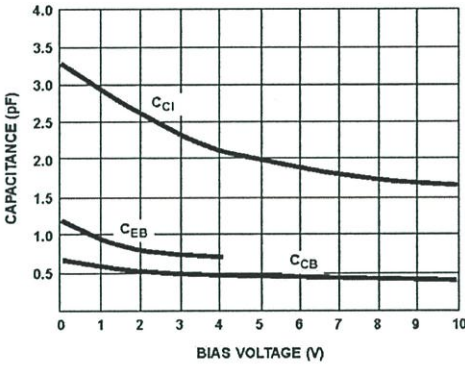


FIGURE 29. CAPACITANCE vs BIAS VOLTAGE (NPN)

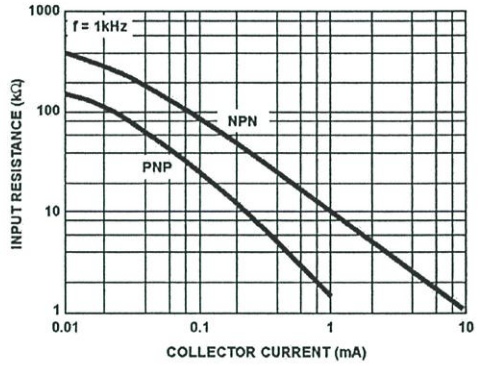


FIGURE 30. INPUT RESISTANCE vs COLLECTOR CURRENT

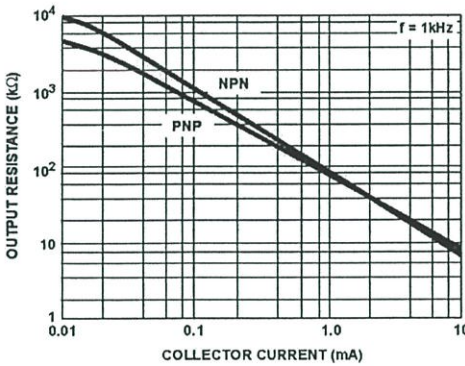


FIGURE 31. OUTPUT RESISTANCE vs COLLECTOR CURRENT

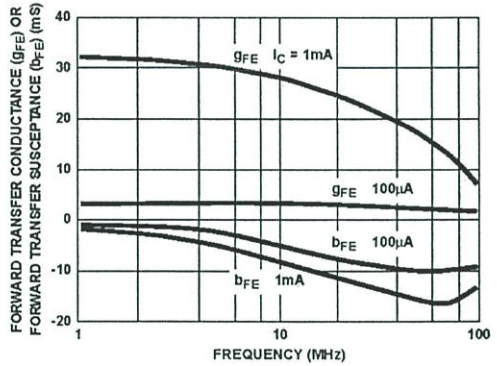


FIGURE 32. FORWARD TRANSCONDUCTANCE vs FREQUENCY

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves (Continued)

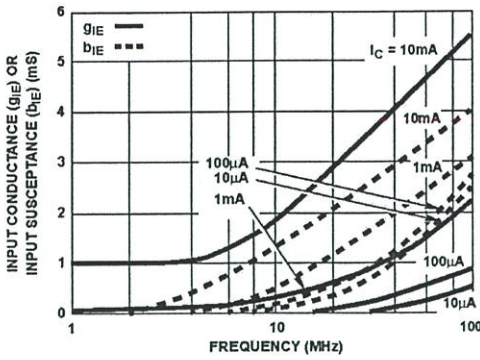


FIGURE 33. INPUT ADMITTANCE vs FREQUENCY

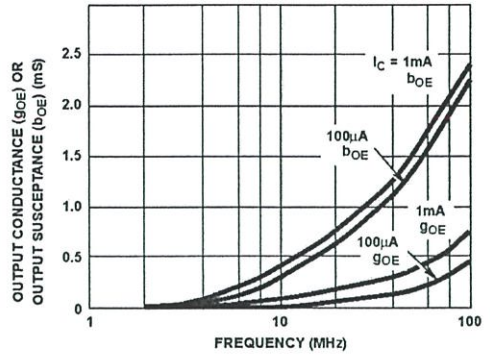


FIGURE 34. OUTPUT ADMITTANCE vs FREQUENCY

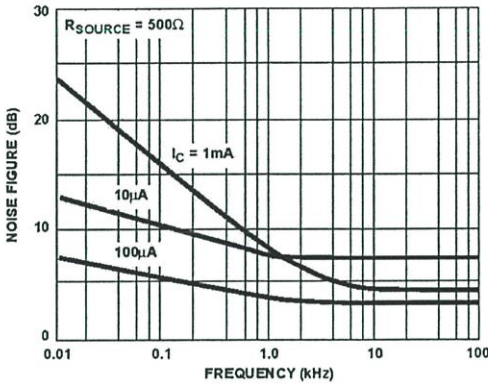


FIGURE 35. NOISE FIGURE vs FREQUENCY (PNP)

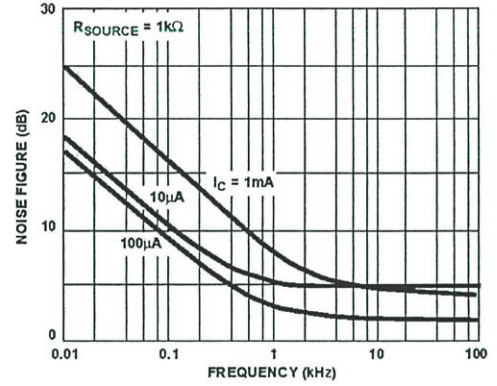


FIGURE 36. NOISE FIGURE vs FREQUENCY (PNP)

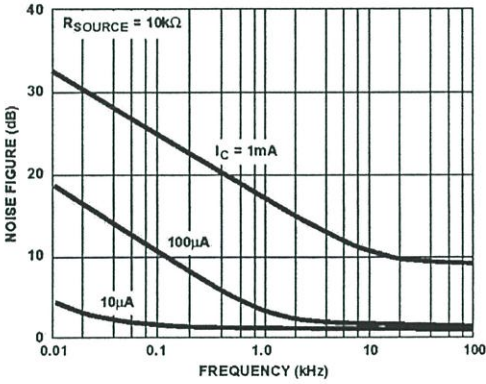


FIGURE 37. NOISE FIGURE vs FREQUENCY (PNP)

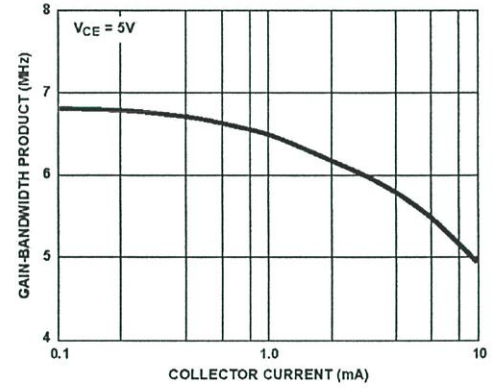


FIGURE 38. GAIN-BANDWIDTH PRODUCT vs COLLECTOR CURRENT (PNP)

CA3096, CA3096A, CA3096C

Typical Performance Curves (Continued)

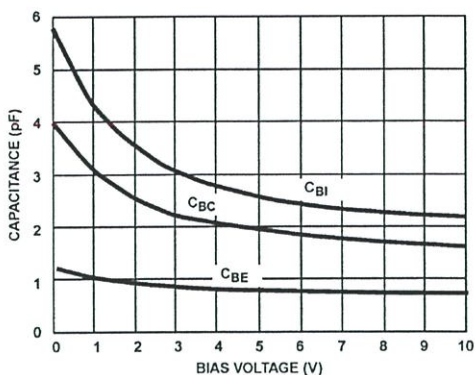
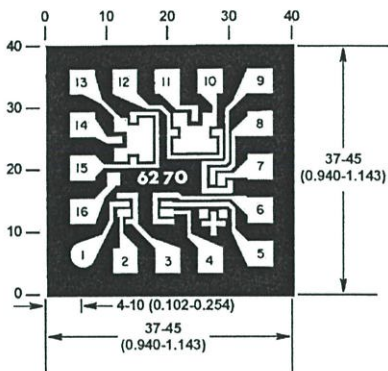


FIGURE 39. CAPACITANCE vs BIAS VOLTAGE (PNP)

Metallization Mask Layout

CA3096H

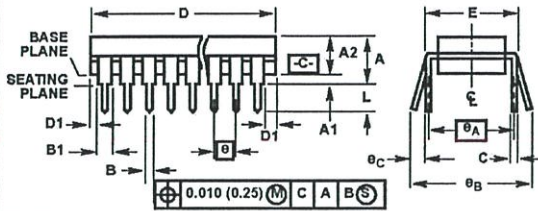


Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils ( $10^{-3}$  inch).

The photographs and dimensions represent a chip when it is part of the wafer. When the wafer is cut into chips, the cleavage angles are 57 degrees instead of 90 degrees with respect to the face of the chip. Therefore, the isolated chip is actually 7mils (0.17mm) larger in both dimensions.

## CA3096, CA3096A, CA3096C

## Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)

E16.3 (JEDEC MS-001-BB ISSUE D)  
16 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

| SYMBOL | INCHES    |       | MILLIMETERS |       | NOTES |
|--------|-----------|-------|-------------|-------|-------|
|        | MIN       | MAX   | MIN         | MAX   |       |
| A      | -         | 0.210 | -           | 5.33  | 4     |
| A1     | 0.015     | -     | 0.39        | -     | 4     |
| A2     | 0.115     | 0.195 | 2.93        | 4.95  | -     |
| B      | 0.014     | 0.022 | 0.356       | 0.558 | -     |
| B1     | 0.045     | 0.070 | 1.15        | 1.77  | 8, 10 |
| C      | 0.008     | 0.014 | 0.204       | 0.355 | -     |
| D      | 0.735     | 0.775 | 18.66       | 19.68 | 5     |
| D1     | 0.005     | -     | 0.13        | -     | 5     |
| E      | 0.300     | 0.325 | 7.62        | 8.25  | 6     |
| E1     | 0.240     | 0.260 | 6.10        | 7.11  | 5     |
| e      | 0.100 BSC |       | 2.54 BSC    |       | -     |
| eA     | 0.300 BSC |       | 7.62 BSC    |       | 6     |
| eB     | -         | 0.430 | -           | 10.92 | 7     |
| L      | 0.115     | 0.150 | 2.93        | 3.81  | 4     |
| N      | 16        |       | 16          |       | 9     |

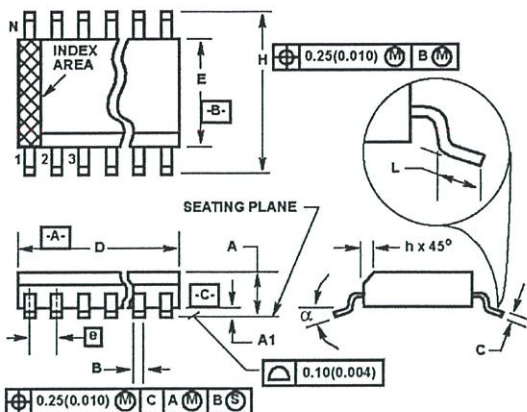
## NOTES:

- Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
- Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
- Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
- D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- E and  $e_A$  are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum [-C-].
- $e_B$  and  $e_C$  are measured at the lead tips with the leads unconstrained.  $e_C$  must be zero or greater.
- B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- N is the maximum number of terminal positions.
- Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E18.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

Rev. 0 12/93

## CA3096, CA3096A, CA3096C

## Small Outline Plastic Packages (SOIC)


**M16.15 (JEDEC MS-012-AC ISSUE C)**  
**16 LEAD NARROW BODY SMALL OUTLINE PLASTIC PACKAGE**

| SYMBOL   | INCHES    |        | MILLIMETERS |       | NOTES |
|----------|-----------|--------|-------------|-------|-------|
|          | MIN       | MAX    | MIN         | MAX   |       |
| A        | 0.0532    | 0.0688 | 1.35        | 1.75  | -     |
| A1       | 0.0040    | 0.0098 | 0.10        | 0.25  | -     |
| B        | 0.013     | 0.020  | 0.33        | 0.51  | 9     |
| C        | 0.0075    | 0.0098 | 0.19        | 0.25  | -     |
| D        | 0.3859    | 0.3937 | 9.80        | 10.00 | 3     |
| E        | 0.1497    | 0.1574 | 3.80        | 4.00  | 4     |
| e        | 0.050 BSC |        | 1.27 BSC    |       | -     |
| H        | 0.2284    | 0.2440 | 5.80        | 6.20  | -     |
| h        | 0.0099    | 0.0196 | 0.25        | 0.50  | 5     |
| L        | 0.016     | 0.050  | 0.40        | 1.27  | 6     |
| N        | 16        |        | 16          |       | 7     |
| $\alpha$ | 0°        | 8°     | 0°          | 8°    | -     |

Rev. 0 12/93

## NOTES:

1. Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication Number 95.
2. Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Dimension "D" does not include mold flash, protrusions or gate burrs. Mold flash, protrusion and gate burrs shall not exceed 0.15mm (0.006 inch) per side.
4. Dimension "E" does not include interlead flash or protrusions. Interlead flash and protrusions shall not exceed 0.25mm (0.010 inch) per side.
5. The chamfer on the body is optional. If it is not present, a visual index feature must be located within the crosshatched area.
6. "L" is the length of terminal for soldering to a substrate.
7. "N" is the number of terminal positions.
8. Terminal numbers are shown for reference only.
9. The lead width "B", as measured 0.36mm (0.014 inch) or greater above the seating plane, shall not exceed a maximum value of 0.61mm (0.024 inch).
10. Controlling dimension: MILLIMETER. Converted inch dimensions are not necessarily exact.

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

*Intersil products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.*

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

**Sales Office Headquarters**

**NORTH AMERICA**  
 Intersil Corporation  
 P. O. Box 883, Mail Stop 53-204  
 Melbourne, FL 32902  
 TEL: (321) 724-7000  
 FAX: (321) 724-7240

**EUROPE**  
 Intersil SA  
 Mercure Center  
 100, Rue de la Fusee  
 1130 Brussels, Belgium  
 TEL: (32) 2.724.2111  
 FAX: (32) 2.724.22.05

**ASIA**  
 Intersil (Taiwan) Ltd.  
 Taiwan Limited  
 7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road  
 Taipei, Taiwan  
 Republic of China  
 TEL: (886) 2 2716 9310  
 FAX: (886) 2 2715 3029

## ภาคผนวก ช

## บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารการประชุมระดับชาติและระดับนานาชาติ  
มีจำนวน 3 บทความ

- [1] **Piyatat, T.** Tangsrirat, W. and Surakamponorn, W. “Current-controlled differential current voltage conveyor and its applications”, *The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI'2005), Chonburi, THAILAND*, vol. 2, May, 2005. pp. 661-664.
- [2] **ธนวัฒน์ ปิยะทัต**, ชีรศิลป์ ทูมวิภาต, วรพงษ์ ตั้งศรีรัตน์ และ วัลลภ สุระกำพลธร “วงจรรอสซิดเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรสายพานแรงดันแบบกระแสควบคุม”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28, 2548. หน้า 1149-1152.
- [3] **Piyatat, T.** Tangsrirat, W. and Surakamponorn, W. “Electronically Tunable Quadrature Oscillator Using Current-controlled Voltage Conveyors”, *The 2005 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC'2005), Kowloon, HONG KONG*, December, 2005. pp. 133-136.

# ECTI-CON 2005

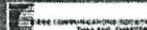
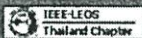
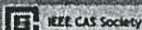
The 2005 ECTI International Conference



Proceedings of The 2005 Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) International Conference

May 12-13, 2005

Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Choburi, THAILAND



# Current-Controlled Differential Current Voltage Conveyor and Its Applications

Tanawat Piyatit Worapong Tangsirat and Wanlop Surakampontorn

Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
E-mail : s7060503@kmitl.ac.th , ktworapo@kmitl.ac.th

## ABSTRACT

In this paper, the design of the current-controlled differential current voltage conveyor (CCDCVC) implemented from bipolar transistors is proposed. The circuit utilizes advantage of the parasitic resistance looking into the input terminal of the translinear loop used as a current input stage. Simulation results demonstrating the characteristics of the proposed circuit are given. Some application examples which demonstrate that their circuit property can electronically be controlled are also presented.

**Keywords :** voltage conveyor, translinear loop, low pass filter, inductance simulation

## 1. INTRODUCTION

In the recent years, the applications of new active building blocks such as current conveyors (CCs), four terminal floating nullors (FTFNs) and current feedback amplifiers (CFAs) have been received a wide attention due to their larger dynamic and wider bandwidth. The design techniques of high-performance active building blocks such devices mentioned above have also considerable interest. A voltage conveyor is one of an important active building block, which can be considered the counterpart of the well-known current conveyor [1]-[2]. Also, the differential current voltage conveyor (DCVC) is a recently introduced active building block [3]. This device is suitable for non-linearity cancellation, since the two input terminals are virtually grounded. Although several circuit techniques for the realization of the voltage conveyor have been proposed [1]-[4], there are no circuit that can be varied their performance by electronic means. The voltage conveyor with electronically variable properties seems to be an attractive device and a promising choice to design analog signal processing circuits.

This paper presents the integrable circuit technique for realizing the current-controlled differential current voltage conveyor (CCDCVC) using bipolar transistors. The circuit is composed of a unity-gain translinear-based current subtractor circuit and a unity gain voltage amplifier. The proposed circuit has the advantage of providing current-controlled of parasitic input resistances, which allow its applications to be extended to the domain of electronically tunable functions. As examples on the application of the proposed CCDCVC, a current-controlled lowpass filter and an electronically tunable

floating inductance simulator were chosen in order to demonstrate that their circuit performance can be tuned by electronic means. The characteristics of the proposed CCDCVC and its applications are confirmed by PSPICE simulation.

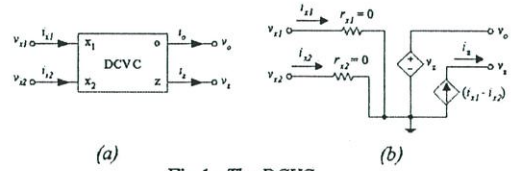


Fig.1 : The DCVC  
(a) circuit symbol (b) equivalent circuit

## 2. DIFFERENTIAL CURRENT VOLTAGE CONVEYOR (DCVC)

Generally, the differential current voltage conveyor (DCVC) is a four terminal analog building block represented symbolically as shown in Fig.1(a). For ideal operation, this active component is described by the following matrix relation [2]-[3]:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & r_{x1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{x2} \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Equation (1) shows that the difference of the input currents  $i_{x1}$  and  $i_{x2}$  ( $i_{x1}-i_{x2}$ ) is conveyed into the output voltage  $v_o$  via an external impedance connected at the terminal z. The terminals z and o of the DCVC can be considered as the current and voltage outputs, respectively. Thus, this device is equivalent to the circuit in Fig.1(b) that includes dependent current and voltage sources. From this viewpoint, the DCVC is similar transmission characteristics to a transimpedance amplifier or an operational transresistance amplifier (OTRA) [5]. Although the applications and the methods for realizing DCVC have been received much attention, most of the DCVCs were generally realized for the case of  $r_{x1} \cong r_{x2} \cong 0$  (ideally zero). However, the applications of the DCVC in analog signal processing circuit realizations will be extended if the  $r_{x1}$  and  $r_{x2}$  values can be varied by electronic means. Therefore, a circuit configuration to realize the electronically controllable DCVC will be introduced in the next section.

### 3. PROPOSED CURRENT-CONTROLLED DIFFERENTIAL CURRENT VOLTAGE CONVEYOR (CCDCVC)

The circuit diagram of the proposed CCDCVC bipolar implementation is shown in Fig.2(a). The input stage providing the difference current ( $i_{x1}-i_{x2}$ ) consists of transistors  $Q_1-Q_{24}$ , where groups of transistors  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  and  $Q_1, Q_3, Q_5, Q_6$  constitute the input translinear loop [6]. In this case, the circuit presents a parasitic resistance  $r_{x1}$  and  $r_{x2}$  at terminals  $x_1$  and  $x_2$  respectively, which can be given by :

$$r_{x1} \cong r_{x2} = R_x = \frac{V_T}{2I_A} \quad (2)$$

where  $V_T = 26$  mV at  $300^\circ\text{K}$  is the thermal voltage. It is, therefore, possible to electronically tune the value of the resistance  $R_x$  by means of an external dc bias current  $I_A$ .

The input currents  $i_{x1}$  and  $i_{x2}$  are subtracted at the collectors of  $Q_7$  and  $Q_8$ , and flows from the terminal z into an external load by the current mirrors  $Q_{17}-Q_{20}$  and  $Q_{21}-Q_{24}$ . The voltage across at the terminal z ( $v_z$ ) is transferred to the terminal o ( $v_o$ ) by a unity-gain voltage amplifier  $Q_{25}-Q_{28}$ . Here, groups of transistors  $Q_{25}-Q_{26}$  and  $Q_{27}-Q_{28}$  are constructed as a cascade emitter follower. Let us assume that all transistors are well matched, routine circuit analysis gives the equivalent input resistance at the terminal z ( $r_z$ ) as :

$$r_z \cong \beta_n \beta_p \left( \frac{r_e}{2} + R_L \right) \quad (3)$$

where  $\beta_n = \beta_{25} \cong \beta_{28} \gg 1$ ,  $\beta_p = \beta_{26} \cong \beta_{27} \gg 1$ ,  $r_e = V_T/I_B = r_{e25} \cong r_{e26} \cong r_{e27} \cong r_{e28}$ , and  $R_L$  is a load resistor connected at the terminal o. The parasitic resistance looking into the terminal o ( $r_o$ ) is low and given by :

$$r_o \cong \left( \frac{r_e}{2} + \frac{R_z}{\beta_n \beta_p} \right) \quad (4)$$

where  $R_z$  is a converting resistor connected to the terminal z. Therefore from the circuit operation, we then obtain a versatile electronically controllable active building block that has been named current-controlled differential current voltage conveyor (CCDCVC), and can summarize the current-voltage relations by the following equation.

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_x \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The symbolic representation and the equivalent circuit of the proposed CCDCVC are also represented in Figs.2(b) and 2(c), respectively.

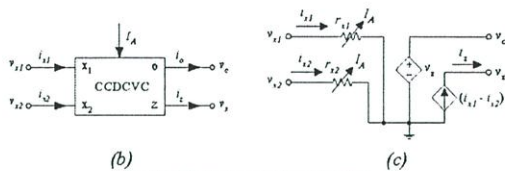
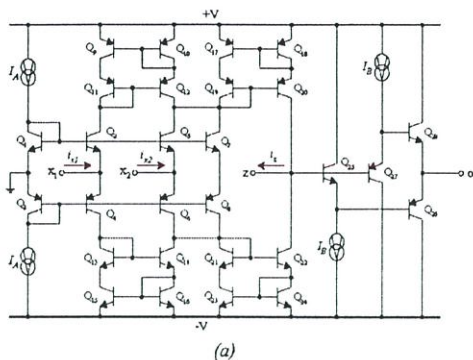


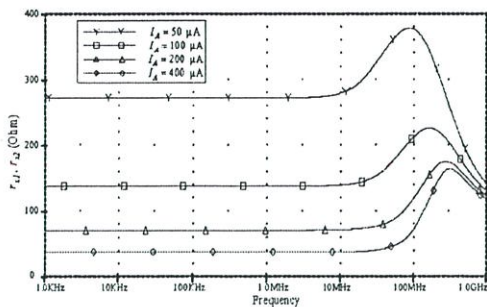
Fig.2 : The proposed CCDCVC  
(a) bipolar realization (b) circuit symbol  
(c) equivalent circuit

### 4. SIMULATION RESULTS

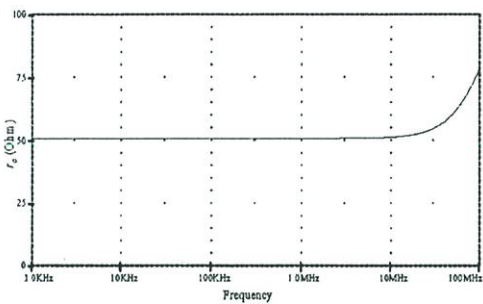
The characteristics of the proposed CCDCVC in Fig.2(a) were simulated by PSPICE with the AT&T ALA400-CBIC-R parameters [7]. The supply voltages were  $\pm V = \pm 3$  V and all the bias currents  $I_B$  were set to be constant at  $250 \mu\text{A}$ .

Fig.3 shows frequency characteristics of the resistances  $r_{x1}$ ,  $r_{x2}$ ,  $r_o$  and  $r_z$  at terminals  $x_1$ ,  $x_2$ , o and z. As is shown in Fig.3(a), the variation of the resistances  $r_{x1}$  and  $r_{x2}$  as a function of  $I_A$  can be obtained that well underlines the flexibility of the proposed structure.

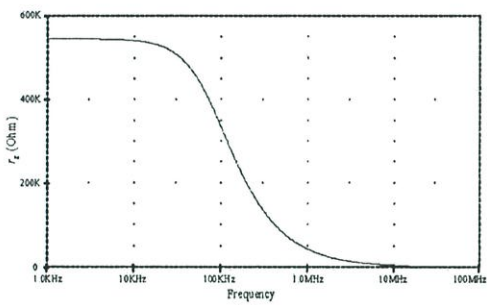
The AC small-signal frequency responses of the current and voltage characteristics with  $R_z = 1 \text{ k}\Omega$  and  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  are shown in Fig.4. It can be observed that the cutoff frequency of  $i_z/i_{x1}$ ,  $i_z/i_{x2}$  and  $v_o/v_z$  are approximately located at 28 MHz, 29 MHz, and 443 MHz, respectively. From the simulations when all the bias currents  $I_A$  were set to be constant at  $100 \mu\text{A}$ , the maximum DC offset current at the port z with a load of  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  was  $2 \mu\text{A}$  and the DC offset voltage at the terminal o with a load of  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  was 12 mV. The total power consumption was 9.92 mW.



(a)



(b)



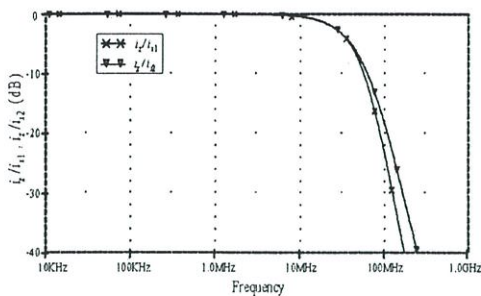
(c)

Fig. 3 : Frequency characteristics of resistances at terminals  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $o$  and  $z$   
(a)  $r_{x1}$ ,  $r_{x2}$  (b)  $r_o$  (c)  $r_z$

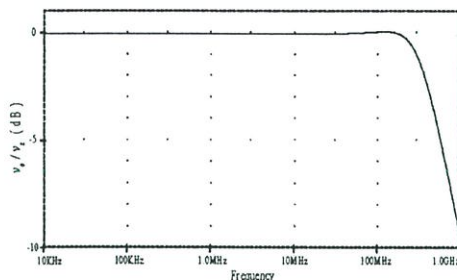
5. APPLICATION EXAMPLES  
5.1 Current-controlled lowpass filter

The lowpass filter based on the proposed CCDCVC is shown in Fig.5. From routine circuit analysis, the voltage transfer function can be written by :

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}\right)}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_{x2}C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}\right)} \quad (6)$$



(a)



(b)

Fig. 4 : Frequency responses of the gains of CCDCVC  
(a) current gains (b) voltage gain.

In this case, the natural angular frequency ( $\omega_o$ ) and the quality factor ( $Q$ ) are

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \text{ and } Q = \sqrt{\frac{R_{x2}C_2}{R_{x1}C_1}} \quad (7)$$

Equation (7) shows that the parameters  $\omega_o$  and  $Q$  can be adjusted by changing the dc bias current  $I_A$  of the CCDCVC. The simulated responses of the proposed filter when  $C_1 = C_2 = 0.001 \mu\text{F}$ , and  $I_A$  is varied are shown in Fig.6. It can be found from the simulations that the deviation of  $\omega_o$  between the theoretical calculated and simulated values are 4%, 15.8% and 35.6% for  $I_A = 50 \mu\text{A}$ ,  $100 \mu\text{A}$  and  $200 \mu\text{A}$ , respectively.

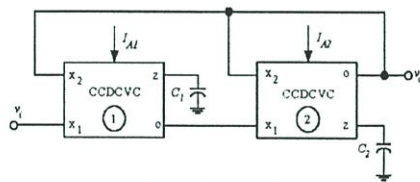


Fig. 5: CCDCVC-based low pass filter

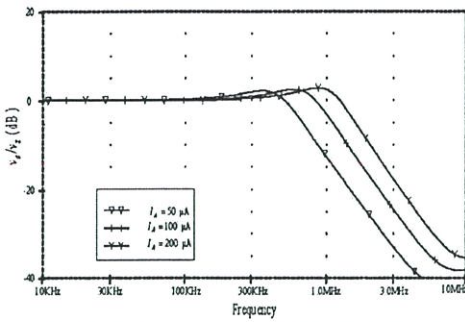


Fig. 6: Frequency responses of the filter of Fig.5

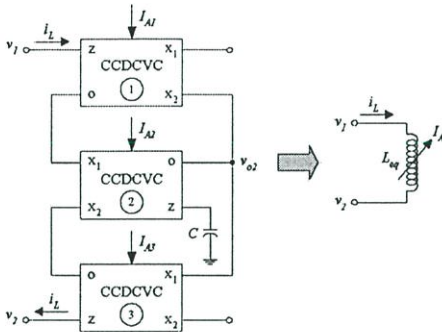


Fig.7 : Proposed electronically tunable lossless floating inductor using CCDCVCs

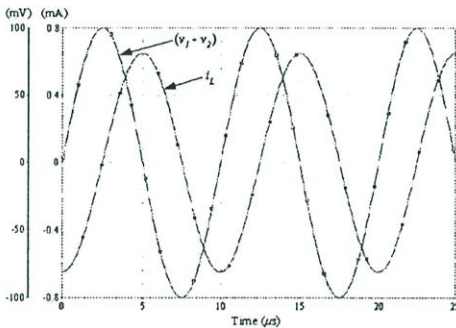


Fig.8 : Typical waveforms of voltage and current of the proposed floating inductor  $L_{eq}$

### 5.2 Electronically tunable lossless floating inductor

The proposed electronically tunable lossless floating inductor is shown in Fig.7. Straightforward analysis shows that an input impedance  $Z_{in}$  is equal to

$$Z_{in} = \frac{v_1 - v_2}{i_L} = s(R_{x1}R_{x2}C) \quad (8)$$

where  $R_{xi}$  ( $i = 1, 2, 3$ ) are the parasitic resistance at the terminals  $x_1$  or  $x_2$  of the  $i$ -th CCDCVC, and the resistances  $R_{x1}$  and  $R_{x3}$  are identical. Therefore, the circuit provides an equivalent inductance  $L_{eq}$  as :

$$L_{eq} \cong R_{x1}R_{x2}C \quad (9)$$

Since all the resistance's  $R_{xi}$  depend on the bias current  $I_{Ai}$  of the CCDCVCi, the inductance  $L_{eq}$  can be electronically tuned by  $I_{Ai}$ . The simulation result showing the typical waveforms of the voltage and current through the proposed floating inductor  $L_{eq}$  of Fig.7 is illustrated in Fig.8, when  $I_{A1} = 100 \mu\text{A}$  and  $C = 0.01 \mu\text{F}$ .

### 6. CONCLUSION

The circuit configuration for the bipolar realization of a current-controlled differential current voltage conveyor has been presented. The circuit takes advantage of the parasitic resistances that appear on the two input terminals. It is also demonstrated that the proposed conveyor is useful in the implementation of electronically tunable analog functions. PSPICE Simulation results are included to verify the performances of the proposed circuit and its applications.

### 7. ACKNOWLEDGEMENT

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

### 8. REFERENCES

- [1] T. Dostal, J. Pospisil, "Current and voltage conveyors a family of three-port immittance converters. *Conf. Proc. ISCAS, Roma*, pp.419-422, 1982.
- [2] I.M. Filanovsky, "CMOS voltage conveyors", *Proc. IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Syst.*, vol.1, pp.318-321, 2001.
- [3] K. Salama, and A. Soliman, "Novel MOS-C quadrature oscillator using differential current voltage conveyor", *The 42<sup>nd</sup> Midwest Symposium on Circuits and Systems*, New Mexico State University, Las Cruces, NM, USA., pp.279-282, 1999.
- [4] I.M. Filanovsky, "Current conveyor, voltage conveyor, gyrator", *Proc. IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Syst.*, vol.1, pp.314-317, 2001.
- [5] J.J. Chen, H.W. Tsao, S.I. Liu, and W. Chiu, "Parasitic-capacitance-insensitive current-mode filters using operational transresistance amplifiers", *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, vol.142, no.3, pp.186-192, 1995.
- [6] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest and C. Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol.43, no.2, pp.82-91, 1996.
- [7] D.P. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings*, Pt. G., vol.140, pp.406-416, 1993.

# การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28

## 28<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference



### สาขาบทความที่น่าสนใจในการประชุม

- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

Electrical Engineering



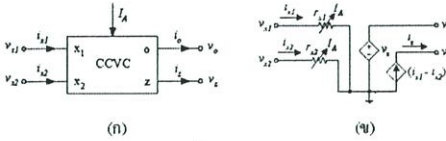
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์  
20 - 21 ตุลาคม 2548  
ณ โรงแรม เพิร์ล วิลเลจ จ.ภูเก็ต



โดยที่  $r_{x1}$  และ  $r_{x2}$  คือ ค่าความต้านทานอินพุตแฝง (parasitic resistance) ที่มองเข้าไปยังขั้ว  $x_1$  และขั้ว  $x_2$  ตามลำดับ มีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไบอัส  $I_A$  ของวงจรถึงสามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้ [7]-[8]

$$r_{x1} \cong r_{x2} = R_T = \frac{V_T}{2I_A} \quad (2)$$

เมื่อ  $V_T$  คือ แรงดันความร้อน (thermal voltage) มีค่าเท่ากับ 25 mV ที่อุณหภูมิห้อง สมการ (2) แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทาน  $R_T$  สามารถแปรค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมค่ากระแสไบอัส  $I_A$  จากภายนอก



รูปที่ 1 วงจร CCVC (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

3. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองาน

รูปที่ 2 แสดงวงจรถออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่ปรับค่าได้ทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรถออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ CCVC จากสมการ (1) จะได้สมการคุณลักษณะของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองาน

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_{x1}} - \frac{1}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{1}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2} \right) = 0 \quad (3)$$

ซึ่งพบว่าเงื่อนไขในการเกิดออสซิลเลเตอร์ของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองาน มีค่าเท่ากับ

$$R_{x1} = R_{x3} \quad (4)$$

และจะได้ค่าความถี่ในการออสซิลเลเตอร์เท่ากับ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (5)$$

โดยที่  $R_x$  ( $i = 1, 2, 3$ ) คือ ค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว  $x_1$  หรือ  $x_2$  ของวงจรถออสซิลเลเตอร์ตัวที่  $i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) ซึ่งควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัส  $I_A$

ถ้ากำหนดให้  $C_1 = C_2 = C$  และแทนค่าสมการ (2) ลงในสมการ (4) และ (6) ทำให้วงจรถออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 2 สามารถควบคุมการเกิดออสซิลเลเตอร์ได้ภายในเงื่อนไข ดังนี้

$$I_{A1} = I_{A3} \quad (6)$$

และจะได้ความถี่ในการออสซิลเลเตอร์  $\omega_o$  เท่ากับ

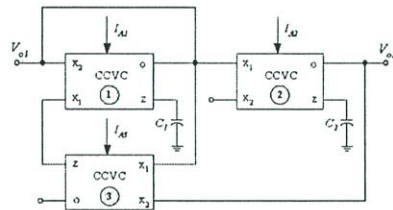
$$\omega_o = \left( \frac{2}{V_T C} \right) \sqrt{I_{A2} I_{A3}} \quad (7)$$

สมการ (6) และ (7) แสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขในการออสซิลเลเตอร์ของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองานสามารถควบคุมได้อย่างอิสระโดยไม่ส่งผลกระทบต่อ  $\omega_o$  ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส  $I_A$  ในขณะที่  $\omega_o$  ก็สามารถแปรค่าได้อย่างอิสระโดยด้วยการควบคุม  $I_A$  นอกจากนี้จะเห็นว่าการสังเคราะห์วงจรถออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองานยังใช้อุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวเก็บประจุต่อเทียบกราวด์เพียงอย่างเดียว ทำให้มีความเหมาะสมกับการนำไปออกแบบสร้างเป็นวงจรรวม [9]

จากรูปที่ 2 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต  $V_{o1}$  และ  $V_{o2}$  สามารถเขียนแสดงได้เป็น

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{1}{sC_2 R_{x2}} \quad (8)$$

จะเห็นว่ามุมต่างเฟสระหว่าง  $V_{o1}$  กับ  $V_{o2}$  มีค่าเท่ากับ 90° ซึ่งเป็นการทำงานอันคุณสมบัติในการทำงานของวงจรถออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนองาน



รูปที่ 2 วงจรถออสซิลเลเตอร์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนองาน

4. การทำงานของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ผลกระทบเนื่องจากคุณสมบัติความไม่เป็นอุดมคติของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนองาน สามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสของวงจรถออสซิลเลเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{xi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{xi} \\ 0 & 0 & \alpha_{pi} & -\alpha_{ni} \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

เมื่อ  $\alpha_p = 1 - \epsilon_p$ ,  $\epsilon_p (\epsilon_p \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_1$  ไปยังขั้ว  $z$ ,  $\alpha_n = 1 - \epsilon_n$ ,  $\epsilon_n (\epsilon_n \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านกระแสจากขั้ว  $x_2$  ไปยังขั้ว  $z$  และ  $\beta_i = 1 - \epsilon_i$ ,  $\epsilon_i (\epsilon_i \ll 1)$  คือ ค่าผิดพลาด

ในการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $z$  ไปยังขั้ว  $o$  ของวงจร CCVC คิวที่ 1 ตามลำดับ ดังนั้นจะให้เห็นการคุณลักษณะของวงจรที่มีเป็นอุดมคติเท่ากัน

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{\beta_1 \alpha_{n1}}{R_{x1}} - \frac{\beta_1 \alpha_{p3}}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{p2} \alpha_{n3}}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2} \right) = 0 \quad (10)$$

เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลชันในกรณีนี้ มีค่าเท่ากับ

$$\alpha_{p3} R_{x1} = \alpha_{n1} R_{x3} \quad (11)$$

และความถี่ในการออสซิลเลชัน  $\omega_{on}$  มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (12)$$

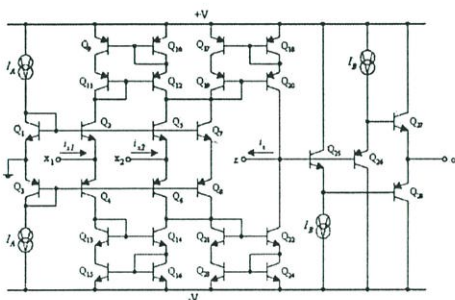
กรณีนี้จะ ได้ค่าความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอคทีฟของวงจร เท่ากับ

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_{on}} = S_{R_{x1}, R_{x2}}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (13)$$

$$S_{\alpha_{p1}, \alpha_{p3}}^{\omega_{on}} = S_{\alpha_{n1}, \alpha_{n2}}^{\omega_{on}} = S_{\beta_3}^{\omega_{on}} = 0 \quad (14)$$

และ  $S_{\alpha_{p2}, \alpha_{n3}, \beta_1, \beta_2}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (15)$

ซึ่งพบว่าค่าความไวที่ได้ทั้งหมดนั้นมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

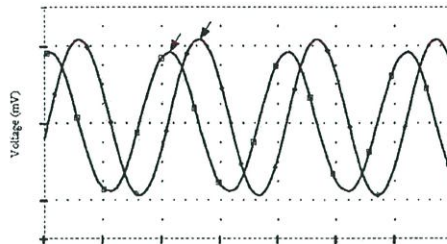


รูปที่ 3 รายละเอียดของวงจร CCVC ที่ใช้ในการเขียนแบบ

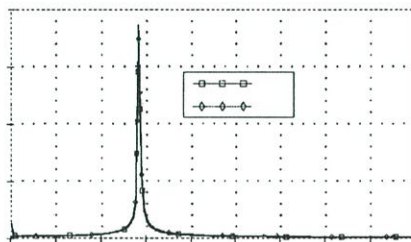
5. ผลการเขียนแบบการทำงานของวงจร

ในที่นี้สมรรถนะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 2 ให้ออกทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE โดยที่วงจร CCVC ที่ใช้ในการเขียนแบบ

แสดงได้ดังรูปที่ 3 [7]-[8] ภายใต้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบ AT&T ALA400-CBIC-R [10],  $\pm V = \pm 3V$  และ  $I_B = 500 \mu A$



(ก)



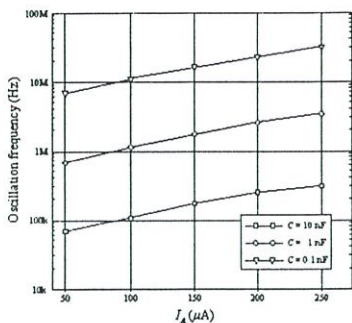
(ข)

รูปที่ 4 (ก) ผลการเขียนแบบแรงดันเอาต์พุต  $V_{of}$  และ  $V_{o2}$   
(ข) ผลการเขียนแบบสเปกตรัมของ  $V_{of}$  และ  $V_{o2}$

รูปที่ 4 แสดงผลการเขียนแบบแรงดันเอาต์พุต  $V_{of}$  และ  $V_{o2}$  และผลตอบสนองต่อเพอร์ซันของวงจร เมื่อเลือกใช้  $C_1 = C_2 = C = 0.01 \mu F$  และ  $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$  ค่าความถี่ออสซิลเลชัน  $f_o$  เท่ากับ 60 kHz ผลที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานของวงจรมีค่าประมาณ 56 MHz ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างการคำนวณและการเขียนแบบการทำงานมีค่าประมาณ 6.67% ซึ่งจากการเขียนแบบพบว่าค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวม (total harmonic distortion, THD) ของแรงดันเอาต์พุต  $V_{of}$  และ  $V_{o2}$  มีค่าน้อยกว่า 1.41%

รูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์ของค่าความถี่ในการออสซิลเลชันของวงจรเมื่อทำการแปรค่ากระแสไบอัส  $I_B$  ของวงจร CCVC โดยที่ตัวเก็บประจุในวงจร ( $C_1 = C_2 = C$ ) มีค่าเท่ากับ 0.1 nF, 1 nF และ 10 nF ตามลำดับ ซึ่งพบว่าค่าเบี่ยงเบนระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีจากสมการ (7) กับผลที่ได้จากการเขียนแบบการทำงานมีค่าน้อยกว่า 7% เมื่อ  $I_B$  มีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 50 - 150  $\mu A$  และจะมีค่าน้อยกว่า 15% เมื่อ  $I_B$  มีค่าอยู่ในช่วง 150 - 250  $\mu A$

EL020



รูปที่ 5 ค่าความถี่ในการออกซซิลเลทของวงจร เมื่อแปรค่า  $I_A$

5. สรุป

บทความนี้เป็น การนำเสนอวงจรออกซซิลเลเตอร์แบบคอควราเจอร์ โดยใช้วงจร CCVC 3 ตัว และค่าเก็บประจุต่อเทียบกราวด์ 2 ตัว วงจรที่นำเสนอขึ้นนี้มีคุณสมบัติเด่นที่นำเสนอหลายประการดังนี้ (ก) สามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์สองชุดที่มีมุมเฟสต่างกัน 90° (ข) สามารถควบคุมเงื่อนไขการเกิดออกซซิลเลทและค่าความถี่ในการออกซซิลเลทได้อย่างอิสระ ไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของออสซิลเลท โดยการใช้การปรับกระแสไบอัสของวงจร CCVC (ค) ปราศจากการใช้ตัวต้านทานพาตซีฟจากภายนอก (ง) มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิพาตซีฟและอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรที่ต่ำ

6. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับการสนับสนุนทางด้านการเงินจาก สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้ทุนส่งเสริมกลุ่มวิจัยเมธีวิจัยอาวุโส สกว. เลขที่ RTA4680003

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge, U.K., Cambridge University Press, pp. 291, 1991.
- [2] U. Tietze and C. Schenk, *Electronics Circuits : Design and Applications*, Berlin, Germany, Springer, pp.795-796, 1991.
- [3] R. Holzel, "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.42, no.3, pp758-760, 1993.
- [4] S.I. Liu and Y.H. Liao, "Current-mode quadrature oscillator using single FTFN", *Int. J. Electron.*, vol.81, no.2, pp.171-175, 1996.
- [5] K. Salama and A. Soliman, "Novel MOS-C quadrature oscillator using differential current voltage conveyor", *The 42<sup>nd</sup> Midwest Symposium on Circuits and Systems*, USA, pp.279-282, 1999.

- [6] J.W. Hong, "Current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors and resistor using two DVCCs", *IEICE Trans. Fundamenz I*, vol.E86-A, no.8, pp.2152-2154, 2003.
- [7] W. Tangsnrat, S. Unhavanach, T. Durawpata and W. Surakamptom, "Simulation of electronically tunable lossless floating inductor using current-controlled differential current voltage conveyors", *Proceeding of ISCT 2004*, pp.39-42, 2004.
- [8] T. Piyat, W. Tangsnrat and W. Surakamptom, "Current-controlled differential current voltage conveyor and its applications", *Proceeding of ECTI-CON2005*, pp.661-664, 2005.
- [9] M. Bhusan and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electron. Lett.*, vol.3, no.4, pp.148-149, 1967.
- [10] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings*, Pt. G., vol.140, pp.406-416, 1993.



ชนวัฒน์ ปิยะทัต สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้า อุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ เมื่อปี พ.ศ.2546

ขณะนี้กำลังศึกษาในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยทางด้าน Analog Integrated Circuit Design



วรมนต์ หังกรวิวัฒน์ สำเร็จการศึกษาปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และหัวหน้าห้องปฏิบัติการวิจัยประมวลผลสัญญาณรวม (Mixed Signal Processing) โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology, ReCCTI) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สนใจงานวิจัยทางด้าน Electronic Control Systems, Analog IC Design และ Filter design

Proceedings

2005 IEEE Conference on  
Electron Devices and  
Solid-State Circuits

December 19-21, 2005

New World Renaissance Hotel  
Hong Kong

Co-sponsored by:

IEEE Electron Device Society  
IEEE Solid-State Circuits Society  
IEEE Hong Kong Section  
K. C. Wong Education Foundation (王寬誠教育基金會)  
Solomon Systech Limited



# Electronically Tunable Quadrature Oscillator Using Current-controlled Voltage Conveyors

T. Piyatat      W. Tangsrirat      and      W. Surakampontrorn

**Abstract** - A translinear-based bipolar realization of the current-controlled voltage conveyor (CCVC) is described. An electronically tunable quadrature oscillator is then proposed which uses only three proposed CCVCs and two grounded capacitors for its realization. The proposed oscillator circuit provides two quadrature sinusoidal outputs with 90° phase difference. The oscillation condition and the oscillation frequency are independently controllable by electronic means through adjusting the external dc bias current. PSPICE simulation results that confirm the theoretical are also given and discussed.

## I. INTRODUCTION

The quadrature sinusoidal oscillator plays an essential electronic circuit, because it can produce two sinusoidal outputs of identical frequency but of 90° phase shift, as for example in telecommunications for quadrature mixers and single-sideband generators [1] or for measurement purposes in vector generator or selective voltmeters [2]. Therefore, quadrature oscillators are widely used in many communication, signal processing and instrumentation systems. Many quadrature oscillator circuits have been reported in [3]-[7]. However, the oscillation condition and the oscillation frequency of these earlier sinusoidal oscillators can not electronically controllable. Moreover, these oscillators required both floating and grounded resistors and capacitors, which is not suitable for integration [8]. The employment of only grounded capacitors is a very attractive feature for monolithic integrated circuit technology [8] and thin film fabrication [9]. One possible advantage of using grounded capacitors is that the parasitic capacitors surrounding the capacitors can be easily accounted for or tuned out as they are now in parallel with the grounded capacitors [10]. Furthermore, for the thin film fabrication, the use of grounded capacitors eliminates the etching process and reduces the number of contacts [11].

In this paper, a design for the current-controlled voltage conveyor (CCVC) implemented from bipolar transistors is described to considerably realize the proposed quadrature sinusoidal oscillator. An electronically tunable quadrature oscillator is then considered by using only three CCVCs and two grounded capacitors. The oscillation condition and the oscillation frequency  $\omega_0$  of the proposed oscillator circuit are

independently tunable by electronically through controlling the external dc bias current. The circuit also displays low passive and active sensitivities. The use of only grounded capacitor in its realization is quite attractive and ideal for integrated circuit implementation.

## II. PROPOSED CIRCUIT

### A. Differential Current Voltage Conveyor (DCVC)

The differential current voltage conveyor (DCVC) is a four terminal analog building block represented symbolically as shown in Fig.1(a). For ideal operation, this active component is described by the following matrix relation [5]:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & r_{x1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{x2} \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Equation (1) shows that the difference of the input currents  $i_{x1}$  and  $i_{x2}$  ( $i_{x1}-i_{x2}$ ) is conveyed into the output voltage  $v_o$  via an external impedance connected at the terminal z. The terminals z and o of the DCVC can be considered as the current and voltage outputs, respectively. Thus, this device is equivalent to the circuit in Fig.1(b) that includes dependent current and voltage sources. From this viewpoint, the DCVC is similar transmission characteristics to a transimpedance amplifier or an operational transresistance amplifier (OTRA). Although the applications and the methods for realizing DCVC have been received much attention, most of the DCVCs were generally realized for the case of  $r_{x1} \cong r_{x2} \cong 0$  (ideally zero). However, the applications of the DCVC in analog signal processing circuit realizations will be extended if the  $r_{x1}$  and  $r_{x2}$  values can be varied by electronic means. Therefore, a circuit configuration to realize the electronically controllable DCVC will be introduced in the next section.

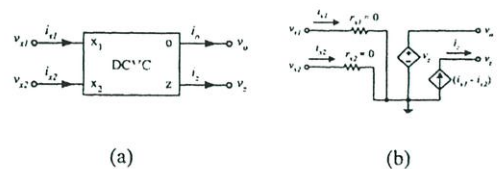


Fig. 1 The DCVC  
(a) circuit symbol (b) equivalent circuit

T. Piyatat W. Tangsrirat and W. Surakampontrorn are with the Faculty of Engineering, and the Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520. E-mail: ktworapo@kmitl.ac.th, s7060503@kmitl.ac.th

**B. Current-controlled Voltage Conveyor (CCVC)**

The current controlled voltage conveyor (CCVC) is a active building block, bipolar implementation shown in Fig.2(a). From routine circuit analysis the current and voltage relations can be written by:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_x \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

where  $R_x$  is the parasitic resistances at the terminals  $x_1$  and  $x_2$  respectively, describe by:

$$r_{x1} \cong r_{x2} = R_x = \frac{V_T}{2I_A} \quad (3)$$

where  $V_T = 26$  mV at 300°K is the thermal voltage. It is, therefore, possible to electronically tune the value of the resistance  $R_x$  by means of an external dc bias current  $I_A$ .

According equation (2), the differential input current ( $i_{x1}$ - $i_{x2}$ ) can be converted to the output voltage  $v_o$  through the impedance connected at the terminal z. The symbolic representation and the equivalent circuit of the proposed CCVC are also represented in Figs.2(b) and 2(c), respectively.

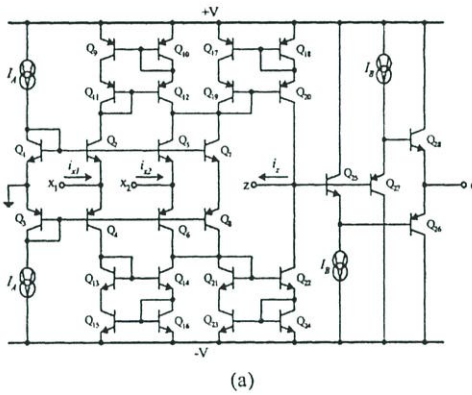


Fig. 2 The CCVC (a) bipolar realization (b) circuit symbol (c) equivalent circuit

**C. Electronically Tunable Quadrature Oscillator Using CCVC**

Fig.3 shows the proposed electronically tunable quadrature oscillator using CCVCs as active elements. According to the current-voltage characteristics of the CCVC described in equation (2), the characteristic equation of the circuit can be written by:

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_{x1}} - \frac{1}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{1}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \right) = 0 \quad (4)$$

The oscillation condition and the oscillation frequency can also be obtained as:

$$R_{x1} = R_{x3} \quad (5)$$

and 
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}} \quad (6)$$

where  $R_{xi}$  ( $i = 1, 2, 3$ ) denotes the parasitic resistance at the terminals  $x_1$  or  $x_2$  of the  $i$ -th CCVC that is proportional to the bias current  $I_{Ai}$ .

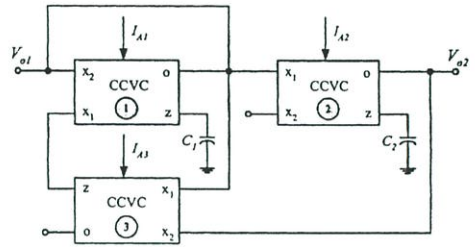


Fig. 3 Proposed electronically tunable quadrature oscillator using CCVCs

If we setting  $C_1 = C_2 = C$ , and by substituting equation (3) into equations (5) and (6), then the proposed circuit of Fig.2 can be controlled to oscillate under the condition:

$$I_{A1} = I_{A3} \quad (7)$$

at oscillating frequency of

$$\omega_o = \left( \frac{2}{V_T C} \right) \sqrt{I_{A2} I_{A3}} \quad (8)$$

Thus, the oscillation condition and  $\omega_o$  are independently adjustable by electronically through  $I_{A1}$  and  $I_{A2}$ . By the use of only grounded capacitor in the circuit realization, the proposed quadrature oscillator is particularly attractive for monolithic implementation [8]-[11].

From Fig.3, the two quadrature outputs  $V_{o2}$  and  $V_{o1}$  can be expressed as:

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{1}{sC_2R_{x2}} \quad (9)$$

where the phase shift is  $\phi = 90^\circ$ . This guarantees that the proposed oscillator circuit provides the quadrature outputs  $V_{o1}$  and  $V_{o2}$ .

#### D. Non Ideal Analysis

The effects of the non-ideal CCVC characteristics on the performance of the proposed oscillator circuit have been taken into account by assuming that the non-ideal CDCVC can be described by:

$$\begin{bmatrix} v_{x1} \\ v_{x2} \\ i_z \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{xi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{xi} \\ 0 & 0 & \alpha_{pi} & -\alpha_{ni} \\ \beta_i & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_o \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

where  $\alpha_{pi} = 1 - \varepsilon_{pi}$ ,  $\alpha_{ni} = 1 - \varepsilon_{ni}$ ,  $\beta_i = 1 - \varepsilon_{vi}$  are respectively the current and voltage gains of the  $i$ -th CCVC. The  $\varepsilon_{pi}$  ( $\varepsilon_{pi} \ll 1$ ) is the current tracking error from  $x_1$  terminal to  $z$  terminal,  $\varepsilon_{ni}$  ( $\varepsilon_{ni} \ll 1$ ) is the current tracking error from  $x_2$  terminal to  $z$  terminal, and  $\varepsilon_{vi}$  ( $\varepsilon_{vi} \ll 1$ ) is the voltage tracking error from  $z$  terminal to  $o$  terminal. Re-analysis the circuit configuration of Fig.3, the characteristic equation becomes:

$$s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1} \left( \frac{\beta_1 \alpha_{n1}}{R_{x1}} - \frac{\beta_1 \alpha_{p3}}{R_{x3}} \right) \right] + \left( \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{p2} \alpha_{n3}}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2} \right) = 0 \quad (11)$$

The oscillation condition and the oscillation frequency  $\omega_{on}$  for non-ideal case are:

$$\alpha_{p3} R_{x1} = \alpha_{n1} R_{x3} \quad (12)$$

and 
$$\omega_{on} = \sqrt{\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{p2} \alpha_{n3}}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (13)$$

The modified oscillation condition and oscillation frequency due to the CCVC non-idealities will be slightly changed from the ideal case. However, they can be still independently tunable. According to equation (13), the passive and active sensitivities of this circuit are:

$$S_{C_1, C_2}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (14)$$

$$S_{R_{x2}, R_{x3}}^{\omega_{on}} = -\frac{1}{2} \quad (15)$$

and 
$$S_{\beta_1, \beta_2, \alpha_{p2}, \alpha_{n3}}^{\omega_{on}} = \frac{1}{2} \quad (16)$$

All which are less than unity.

### III. SIMULATION RESULT

To verify the theoretical analysis, PSPICE simulations have been carried out to demonstrate the characteristics of the proposed circuits. In the

simulations, we utilize the AT&T ALA400-CBIC-R parameters [14]. The bias current  $I_B$  is set to 500  $\mu$ A under the power supply voltages of  $\pm V = \pm 3$  V. The simulated characteristics of the proposed CCVC in Fig.2(a) are listed in Table I, when  $I_A = 50$   $\mu$ A,  $R_Z = 1$  k $\Omega$  connected at  $z$ -terminal, and  $R_L = 10$  k $\Omega$ .

TABLE I  
CHARACTERISTICS OF PROPOSED CCVC

| Parameter  | Value | Unit       |
|--|-------|------------|
| -3dB bandwidth   | 28    | MHz        |
| Maximum offset current<br>(from $i_{x1}$ and $i_{x2}$ to $i_z$ ) | 2     | $\mu$ A    |
| Maximum offset voltage<br>(from $v_z$ to $v_o$ )                 | 12    | mV         |
| $r_{x1}, r_{x2}$   | 271   | $\Omega$   |
| $r_z$  | 545   | k $\Omega$ |
| $r_o$  | 50    | $\Omega$   |

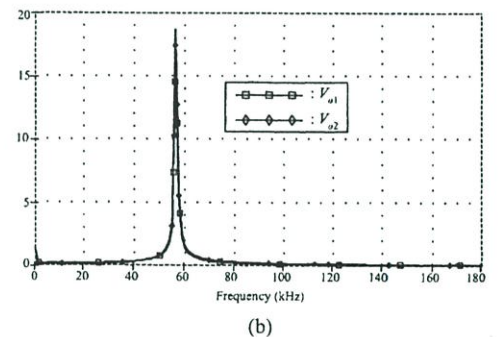
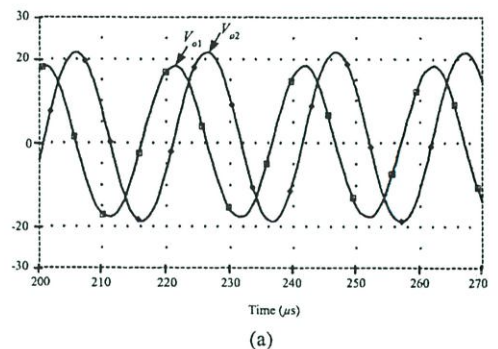


Fig. 4 Simulated results of the quadrature outputs  $V_{o1}$  and  $V_{o2}$  of the proposed oscillator.

(a) Output waveforms.

(b) Spectrums.

As an example with  $C_1 = C_2 = C = 0.01$   $\mu$ F and  $I_{A1} = I_{A2} = I_{A3} = I_A = 50$   $\mu$ A, the simulated quadrature output waveforms  $V_{o1}$  and  $V_{o2}$  of the proposed CCVC-based quadrature oscillator of Fig.3 are shown in Fig.4(a), where the oscillation frequency  $f_o$  is measured to be 56 kHz. From the simulated spectrum outputs  $V_{o1}$  and  $V_{o2}$  of

Fig.4(b) the results of the total harmonic distortion analysis is less than 1.41%.

Fig.5 shows the simulated  $f_o$ , which is obtained by varying the value of  $I_A$ , for various values of  $C$ , i.e.,  $C = 0.1\mu\text{F}$ ,  $0.01\mu\text{F}$ , and  $0.001\mu\text{F}$ , respectively. The deviation between the theoretical calculated with equation (8) and the simulated values are less than 7% for  $I_A$  within the range 50-150  $\mu\text{A}$ , and are less than 15% for  $I_A$  within the range 150-250  $\mu\text{A}$ .

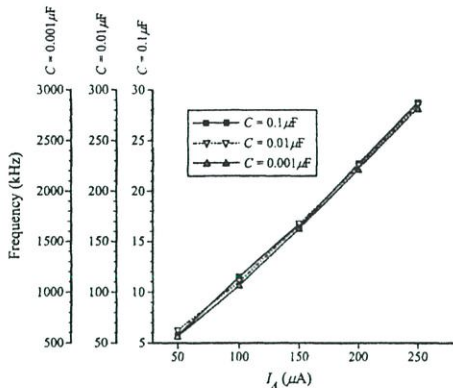


Fig. 5 Simulation results of the oscillation frequency  $f_o$  obtained by varying the value of  $I_A$ .

#### IV. CONCLUSION

A design of bipolar CCVC has been introduced. A new quadrature sinusoidal oscillator employing only three CCVCs and grounded capacitors has also been proposed. The proposed quadrature oscillator circuit offers the following advantages ; (i) two quadrature sinusoidal output waveforms of  $90^\circ$  phase shift are obtained simultaneously; (ii) the oscillation condition and the oscillation frequency are independently tunable by electronically; (iii) using only grounded capacitors for its realization, which is suitable for integration; (iv) low passive and active sensitivities.

#### ACKNOWLEDGEMENT

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

#### REFERENCES

- [1] P. Horowitz, and W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge, U.K., Cambridge University Press, pp.291, 1991.
- [2] U. Tietze, and C. Schenk, *Electronic Circuits : Design and Applications*, Berlin, Germany, Springer, pp.795-796, 1991.
- [3] R. Holzel, "A simple wide-band sine wave quadrature oscillator", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.42, no.3, pp.758-760, 1993.

- [4] S.I. Liu, and Y.H. Liao, "Current-mode quadrature oscillator using single FTFN", *Int. J. Electron.*, vol.81, no.2, pp.171-175, 1996.
- [5] K. Salama, and A. Soliman, "Novel MOS-C quadrature oscillator using differential current voltage conveyor", *The 42<sup>nd</sup> Midwest Symposium on Circuits and Systems*, New Mexico State University, Las Cruces, NM, USA., pp.279-282, 1999.
- [6] J.W. Horng, "Current-mode quadrature oscillator with grounded capacitors and resistors using two DVCCs", *IEICE Trans. Fundamental.*, vol.E86-A, no.8, pp.2152-2154, 2003.
- [7] M.T. Abuelma'atti, A.A. Al-ghumaiz, and M.H. Khan, "Novel CCII-based single-element controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors", *Int. J. Electron.*, vol.78, no.6, pp.1107-1112, 1995.
- [8] M. Bhusan and R.W. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits", *Electron. Lett.*, vol.3, no.4, pp.148-149, 1967.
- [9] M.S. Abougabal, B.B. Battacharyya, and M.N.S. Swamy, "An optimal design of RC active filters using grounded capacitors", *Int. J. Circuit Theory and Applications*, vol.6, pp.31-40, 1978.
- [10] R.S. Sidorowicz, "Some novel RC oscillator for radio frequencies", *Electronic Engineering*, vol.39, pp.498-502, 560-564, 1967.
- [11] M.T. Darkani, and B.B. Battacharyya, "Generation and design of canonic grounded-capacitor variable-frequency RC-active oscillator", *Proc. IEE, Part G*, vol.132, pp.153-160, 1985.
- [12] A. Fabre, "New formulations to describe translinear mixed cell accurately", *Proc. IEE, Part G*, vol.141, pp.167-173, 1994.
- [13] A. Fabre, O. Saaid, and H. Barthelemy, "On the frequency limitations of their circuits based on second generation current conveyors", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol.7, pp.113-129, 1995.
- [14] D.R. Frey, "Log-domain filter : an approach to current-mode filtering", *IEE Proceedings*, Pt. G., vol.140, pp.406-416, 1993.

## ประวัติผู้เขียน

|                  |  |
|------------------|--|
| ชื่อ-นามสกุล     | นายชนวัฒน์ ปิยะทัต   |
| วัน-เดือน-ปีเกิด | วันที่ 13 กันยายน พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี   |
| ประวัติการศึกษา  | สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิตภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2546 และในปีการศึกษา 2547 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |