ปีการศึกษา 2537

มัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

โดย

นายเฉลิมชัย คงเมือง

นายสวัสดิ์ สุขประสงค์

วัน เดือน ปี 18 ม.ค. 2539
เลขทะเบียน 034796
เลขเรียกหนังสือ T391396 ค.8

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

034796

ปีการศึกษา 2537

มัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

โดย

นายเฉลิมชัย คงเมือง
นายสวัสดิ์ สุขประสงค์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง มัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง (TRUE RMS MULTIMETER)

ผู้จัดทำ

1. นายเฉลิมชัย คงเมือง

2. นายสวัสดิ์ สุขประสงค์

---------- อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผู้ช่วย ศ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มัลติเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

โดย นายเฉลิมชัย คงเมือง
นายสวัสดิ์ สุขประสงค์

อาจารย์ที่ปรึกษา อ.ชิ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ถูกเรียบเรียงขึ้นจากผลงานที่ได้พัฒนาขึ้นเป็นเครื่องมือวัดค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณที่ไม่สามารถวัดโดยค่าเฉลี่ยได้จากนิยามนี้ค่าอาร์เอ็มเอส (Root mean square value) คือค่าผล (Effective value) ซึ่งจะเป็นการแสดงค่าเป็นแรงดันไฟตรง โดยวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้นใหม่ ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอหลักการ และขั้นตอนการวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง โดยใช้วงจรที่ทำหน้าที่ตามฟังก์ชั่นคณิตศาสตร์ที่ใช้หาค่าอาร์เอ็มเอส(RMS Function)ซึ่งวงจรที่สังเคราะห์ขึ้นให้ผลการวัดได้ใกล้เคียงกับข้อกำหนดของไอซีเบอร์ LH0091 นอกจากนั้นได้ทำการวิเคราะห์วงจรที่ทำหน้าที่คูณ วงจรยกกำลังของสัญญาณทางเข้าที่เป็นฟังก์ชั่นรูปต่าง ๆที่ได้จากการวิจัยในปริญญานิพนธ์คือต้นแบบเครื่องวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRUE RMS MULTIMETER

Mr. Chalermchai Kongmuang

Mr. Sawat Sukprasong

[illegible] Singthong Patanasethanon Advisor

1994

Abtract

This thesis describe a developing of true RMS multi meter project from root means square function. The aim of this is concernted with an analytical RMS functiion and then synthesis true RMS multimeter circuit witch consist of descretes electronics devices.The experiimental result almost nearly specification of IC LH0091.However multipli er function circuit logarithm amplifier and nonlinear amp lifier has been discussed. but not synthesis circuit. Pro totype circuit of true RMS multimeter has been shown.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

สารบัญรูป

บทที่ 1 บทนำ 1

บทที่ 2 ทฤษฎี หรือ หลักการ 2

2.1 ล็อกการิทึม 2

2.2 การแปลงอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี 36

2.3 วงจร ทรู อาร์เอ็มเอส 42

2.4 ออลเอฟเฟคที่ใช้ในซิลิกอน 47

บทที่ 3 การคำนวณ และการสร้าง 55

3.1 คำนำ 55

3.2 ส่วนประกอบของวงจร 55

3.2.1 ภาคเปลี่ยนย่านวัดโวลท์ 55

3.2.2 วงจรขยายกลับขั้ว 56

3.2.3 ภาคย่านวัดกระแส 59

3.2.4 ภาคอาร์เอ็มเอสจริง 60

3.2.5 ภาควงจรคูณ 62

3.2.6 ภาคแสดงผล 62

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง 66

4.1 การวัดแรงดันไฟฟ้า 66

4.2 การวัดกระแสไฟฟ้า 71

4.3 การวัดกำลังไฟฟ้า 73

บทที่ 5 บทวิจารณ์ และสรุป 74

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของล็อกการิทึ่ม 3
รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดค่าผิดพลาดจากความต้านทาน bulk 5
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงการชดเชยรอยต่อของความต้านทาน bulk 6
รูปที่ 2.4 แสดงการต่อไดโอดเป็นวงจรล็อกการิทึ่ม 7
รูปที่ 2.5 การทำงานแบบลูปเปิดของวงจรล็อกการิทึ่ม 9
รูปที่ 2.6 Bode plot วงจรล็อกการิทึ่มแบบลูปเปิด 11
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรรวมการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง พร้อมด้วยชุดยกกำลังสองทั้งสองด้านด้านบวกและด้านลบ 14
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรชุดยกกำลังสองด้านบวกของการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง 15
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรชุดยกกำลังสองด้านลบของวงจรคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง 16
รูปที่ 2.10 รูป a) แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณ
b) แสดงรูปคลื่นเอาท์พุท 18
รูปที่ 2.11 วงจรการคูณแบบแปรค่าอัตราความนำ 19
รูปที่ 2.12 วงจรการคูณแบบล็อก-ถอดล็อก 22
รูปที่ 2.13 วงจรการทำงานสองควอทแรนท์ของวงจรหาร 26
รูปที่ 2.14 ตอบสนองของค่าพีกที่มีความถูกต้องสูงในการแปลงเอซีเป็นดีซี 35
รูปที่ 2.15 วงจรเปลี่ยนเป็นค่าอาร์เอ็มเอสที่มีย่านการวัดกว้าง 38
รูปที่ 2.16 วงจรแปลงเอซีเป็นดีซีโดยใช้การตอบสนองของค่าเฉลี่ย 38
รูปที่ 2.17 วงจรแปลงค่าอาร์เอ็มเอสไปเป็นดีซี 39
รูปที่ 2.18 วงจรการเปลี่ยนค่าอาร์เอ็มเอสเป็นดีซีโดย
a) การคำนวณวิธีล็อกการิทึ่ม
b) การคำนวณวิธี implicit 42
รูปที่ 2.19 วงจรการแปลงเป็นค่าอาร์เอ็มเอสโดยวิธีล็อก-แอนตี้ล็อก 43
รูปที่ 2.20 การไหลของกระแสฮอลเอฟเฟค 48
รูปที่ 2.21 การวางฮอลเอฟเฟค 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูปที่ 2.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Vo และ B 50
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของออลเอฟเฟค 51
รูปที่ 2.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Vo และ B 51
รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของ TL173C 52
รูปที่ 2.26 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Vo และ B ของ TL173C 53
รูปที่ 2.27 วงจรที่มีการชดเชยสัญญาณ 53
รูปที่ 3.1 วงจรย่านวัดโวลท์ 55
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรย่านวัดในส่วนที่หนึ่ง 57
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรย่านวัดในส่วนที่สอง 58
รูปที่ 3.4 วงจรอาร์เอ็มเอสจริง 61
รูปที่ 3.5 ภาควงจรคูณ 62
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรภายในของเครื่องวัด 65
รูปที่ 3.7 แสดงเครื่องวัดมัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง 65
รูปที่ 4.1 การวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SINE 69
รูปที่ 4.2 การวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SQUARE 70
รูปที่ 4.3 การวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SAWTOOTH 70
รูปที่ 4.4 การวัดกระแสที่ใช้หลอดไฟเป็นโหลด 72
รูปที่ 4.5 การวัดกระแสของชุดทดลอง 72
รูปที่ 4.6 การวัดกำลังของชุดทดลอง 73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ค่าผลหรือค่าrmsจากการหาค่าเฉลี่ยของกระแส และแรงดันคลื่นรูปไซน์นั้นมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงนิยามหน่วยของค่าของแรงดันหรือกระแสขึ้นใหม่ที่สามารถวัดค่าได้จริงคือค่าrms คำว่า rms นั้นเป็นการเรียกชื่อตามรูปแบบทางคณิตศาสตร์ซึ่งเป็นชื่อที่เข้าใจยาก ความหมายที่แท้จริงของค่า rms คือ ค่าผล (effective value) คำว่าค่าผล หมายถึงค่าที่สัญญาณไฟสลับให้พลังงานความร้อนบนตัวต้านทานเดียวกัน ได้ผลเท่ากัน ซึ่งเปรียบเทียบโดยให้กระแสสลับที่ต้องการหาค่า rms ไหลผ่านความต้านทาน แล้ววัดพลังงานความร้อนบนตัวต้านทานนั้น สมมุติว่าได้พลังงานความร้อนเท่ากับ Q จากนั้นปลดกระแสสลับออก แล้วต่อกระแสตรงเข้าแทนที่ ปรับขนาดของกระแสตรงจนเกิดพลังงานความร้อนบนตัวต้านทาน เท่ากับ Q เหมือนกัน กระแสตรงดังกล่าวนี้คือค่าผลหรือค่า rms ของกระแสสลับนั่นเอง จึงอาจกล่าวเป็นนิยามให้กะทัดรัดได้ว่าค่า rms ของกระแสสลับใดๆ คือค่ากระแสตรง ซึ่งเมื่อให้ไหลผ่านตัวต้านทานใดๆแล้ว จะจ่ายกำลังให้แก่ความต้านทานตัวนั้นเท่ากับกำลังที่ได้จากกระแสสลับบนตัวต้านทานเดียวกัน

ในการวัดค่าrmsของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่สลับซับซ้อน(COMPLEX AC SIGNAL)สัญญาณที่ได้จาก MODULATION หรือสัญญาณต่างๆ ที่ไม่ได้อยู่ในรูปของสัญญาณมาตรฐาน ซึ่งเราไม่สามารถใช้ multimeter ธรรมดาวัดได้ เพราะ multimeter เหล่านั้นได้รับการออกแบบมา เพื่อให้ใช้ได้กับสัญญาณมาตรฐานเช่นสัญญาณไซน์เท่านั้น นอกจากนั้น multimeter โดยทั่ว ๆไปจะไม่สามารถวัดสัญญาณแรงดันและกระแสที่มีความถี่สูงมาก ๆได้ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก ข้อจำกัดทางด้านความถี่ของส่วนประกอบต่างๆของmultimeterเอง ดังนั้น true rms multimeterเป็นวิธีหนึ่งที่ใช้วัดค่า rmsของสัญญาณไฟสลับที่เป็นแรงดันหรือกระแสที่ซับซ้อนเหล่านั้น มาทำให้เป็นค่าบวกแล้วทำการยกกำลังสองแล้วหาค่าเฉลี่ยตลอดคาบของสัญญาณแล้วนำมาถอดรากจะได้ค่าrmsที่ถูกต้องตามที่คำนวณตามวิธีทางคณิตศาสตร์ซึ่งเครื่องวัด true rms multimeter เครื่องนี้จะสามารถวัดแรงดันเป็น rms กระแสเป็น rms และวัดกำลังที่ความถี่สูงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎี หรือหลักการ

2.1 ล็อกการิทึม(LOGARITHM)

2.1.1 การเปลี่ยนเป็นล็อกการิทึม (Logarithmic conversion)

ขั้วของทรานซิสเตอร์ (Tranister) จะใช้ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น แรงดัน เบส-อีมิสเตอร์ (base-emitter) เป็นฟังก์ชั่นล็อกการิทึมของกระแสคอลเลคเตอร์(collecter)กระแสที่ไหลจะต่ำเป็นพิโกแอมป์(picoamperes) อาจจะมากถึงมิลลิแอมป์ โดยการต่อทรานซิสเตอร์ป้อนกลับเข้า ออป-แอมป์(op-amp) ซึ่งจะมีความถูกต้องแน่นอนในทางปฏิบัติ ตัวอย่างการใช้ล็อกการิทึม มีรูปแบบการคูณ การหาร เอกซ์โปเนนเชี่ยล การย่อสัญญาณ และการขยายตัว ฟังก์ชั่นเหล่านี้ส่วนมากจะใช้ออป-แอมป์เป็นส่วนประกอบการเปลี่ยนอาร์เอ็มเอส (rms)ไปเป็น ดีซี(dc) การบวกเวคเตอร์(vector)และการอนุกรมกำลัง

2.1.2 พื้นฐานของล็อกการิทึมโดยใช้ทรานซิสเตอร์

กระแสคอลเลคเตอร์ (collector current) ของทรานซิสเตอร์ (Transistor)ในทางอุดมคติจะแสดง โดยสมการของ Ebers และ Moll

$$ic = \alpha_F I_{ES}(EXP(vBE/kT - 1) - I_{cs}(EXP(-qvCB/kT - 1)....(2.1)$$

เมื่อ

α_F = อัตราส่วนของกระแส forward

$I_{ES}.I_{CS}$ = กระแสสูงสุดด้านคอลเลคเตอร์ และ อีมิตเตอร์(emitter)

$V_{BE}.V_{CB}$ = แรงดันเบส-อีมิตเตอร์ และแรงดันคอลเลคเตอร์-เบส

q = ประจุของอิเลคตรอน = 1ev

k = ค่าคงที่ของ Boltzman's = 8.62×10^{-5}ev/ k

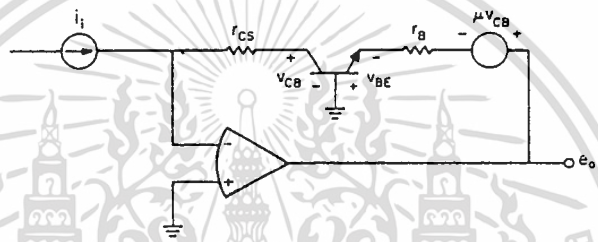
T = เกณฑ์ความร้อน

จากการทำงานที่เป็น forward-active, ic > $\alpha_F I_{ES}$;โดยแรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์-เบส เป็นศูนย์ แรงดันระหว่าง เบส-อีมิตเตอร์ จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_s} \qquad \text{.....(2.2)}$$

เมื่อ $\alpha_F I_{ES}$ สามารถทำให้สั้นลงเป็น I_S แฟคเตอร์ α_F ไม่ควรใช้ปะปนกับค่ากระแส คอมมอน-เบส ซึ่งมีค่าเกณฑ์ $\alpha = I_C / I_E$ ซึ่งขึ้นอยู่กับแรงดัน, อุณหภูมิและกระแสรั่วไหลอีมิตเตอร์-เบส และน้อยกว่าค่าคงที่ α_F ข้อบกพร่องเหล่านี้แทนด้วยความต้านทาน คอลเลคเตอร์, อีมิตเตอร์, เบส (r_{ES}, r_{BS}, r_{CS}) และผลของ Eaely effect(การรวมทางความกว้างของเบส)



รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของlogarithmic ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสทางปฐมภูมิของผลตอบสนองแบบไม่เป็นlogarithmic

ความต้านทานอีมิตเตอร์ และเบส ทำให้แรงดันที่ขั้วเบส-อีมิตเตอร์เพิ่มขึ้นโดยมีส่วนประกอบ ซึ่งมีการเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มขึ้นของกระแสคอลเลคเตอร์ ผลของความต้านทานสองตัวนี้พอเพียงที่จะเป็นสาเหตุที่ทำให้เราต้องพิจารณา โดยความต้านทานในอีมิตเตอร์ของวงจรล็อก ที่ใช้ทรานซิสเตอร์จะแสดงในรูป2.1เมื่อ r_B เป็นผลรวมของความต้านทานที่มีค่าใหญ่ ความต้านทานคอลเลคเตอร์ r_{CS} เป็นสาเหตุที่ทำให้แรงดันคอลเลคเตอร์-เบสของทรานซิสเตอร์เปลี่ยนแปลงโดยกระแสคอลเลคเตอร์แรงดันที่ตกคร่อมบนความต้านทานค่อลเลคเตอร์ จะถูกเลี้ยงโดย การให้ไบแอสกลับทาง(forward-bias)ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบสกระแสที่ผิดพลาด $I_{CS}(e^{-qV_{CB}/kT} - 1)$ในกระแสคอลเลคเตอร์ โดยเราใช้อนุกรมกำลังกระจาย e^x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e^{x} = 1 + X + \frac{X^2}{2!} + \frac{X^3}{3!} + \ldots$$

ข้อผิดพลาดเล็กๆจะเกิดขึ้นได้ เราจึงให้ความสำคัญกับการไบแอสแบบกลับทาง (forward-bias) โดยเปรียบเทียบกับ kT/q ซึ่งในกรณีนี้แรงดันระหว่างเบส อีมิตเตอร์ หาได้จาก

$$V_{BE} = \frac{kT}{q}\left[\ln\frac{ic}{I_s}\left[1+\frac{qI_{cs}r_{cs}}{kT}\right]\right] \quad \ldots\ldots\ldots(2.3)$$

การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน เบส-อีมิตเตอร์ เป็นผลจากการให้ไบแอส ที่ คอลเลคเตอร์-เบส เป็นสมการ Ebers-Moll อย่างไรก็ตามแรงดันที่ป้อนกลับนี้จะเป็นแฟคเตอร์ของ μ ที่มีอยู่เพราะว่าความกว้างของเบส เป็นการรวมกันโดยการไบแอสคอลเลคเตอร์

$$\mu = \frac{V_{BE}}{V_{CE}}$$

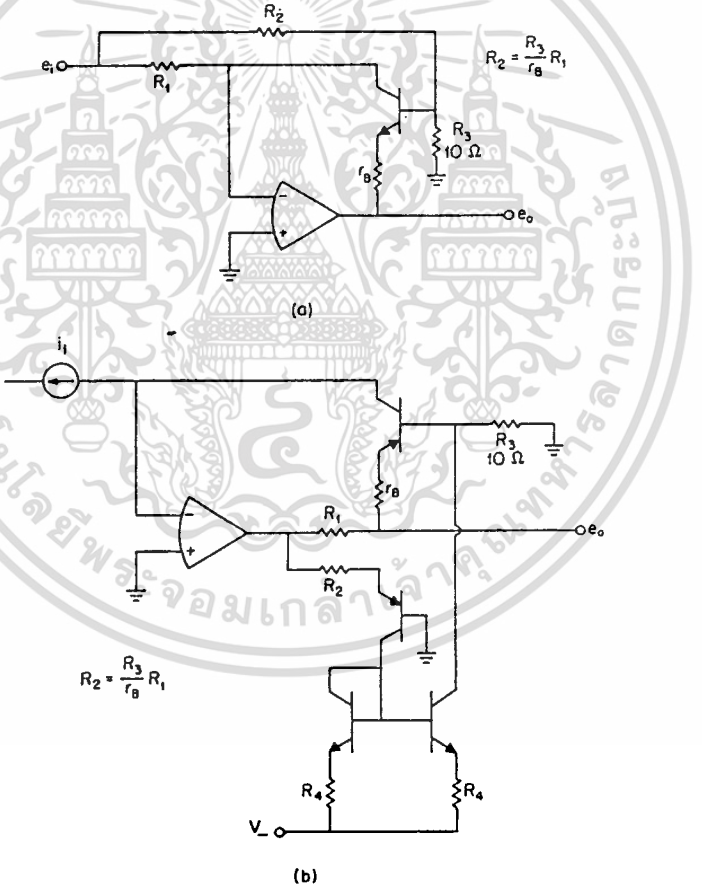
ปรากฏการณ์นี้อธิบายโดยสมการ Early และอ้างอิงถึงผลกระทบของ Early ซึ่งพิจารณาจากรูป 2.1 โดยแหล่งจ่ายแรงดัน μV_{CB} จากวงจรในรูป 2.1 ตรงขั้วคอลเลคเตอร์-เบส จำเป็นต้องให้แรงดันเป็นศูนย์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคอลเลคเตอร์ เพียงอย่างเดียวเป็นผลทำให้เกิดความต้านทานคอลเลคเตอร์ ขึ้นอีกครั้ง แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานคอลเลคเตอร์ จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขั้ว เบส-อีมิตเตอร์ ของ $\mu i_c r_{cs}$

$$e_o = \frac{-kT}{q} \ln \left[\frac{i_1}{I_s}\left[1 + \frac{qI_{cs}}{kT}\right] - i_1(r_B + \mu r_{cs})\right]$$

$\ldots(2.4)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปแบบของทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอน(silicon)กระแส saturation มีค่าประมาณ 0.1 pA และความต้านทาน saturation มีค่า 5-100 โอห์ม ซึ่งผลเทอม$(1+qi_{cs}r_{cs}/kT)$ จะแตกต่างจาก 1 โดยน้อยกว่า 10^{-3} ผลของความต้านทาน bulk r_B ระหว่าง 0.25โอห์ม และ 10 โอห์ม ขึ้นอยู่กับขนาดของทรานซิสเตอร์ และโดยทั่วไปจะมีขนาดใหญ่เมื่อเปรียบเทียบกับ μr_{cs} ซึ่งให้แฟคเตอร์แบบป้อนกลับเป็น $3x10^{-4}$ และผลของ μr_{cs} จะมีย่านอยู่ในระหว่าง 0.0015 ถึง 0.03 โอห์ม ลักษณะของการผิดพลาดในตัวอย่างจะแสดงจากแรงดัน เบส-อีมิตเตอร์ ในสมการ(1) เป็นผลของความต้านทานที่มีขนาดใหญ่ในอีมิตเตอร์และเบส ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมบนความต้านทาน saturation ของ คอลเลคเตอร์ เหมือนกับที่เราพิจารณามาก่อนคือน้อยกว่า kT/q ซึ่งมีค่าประมาณ 26mV ที่+25

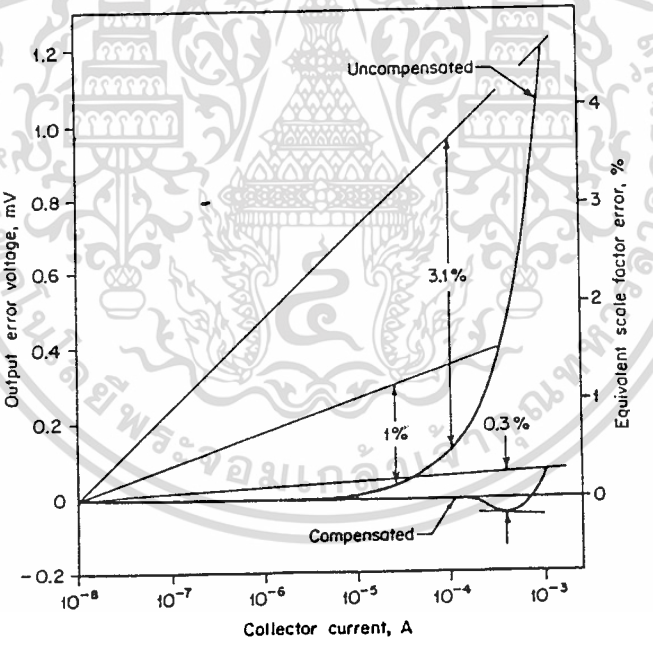


รูปที่ 2.2 ความผิดพลาดเนื่องจากแรงดันตกคร่อมบนอีมิตเตอร์ และเบส ความต้านทาน bulk สามารถชดเชยโดยการใช้ การเท่ากันและตรงกันข้ามของแรงดันที่เบสของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2.1 <u>การชดเชยค่าผิดพลาดที่เกิดจากค่าความต้านทาน</u>

โดยการใช้คุณสมบัติของขนาดของแรงดันที่เบส ของล็อกที่ใช้ทรานซิสเตอร์จะแสดงในรูปที่ 2.2ซึ่งจะเกิดผลผิดพลาดเนื่องจากแรงดันตกคร่อมบนอีมิตเตอร์และเบส ความต้านทาน bulk สามารถจะถูกชดเชยได้ ค่าของความต้านทานที่ชดเชย R_3 จะเลือกให้มีขนาดเล็ก ซึ่งให้มันเพิ่มขึ้นโดยเป็นผลมาจากค่าของ r_B โดยจำนวน R_3/β โดยที่ βเป็นอัตราขยายกระแสของ คอมมอน-อีมิตเตอร์ (common-emittor) ของทรานซิสเตอร์ ผลของการชดเชยความต้านทาน bulk ผิดพลาดจะแสดงในรูป 2.3 การไม่ชดเชยให้ล็อกจะเป็น 3 เปอร์เซ็น และโดยการชดเชยโดยการใช้คุณสมบัติของเบส (bas) ของล็อกที่ใช้ทรานซิสเตอร์ เมื่อมีการปรับปรุงจะมีค่าที่ดีกว่า 0.3เปอร์เซ็น ซึ่งค่าที่แท้จริงของความต้านทาน bulk ของทรานซิสเตอร์คือ 1.2 โอห์ม

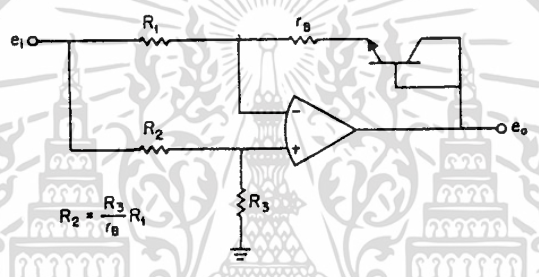


รูปที่ 2.3 การชดเชยของรอยต่อของความต้านทาน bulk โดยการแก้ไขวงจรในรูปที่ 2.2 ให้เป็นล็อกที่มีแฟคเตอร์เป็น 10 หรือ มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2.2 <u>การเปลี่ยนทรานซิสเตอร์เป็นไดโอดในวงจรล็อก</u>

การต่อวงจรล็อกด้วยทรานซิสเตอร์ ก็เหมือนกับการต่อด้วยไดโอดแต่จะสะดวกกว่ารูปที่ 2.4 แสดงวงจรแปลง logarithmicพื้นฐานโดยใช้การต่อทรานซิสเตอร์ให้เป็นไดโอดวงจรต้องการการชดเชยด้วยค่าความต้านทานbulk การชดเชยนี้จะช่วยลดค่าผิดพลาดให้น้อยลงโดยแรงดันตกคร่อมบนความต้านทานรวม R_1 มีค่าลดลงโดย $e_1R_3/(R_2+R_3)$ สำหรับการใช้ประโยชน์จากส่วนนี้ โดยให้ e_1 มีค่าสูงสุดที่ 10 V และมีกระแส 1mA และค่าการขยายการผิดพลาดควรมีเพียง 0.02เปอร์เซ็นเท่านั้น ถ้าความต้านทาน bulkมีค่า 2 โอห์ม



รูปที่ 2.4 การต่อไดโอดเป็นวงจรล็อก ด้วยการชดเชยค่าความต้านทานbulk

ข้อบกพร่องที่เกิดขึ้นจากการต่อนี้ คือกระแสอินพุทไม่สามารถไหลผ่านคอลเลคเตอร์ได้ทั้งหมด เนื่องจากการต่อแบบคอลเลคเตอร์-เบส การทดลองโดยการวัดกระแสคอลเลคเตอร์ และ เบสของทรานซิสเตอร์ชนิด npn แสดงดังรูป 2.5 เหมือนกับฟังก์ชั่นของ เบส-อีมิตเตอร์ ที่ให้ไบแอสแบบไบแอสตรง (forward bias)จากรูป2.5 ทำให้เราเห็นการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์แรงดันเอ็กซ์โปเนนเชี่ยลขึ้นอยู่กับการใช้สมการ (2.1)

กระแสเบสที่เราเห็นมีความแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับความละเอียดที่กระแสต่ำ เพราะว่ากระแสเบสที่ระดับต่ำเป็นผลที่ไม่มีการรวมกันในเบส-อีมิตเตอร์ในขอบเขตของ space-charge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 <u>วงจรขยายสัญญานล็อก</u> (logarithmic amplifier)

วงจรที่อธิบายใน 2.1 เป็นวงจรการแปลง logarithmic พื้นฐาน แต่ในทางปฏิบัติจะมีการชดเชยผลของอุณหภูมิ และมีการชดเชยเฟสและการป้องกันรอยต่อเบส-อีมิตเตอร์ ในทางปฏิบัติจะใช้ ออป-แอมป์(op-amp)รูปแบบของวงจร ถอดล็อก (antilog)และอัตราส่วนล็อก จะพิจารณาต่อไป

2.1.4 <u>การชดเชยเฟสของสัญญานล็อก</u> (Phase compensation of log amplifier)

วงจร ล็อกจะแสดงในรูปที่ 2.1และ 2.2 จะใช้เมื่อวงจรไม่เสถียร ซึ่งจะมีการป้อนกลับ เพื่อใช้อัตราการขยายจะวิเคราะห์ความถี่ที่เสถียรภาพของการขยายนี้เป็นการเปิดการป้อนกลับที่ขั้วinverstingของop-ampและพิจารณาการตอบสนองความถี่ของ 2 สภาวะของ op-amp รูป 2.6แสดงวงจรlogแบบ openloop พร้อมด้วยวงจรเสมือนโดยที่ C_c เป็นผลรวมคาปาซิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และ คาปาซิเตอร์อินพุท ลูปเปิด(openloop)ของ op-amp r_o เป็นอิมพีแดนซ์สัญญาณขนาดเล็กของอีมิตเตอร์ และ μ คือ Early effect การชดเชยเฟสโดยใช้ R_2 และ C_1 โดยทั่วไป อัตราขยายของลูปเปิด (open loop gain)คือ

$$A = \frac{e_f}{e_d} = -A_1\frac{e_f}{v1} \quad \text{จาก} \quad A_1 = -\frac{V_1}{e_d}$$

ในเทอมคอมเพล็กซ์ของความถี่โดเมนท์ (complex frequency domain s,) แรงดันเอาท์พุทของลูปเปิดคือ

$$E_f(s) = -(I_o + I_1)\frac{R_1}{I+sC_cR_1} \quad .....(2.5)$$

และกระแสอีมิตเตอร์คือ

$$I_o(s) = \frac{\mu E_f - V_1}{R_2+r_o}$$

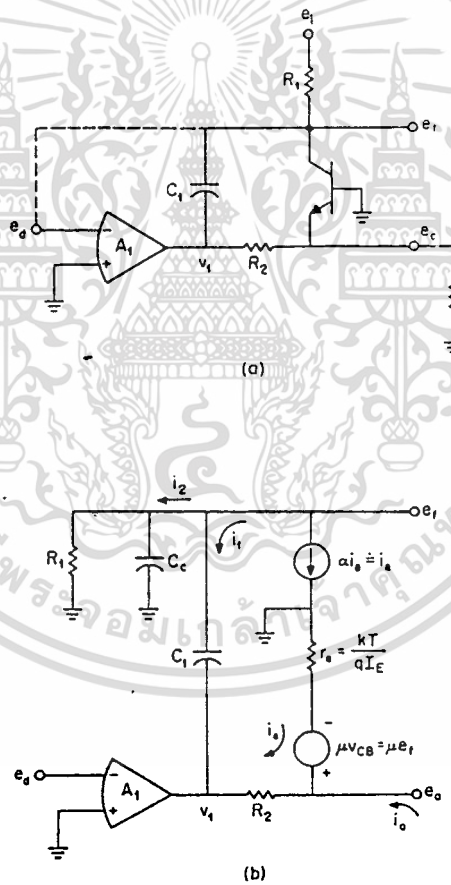
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่กระแสของตัวเก็บประจุที่ไบอัสโดยคือ

$$I_1(s) = (E_f - V_1)sC_1$$

และ

$$I_2(s) = E_f\left[\frac{1}{R_1} + sC_c\right]$$



รูปที่ 2.5 การทำงานแบบลูปเปิดของวงจรล็อกที่มีการวิเคราะห์ปรับปรุงโดยการชดเชยเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
034796

จากสมการ $$E_f(s) = -(I_c+I_1)\frac{R_1}{1+sC_cR_1} \qquad \text{--------(2.6)}$$

$$i_c = \frac{\mu E_f - V_1}{R_2+r_c} \qquad \text{--------(2.7)}$$

$$I_1 = (E_f - V_1)C_1 s \qquad \text{---------(2.8)}$$

นำ (2.7) และ (2.8) แทนใน (2.6)

$$E_f = -\left[\frac{\mu E_f - V_1}{R_2+r_c} + (E_f - V_1)C_1 s\right]\frac{R_1}{1+sC_cR_1}$$

$$E_f + E_f sC_cR_1 = \frac{-(\mu E_f - V_1)R_1 - (E_f - V_1)C_1 s(R_2+r_c)R_1}{R_2+r_c}$$

$$E_f(R_2+r_c)+E_f sC_cR_1(R_2+r_c) = -\mu E_f R_1 + V_1R_1 - E_f R_1C_1 s(R_1+r_c) + V_1R_1C_1 s(R_1+r_c)$$

$$E_f[R_2+r_c+sC_cR_1(R_2+r_c)+sR_1C_1(R_1+r_c)+\mu R_1] = [R_1 + sR_1C_1(R_1+r_c)]V_1$$

$$\frac{E_f}{V_1} = \frac{R_1[1+SC_1(R_2+r_c)]}{R_2+r_c+\mu R_1+S[(C_c+C_1)R_1(R_2+r_c)]}$$

$$= \frac{R_1}{R_2+r_c+\mu R_1} * \frac{1+SC_1(R_2+r_c)}{1+S[(C_c+C_1)R_1(R_2+r_c)]}$$

$$(R_2+r_c+\mu R_1)$$

จากการวิเคราะห์ เราจะสมมติให้ A_1 มีการตอบสนองเป็น single-pole

$$A_1(s) = \frac{A_{o1}}{1+s(A_{o1}/2\pi f_T)}$$

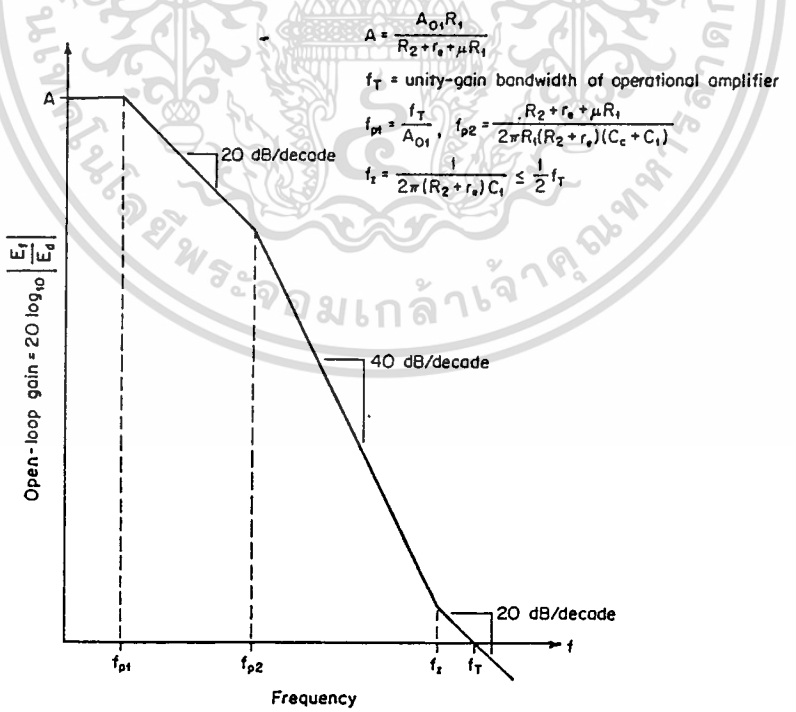
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ A_{o1} เป็นอัตราขยายทาง DC ที่ OPEN LOOP และ f_T เป็นอัตราขยาย band widt ของการทำงานของออป-แอมป์ ขณะที่การขยายตอน OPEN LOOP สามารถเขียนได้เป็น

$$A(s) = \frac{-A_1 R_1}{R_1 + r_e + \mu R_1} * \frac{1+SC_1(R_2+r_e)}{[1+s(C_c+C_1)R_1(R_2+r_e)/(R_2+r_e+\mu R_1)]}$$

แต่ $A_1 = \dfrac{A_{o1}}{1+S(A_{o1}/2\pi f_T)}$ แทนลงในสมการข้างบน

$$A(s) = \frac{-A_{o1} R_1}{R_2 + r_e + \mu R_1} * \frac{1+sC_1(R_2+r_e)}{[1+s(A_{o1}/2\pi f_T)]\{1+s[(C_c+c_1)R_1(R_2+r_e)]\}} \quad \frac{R_2+r_e+\mu R_1}{} \quad .....(2.9)$$



รูปที่ 2.6 Bode plot ของ open loop ของวงจรล็อกที่ใช้ออป-แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Bode plotของ log amplifier ที่มีอัตราการขยายแบบลูปเปิด จะแสดงในรูป 2.6 เพื่อให้มีเสถียรภาพแน่นอน จะให้ f_z มีค่าเป็น 0 ที่น้อยกว่า 1 octave ก่อนที่ออป-แอมป์(op-amp) จะมีอัตราการขยายเป็นหนึ่ง หรือ $f_z < f_t/2$เมื่อต้องการให้มีเสถียรภาพการเลื่อนเฟส (phase shift) ต้องน้อยกว่า 180 องศา ที่เส้นตัดอัตราการขยายเป็นศูนย์ ซึ่งต้องใช้ตัวเก็บประจุในการชดเชยเฟส นั่นคือ

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_1(R_2+r_e)} < \frac{1}{2} f_T$$

$$C_1 = \frac{1}{\pi(R_2+r_e)f_T}$$

การชดเชยเฟสไม่เพียงแต่ใช้ความต้านทาน แต่ยังใช้สัญญาณกระแสตรงอีกด้วย เมื่อความต้านทานอีมิตเตอร์ r_e คือ

$$r_e = \frac{kT}{qI_E}$$

เพื่อให้ผลของสัญญาณ dc มีผลต่อการชดเชยน้อยที่สุด ความต้านทาน R_2 ควรมีค่าสูงสุด เพื่อให้ออป-แอมป์ ทำงานได้เหมาะสม ค่าสูงสุดของความต้านทาน R_2 ถูกจำกัดโดยความต้องการสัญญาณสูงสุด กระแสโหลด และความจุเอาท์พุทสูงสุดของออป-แอมป์(operation amplifier)

$$R_2 < \frac{V_{1max} - 0.7}{(I_e+I_o)_{max}}$$

2.1.5 <u>วงจรการคูณ</u> (Multiplication Techniques)

ปัจจุบันนี้นิยมใช้วงจรอนาล็อก(analog circuit)ซึ่งเป็นชุดสำเร็จประกอบด้วย ออป-แอมป์(operational amplifier)โดยมีวิธีการคูณหลายๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีเช่นการคูณโดยใช้วงจร ล็อก-ถอดล็อก การคูณโดยการแปรอัตราความนำ (variable-transconductance)การคูณโดยการมอดูเลตความสูงและความกว้างของพัลส์(puls width/puls height) การคูณโดยค่าเฉลี่ยของสัญญาณสามเหลี่ยม(triangle averaging) และการคูณโดยวิธีเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง(quarter-square) โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.1.5.1 <u>การคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง</u>

การคูณแบบนี้มีพื้นฐานมาจากสมการพีชคณิต คือ

$$xy = \frac{1}{4}[(x+y)^2 - (x-y)^2]$$

หนึ่งส่วนสี่ของผลต่างกำลังสองเท่ากับ xy โดยจะมีอัตราส่วนแฟคเตอร์เท่ากับ 1:10 จะทำให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท คือ $^{+}10$ V ดังนั้น

$$e_o = \frac{xy}{10}$$

จะได้ $$e_o = \frac{1}{40}[(x+y)^2 - (x-y)^2]$$

ใช้วงจรไดโอดในการยกกำลัง จะใช้ออป-แอมป์ สามตัวและวงจรยกกำลังสองสองตัวในการคูณ จะแสดงดังรูปที่ 2.8 พร้อมด้วยชุดยกกำลังสองด้านบวก ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.9 และชุดยกกำลังสองด้านลบ ดังในรูปที่ 2.10

ในแต่ละวงจรยกกำลังสอง จะมีสี่อินพุท คือ x,y และ-x,-y โดยที่อินพุท x และ y จะต่อกับภายนอก ส่วนอินพุท -x และ -y จะต่อจาก inversting amplifier ในวงจรยกกำลังสองด้านบวก อัตราส่วนสัญญาณของ (x+y) และ -(x+y) ได้จากความต้านทานที่มีค่าแน่นอน สัญญาณบวกอื่นจะถูกเลือกโดยคู่ของไดโอดเรคติไฟร์ และใช้ขับวงจรยกกำลังสองด้านบวก ดังนั้นจะได้ค่าอัตราส่วนกระแสเอาท์พุทของเทอม $(x+y)^2$ เช่นเดียวกันวงจรยกกำลังสองด้านลบเทอม

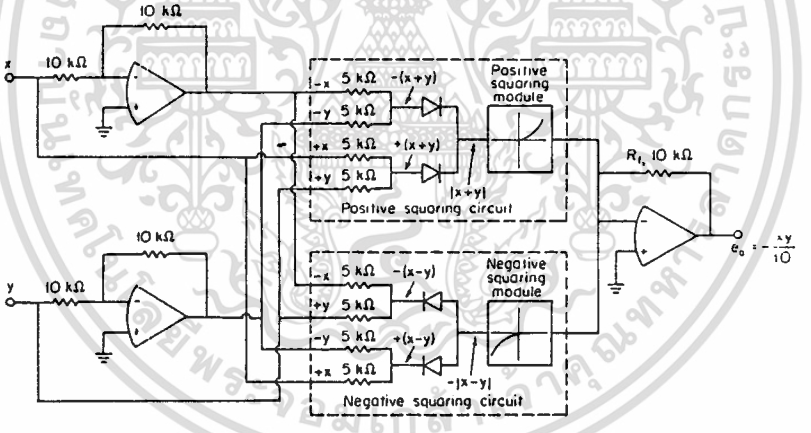
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ (x+y)และ-(x-y)สำหรับสัญญาณลบอื่นใช้ในการขับชุดยกกำลังสองด้านลบ จะได้อัตราส่วนของกระแสเอาท์พุทของเทอม $-(x-y)^2$

เมื่อกระแสสองส่วนคือ $(x+y)^2$ และ $-(x-y)^2$ ถูกรวมกันที่รอยต่อรวมของเอาท์พุทของออป-แอมป์ ผลที่ได้ของการรวมอัตราส่วนกระแสคือ

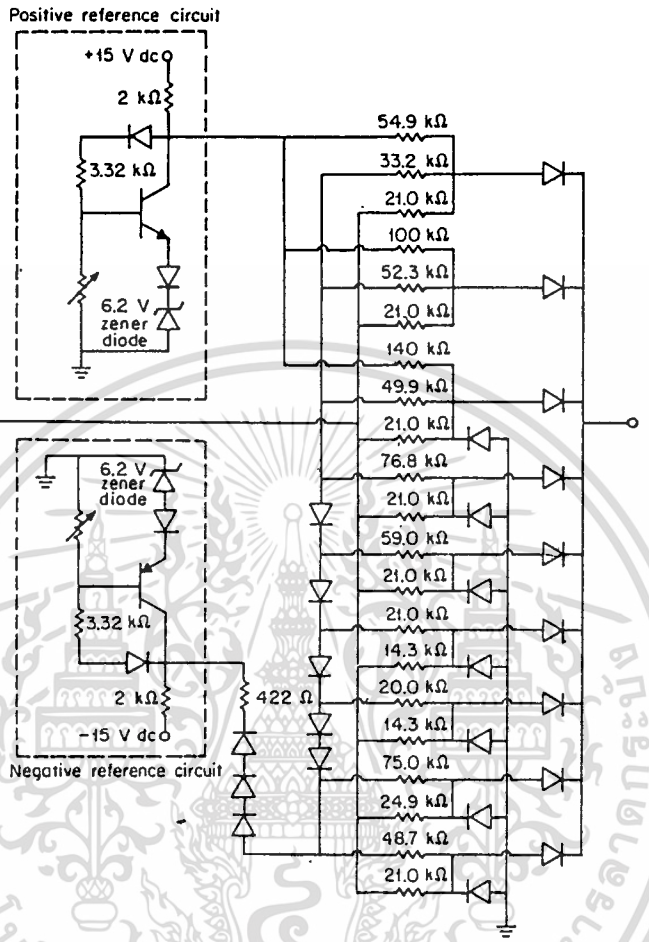
$$(x+y)^2 - (x-y)^2 = 4xy$$

เทอมทางซ้ายมือมีส่วนทำให้เกิดความผิดพลาดในการบวก ดังนั้นวงจรยกกำลังสองจะต้องมีสองชุด เพื่อความถูกต้องในการคูณ



รูปที่ 2.7 การคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสองพร้อมด้วยชุดยกกำลังสองทั้งด้านบวกและด้านลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

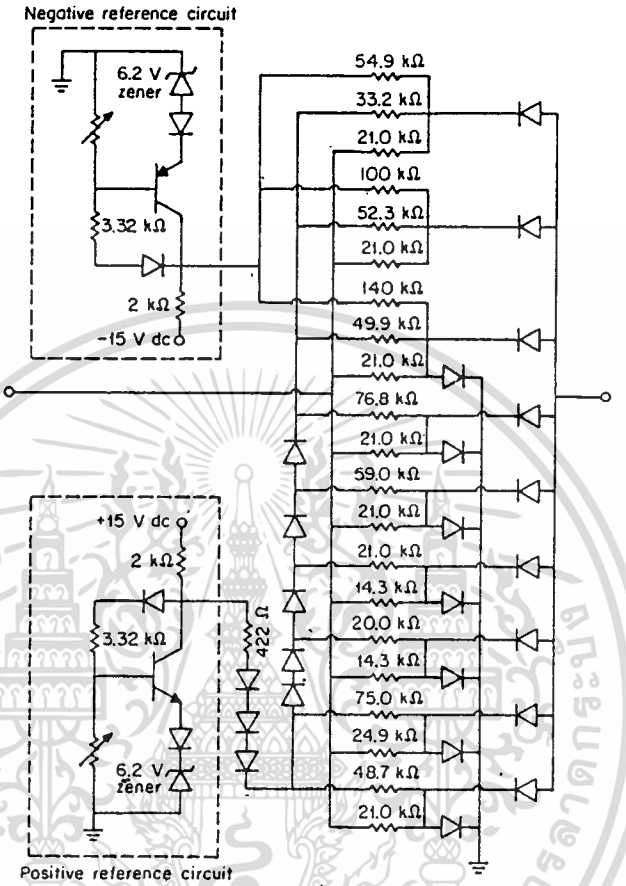


รูปที่2.8 ชุดยกกำลังสองด้านบวกของการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง

2.1.5.2 การคูณแบบมอดูเลตความสูงและความกว้างของสัญญาณ

การคูณแบบนี้จะมีผลการตอบสนองความถี่ต่ำ แรงดันอินพุท V_x จะควบคุมความกว้างของสัญญาณ ขณะที่แรงดันอินพุท V_y ซึ่งเป็นปฏิภาคกับความกว้างของสัญญาณแล้วผ่านตัวกรองความถี่ต่ำ(low pass filter)ซึ่งกั้นเฉพาะสัญญาณกระแสตรง แรงดันเอาท์พุทเป็นปฏิภาคกับแรงดันอินพุท V_x และ V_y มีการเพิ่มตัวกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมเข้าไปในวงจร มีส่วนการทำงานอยู่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ชุดยกกำลังสองด้านลบของการคูณแบบเศษหนึ่งส่วนสี่ของกำลังสอง

สามส่วนคือ ส่วนปรับความกว้างของสัญญาณ(puls width modulation)และส่วนปรับความสูงของสัญญาณ(puls height modulation)และวงจรกรองความถี่ต่ำ ดังแสดงในรูปที่2.11a ส่วนสัญญาณเอาท์พุทและสัญญาณที่เกี่ยวข้องจะแสดงในรูปที่2.11b พิจารณาการคูณแบบนี้ จะมีจุดต่ออยู่สี่จุดโดยมีอินพุท e_t,V_x V_z และ เอาท์พุท e_w โดยที่ V_z คือ แรงดันอ้างอิงมีค่า +10 V และเอาท์พุท e_w จะคงที่ที่ $+V_{sat}$ เมื่อ $e_t < V_x$ และจะคงที่ที่ $-V_{sat}$ เมื่อ $e_t > V_x$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.11b จะได้

$$\frac{V_x}{V_z} = \frac{2\sigma}{T} - 1$$

ให้ V_z มีค่า +10V และ σ คือ dyty cycle ของ e_y และ T.คือคาบเวลา ดังนั้น e_y จะกลายเป็นการมอดูเลตความสูง ซึ่งจะเหมือนกับสัญญาณเอาท์พุทe_h ซึ่งความกว้างของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับ $^{+}V_y$ ส่วนประกอบกระแสตรงของ e_h ซึ่งออกจากเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่ต่ำคือ

$$e_o = V_y \left[\frac{2\sigma}{T} - 1\right]$$

แทนสมการ(3-3)ลงในสมการ (3-4) จะได้

$$e_o = V_y \left[\frac{V_x}{V_z}\right] \qquad \ldots\ldots(2.10)$$

<u>การคูณแบบเฉลี่ยสัญญาณสามเหลี่ยม</u> (Triangie averaging multiplier)

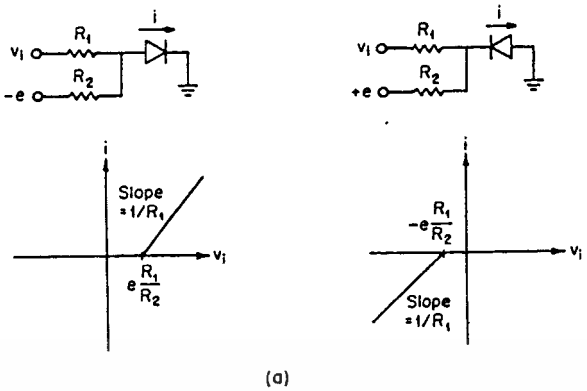
รูปแบบการคูณจะแสดงในรูป 2.12a ประกอบด้วยตัวกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมส่วนขยายผลบวก ไดโอดเรคติไฟร์ และวงจรกรองความถี่ต่ำสัญญาณสามเหลี่ยม e_t และอินพุท x,y จะแยกเป็นสองส่วนโดยส่วนขยายผลบวกและจะได้เอาท์พุทคือ

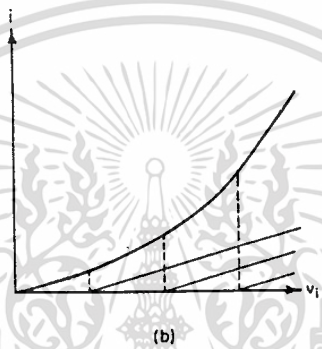
$$V_1 = e_t + x + y$$

และ

$$V_2 = e_t + x - y$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 2.10 (a)ส่วนประกอบของวงจรการทำงาน (b) รูปสัญญาณทั้งหมด

ดังนั้น v_1 จะผ่านเข้าสู่ไดโอดเรคติไฟและได้ค่าเป็นบวกออกมา รูปสัญญาณของเอาท์พุทของเรคติไฟ e_1 แสดงในรูปที่ 2.12b และวงจรกรองความถี่ต่ำจะตัดทอนสัญญาณกระแสตรงของ e_1 ดังนั้นเอาท์พุท E_1 คือ

$$E_1 = \frac{1}{T}\int_0^t e_1(t)dt$$

$$= \frac{1}{4A}(x+y+A)^2$$

และเช่นเดียวกัน เอาท์พุท E_2 ของอีกวงจรคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_2 = \frac{1}{4A}(-x+y+A)^2$$

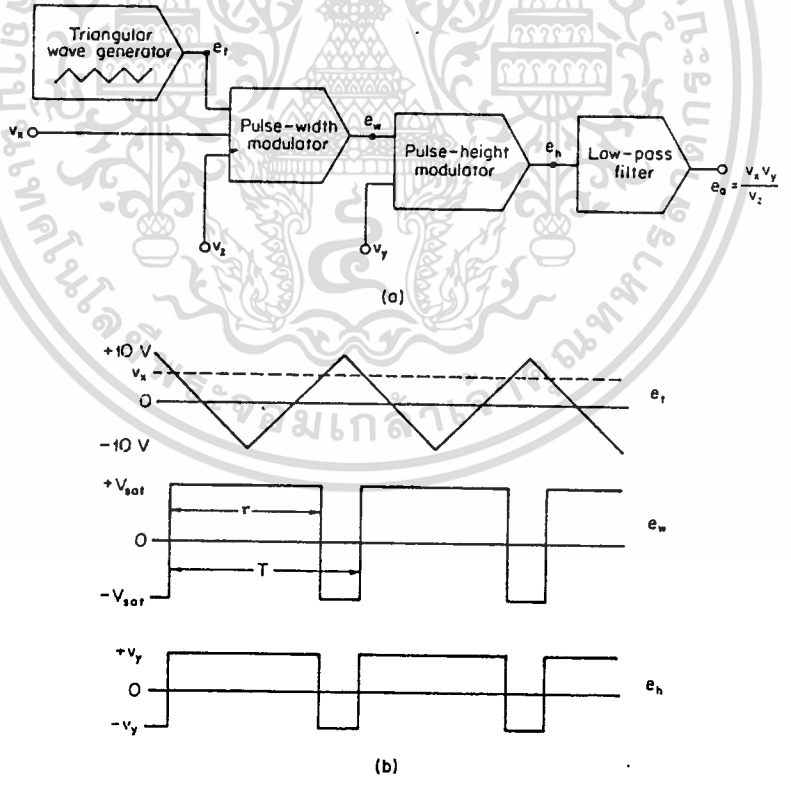
เอาท์พุท E_1 E_2 และ x คือผลรวมจากส่วนขยายแต่ละตัว ดังนั้นเอาท์พุท e_o

$$e_o = E_1 - E_2 - x$$

$$e_o = \frac{1}{4A}(x+y+A)^2 - \frac{1}{4A}(-x+y+A)^2$$

$$e_o = \frac{xy}{4}$$

เมื่อ A คือค่าความกว้างของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งต้องมีเสถียรภาพเพราะต้องใช้ในการควบคุมการขยายของวงจรคูณ



รูปที่ 2.11 (a)ส่วนประกอบของวงจรคูณ (b)สัญญาณเอาท์พุท e_t, e_1, e_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5.4 <u>การคูณแบบแปรค่าอัตราความนำ</u> (variable transconductance)

การเปลี่ยนแปรค่าอัตราความนำของรอยต่อของตัวนำซิลิกอนถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวาง การคูณแบบนี้แบนวิดท์กว้างอินพุทต่างกันมีความเป็นเชิงเส้นและมีต้นทุนต่ำ รูปที่ 2.13 แสดงวงจรของการคูณแบบนี้ มีรอยต่อของซิลิกอนทรานซิสเตอร์สามคู่ คือ Q_{1A}/Q_{1B} Q_{2A}/Q_{2B} และ Q_{3A}/Q_{3B} เป็นแกนของการคูณ อินพุทx และ y ของตัวขยายสัญญาณใช้สำหรับกลับแรงดันอินพุท ให้เป็นคู่ของกระแสตัวขยายสัญญาณ แต่ละตัวต้องการคู่ของทรานซิสเตอร์และความต้านทานที่มีเสถียรภาพสูงเอาท์พุทที่แตกต่างกันของตัวขยายสัญญาณแต่ละตัวคือสัดส่วนของ(x_1-x_2) และ (y_1-y_2)

สมการทางพีชคณิตของทรานซิสเตอร์สองขั้ว(bipolar)คือ

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln i_c \quad .....(2.11)$$

เมื่อ

v_{BE} = แรงดันเบส-อีมิตเตอร์

k = ค่าคงที่ของ Boltzmann's

q = การประจุของอิเลคตรอน

T = อุณหภูมิสัมบูรณ์

i_c = กระแสคอลเลคเตอร์

เราใช้สมการ (2.11) สำหรับ Q_{1A} และ Q_{1B} ดังนั้น

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln i_{1A} \quad .....(2.12)$$

และ

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln i_{1B} \quad .....(2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่า Q_{1A} และ Q_{1B} เป็นคู่ที่เท่ากัน ดังนั้น T เท่ากันหมดทุกตัว แทนสมการ(2.12)ลงในสมการ(2.13) จะได้

$$V_3 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}} \qquad .....(2.14)$$

เช่นเดียวกันใช้สมการ(2.11)สำหรับค่าของคู่ทรานซิสเตอร์ Q_{2A}/Q_{2B} และ Q_{3A}/Q_{3B} จะได้

$$V_3 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{2A}}{i_{2B}} \qquad .....(2.15)$$

และ

$$V_3 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{3A}}{i_{3B}} \qquad .....(2.16)$$

สมมติให้คู่ทรานซิสเตอร์ Q_{1A}/Q_{1B}, Q_{2A}/Q_{2B} และ Q_{3A}/Q_{3B} มีค่าเท่ากันและค่าอุณหภูมิเท่ากันทุกตัวจะได้สมการ(2.14),(2.15),(2.16)เป็น

$$\frac{i_{1A}}{i_{1B}} = \frac{i_{2A}}{i_{2B}} = \frac{i_{3A}}{i_{3B}} \qquad .....(2.17)$$

สมมติว่าเอาท์พุท ของตัวขยายเป็นแบบอุดมคติ แรงดันที่อินพุทแบบกลับค่าคือ V_5 รวมกระแสอินพุทแบบกลับค่าเข้าด้วยกัน

$$\frac{V_c - V_5}{R_2} = i_{2A} + i_{3B} + \frac{V_5 - e_o}{R_o} \qquad .....(2.18)$$

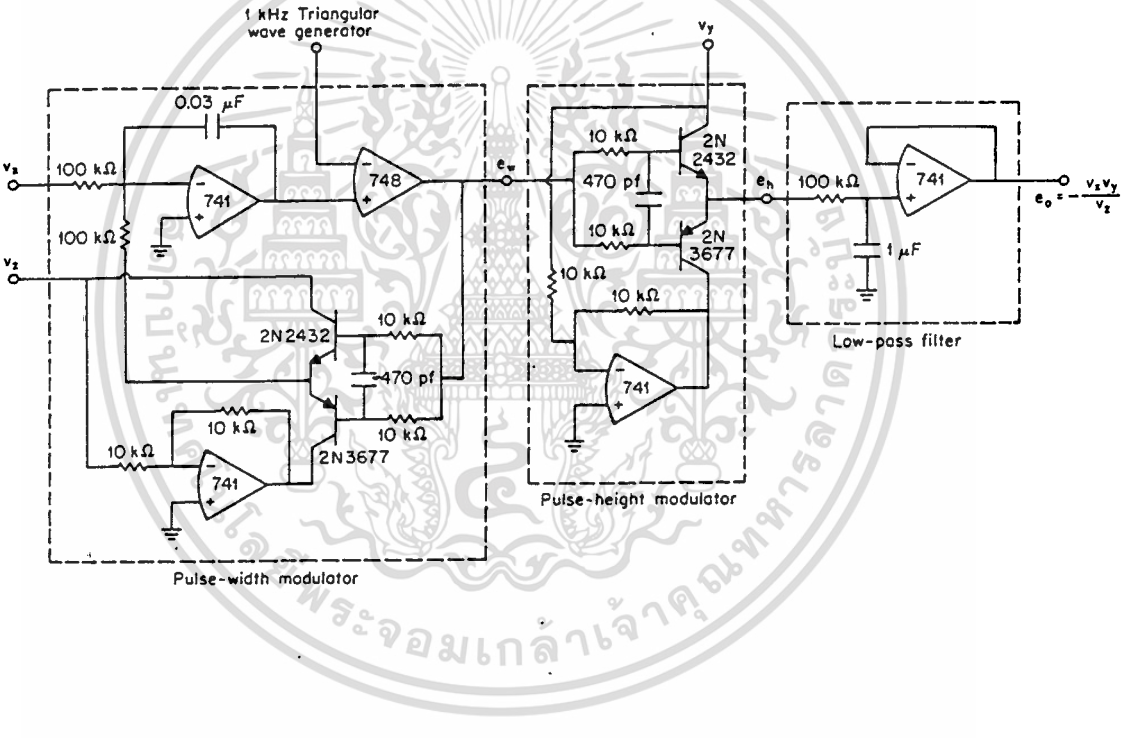
เช่นเดียวกันกับการรวมกระแสอินพุทแบบไม่กลับค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_c - V_o}{R_2} = i_{2B} + i_{3A} + \frac{V_o}{R_o} \qquad \text{.....(2.19)}$$

จากสมการ(2.18)และ(2.19) เราจะได้

$$\frac{e_o}{R_o} = i_{2A} - i_{2B} - i_{3A} + i_{3B} \qquad \text{.....(2.20)}$$



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรการคูณแบบแปรค่าอัตราความนำ

สมมติว่า Q_{4A}/Q_{4B} เป็นคู่ที่เท่ากัน จากสมการ(2.11)เราจะได้

$$x_1 - V_o = \frac{kT}{q} \ln i_{1A} \qquad \text{.....(2.21)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_2 - V_7 = \frac{kT}{q} \ln i_{1B} \quad \text{.....(2.22)}$$

เอาสมการที่(2.21)ลบสมการ(2.22) จะได้

$$x_1 - x_2 = V_8 - V_7 + \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}} \quad \text{.....(2.23)}$$

รวมกระแสที่อีมิตเตอร์ ของQ_{4A} และ Q_{4B} ตามลำดับ

$$i_{1A} = \frac{V_8 - V_7}{R_x} + I_x \quad \text{.....(2.24)}$$

และ

$$i_{1B} + \frac{V_8 - V_7}{R_x} = I_x \quad \text{.....(2.25)}$$

รวมสมการที่(2.24) และ(2.25) เข้าด้วยกัน

$$i_{1A} + i_{1B} = 2I_x \quad \text{.....(2.26)}$$

หาค่า (V_8-V_7) จากสมการ(2.24)แล้วนำไปแทนในสมการ(2.23) จะได้

$$x_1-x_2 = (i_{1A}-I_x)R_x + \frac{kT_4}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}} \quad \text{.....(2.27)}$$

จากสมการ(2.26)และ(2.27)

$$x_1 - x_2 = \frac{R_x}{2} (i_{1A}-i_{1B}) + \frac{kT_1}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}} \quad \text{.....(2.28)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความสะดวกเราตัดเทอมที่เป็นล็อกการิทึ่มทิ้งไป จะได้สมการ(2.28)เป็น

$$x_1 - x_2 = \frac{R_x}{2} (i_{1A}-i_{1B}) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2.29)$$

และอินพุท y ก็เช่นเดียวกัน

$$y_1 - y_2 = \frac{R_y}{2} (i_{5A}-i_{5B}) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(2.30)$$

จากสมการ(2.29) และ (2.30)

$$\frac{4(x_1-x_2)(y_1-y_2)}{R_xR_y} = (i_{1A}-i_{1B})\ (i_{5A}-i_{5B}) \ldots(2.31)$$

รวมกระแสที่คอลเลคเตอร์ ของ Q_{5A} และ Q_{5B}

$$i_{5A} = i_{2A}+i_{2B} \quad \ldots\ldots\ldots(2.32)$$

และ

$$i_{5B} = i_{3A}+i_{3B} \quad \ldots\ldots\ldots(2.33)$$

จากสมการ (2.26) และ (2.27) เทอม i_{1a} และ i_{1B} ทำให้อยู่ในเทอมของ i_{2A} i_{2B} และI_x

$$i_{1A} = 2I_x \frac{i_{2A}}{i_{2A}+i_{2B}} \quad \ldots\ldots\ldots(2.34)$$

และ

$$i_{1B} = 2I_x \frac{i_{2B}}{i_{2A}+i_{2B}} \quad \ldots\ldots\ldots(2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{4(x_1-x_2)(y_1-y_2)}{R_xR_y} = 2I_x\left[i_{2A}-i_{2B}-(i_{3A}+i_{3B})\frac{i_{2A}-i_{2B}}{i_{2A}+i_{2B}}\right] \ldots(2.36)$$

จากสมการที่ (2.17)สามารถพิสูจน์ได้เป็น

$$\frac{i_{2A}-i_{2B}}{i_{2A}+i_{2B}} = \frac{i_{3A}-i_{3B}}{i_{3A}+i_{3B}} \ldots\ldots(2.37)$$

เอาสมการ(2.27)ไปลบสมการ(2.26) จะได้

$$\frac{4(x_1-x_2)(y_1-y_2)}{R_xR_y} = 2I_x(i_{2A}-i_{2B}-i_{3A}+i_{3B}) \ldots\ldots(2.38)$$

เปรียบเทียบสมการ(3-33)กับสมการ(3-15) จะได้ว่า

$$e_o = \frac{2R_o}{I_xR_xR_y}(x_1-x_2)y_1-y_2 \ldots\ldots\ldots(2.39)$$

2.1.5.5 <u>การคูณแบบล็อกและการถอดสัญญาณล็อก</u>

ประกอบด้วยตัวขยาย 4 ตัว และคู่ของทรานซิสเตอร์รอยต่อซิลิกอน 2 คู่ สำหรับล็อก และถอดล็อก รูปที่ 2.13 แสดงวงจรการทำงานของการคูณแบบนี้ จากสมการของทรานซิสเตอร์สองขั้ว

$$VBE = \frac{kT}{q}\ln ic \quad \ldots\ldots\ldots(2.40)$$

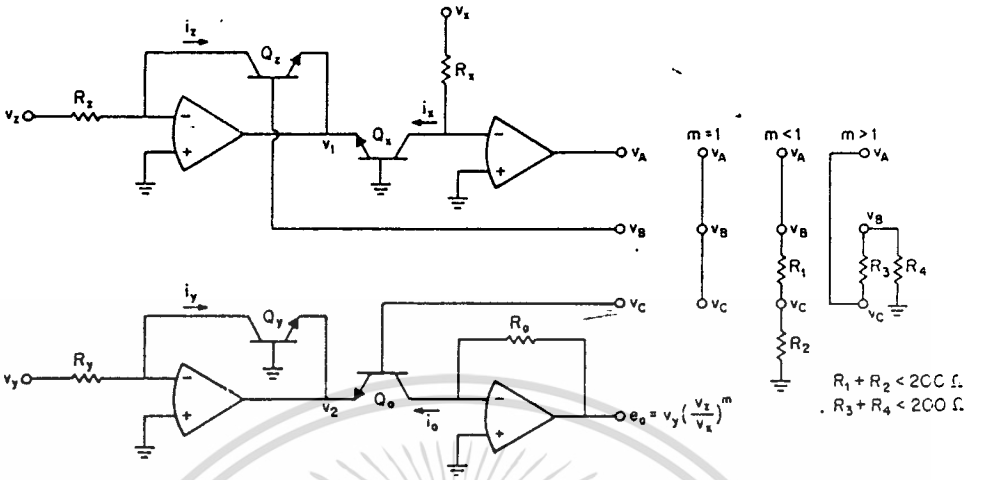
$$V_B - V_1 = VBE_2$$

เพราะฉะนั้น $$VBE_2 = \frac{kT}{q}\ln ic_2 \quad \ldots\ldots\ldots(2.41)$$

โดยที่ $ic_2 = \frac{V_x}{R_x}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.41)จะได้

$$VBE_2 = \frac{kT}{q}\ln\frac{V_x}{R_x} \ldots\ldots\ldots(2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 วงจรการคูณแบบ ล็อก-ถอดล็อก

$$V_1 = - VBE_1$$

$$= -\frac{kT}{q}\ln ic_1 \quad \ldots\ldots\ldots(2.43)$$

โดยที่ $ic_1 = \frac{V_x}{R_x}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.43) จะได้

$$V_1 = -\frac{kT}{q}\ln\frac{V_x}{R_x} \quad \ldots\ldots\ldots(2.44)$$

นำสมการที่ (2.41)+(2.43) จะได้

$$V_B = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{V_z R_x}{R_z V_x}\right] \quad \ldots\ldots\ldots(2.45)$$

และ

$$V_2 = - VBE_3$$

$$= -\frac{kT}{q}\ln ic_3 \quad \ldots\ldots\ldots(2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $ic_3 = \frac{V_x}{R_x}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.46) จะได้

$$V_2 = -\frac{kT}{q}\ln\frac{V_x}{R_x} \quad \text{.....(2.47)}$$

โดยที่ $V_C - V_2 = VBE_4$

$$= \frac{kT}{q}\ln i_{C4} \quad \text{.....(2.48)}$$

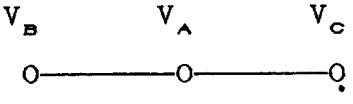
โดยที่ $ic_4 = \frac{V_o}{R_o}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.48) จะได้

$$V_C - V_2 = \frac{kT}{q}\ln\frac{V_o}{R_o} \quad \text{.....(2.49)}$$

นำสมการที่ (2.47)+(2.49) จะได้

$$V_C = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{V_o R_x}{R_o V_x}\right] \quad \text{.....(2.50)}$$

ให้ V_A, V_B, V_C ช็อตถึงกัน เป็น m = 1



เพราะฉะนั้น $V_B = V_C$ จึงทำให้ สมการที่ (2.45) = (2.49)

$$\frac{kT}{q}\ln\frac{V_2 R_x}{R_2 V_x} = \frac{kT}{q}\ln\frac{V_o R_x}{R_o V_x}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $\frac{kT}{q}$ ทั้งสองข้างเท่ากันทำให้ได้สมการดังนี้

$$\ln \frac{V_2 R_1}{R_2 V_1} = \ln \frac{V_0 R_3}{R_0 V_3}$$

ถอด ln ทั้งสองข้างจะได้

$$V_0 = \frac{R_1 R_0}{R_2 R_3} * \frac{V_3 V_2}{V_1}$$

เมื่อให้ $R_1=R_3=R_2=R_0$ ทำให้ได้สมการเป็น

$$V_0 = \frac{V_3 V_2}{V_1}$$

$$VBE = \frac{kT}{q} \ln ic$$

$$V_B - V_1 = VBE_2$$

เพราะฉะนั้น $$VBE_2 = \frac{kT}{q} \ln ic_2 \quad .....(2.51)$$

โดยที่ $ic_2 = \frac{V_2}{R_2}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.51) จะได้

$$VB - V_1 = \frac{kT}{q} \ln \frac{V_2}{R_2}$$

$$V_1 = - VBE_1$$

$$= - \frac{kT}{q} \ln ic_1 \quad .....(2.52)$$

โดยที่ $ic_1 = \frac{V_1}{R_1}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.52) จะได้

$$V_1 = - \frac{kT}{q} \ln \frac{V_1}{R_1} \quad .....(2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (2.52)+(2.53) จะได้

$$V_B = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{V_2 R_1}{R_2 V_1}\right] \quad .....(2.54)$$

และ $$V_2 = - VBE_3$$

$$= - \frac{kT}{q}\ln ic_3 \quad .....(2.55)$$

โดยที่ $ic_3 = \frac{V_y}{R_y}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.55) จะได้

$$V_2 = - \frac{kT}{q}\ln\frac{V_y}{R_y}$$

โดยที่ $$V_C - V_2 = VBE_4$$

$$= \frac{kT}{q} \ln i_{C4} \quad .....(2.56)$$

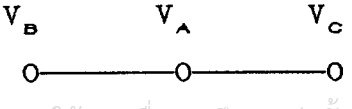
โดยที่ $ic_4 = \frac{V_o}{R_o}$ นำไปแทนในสมการที่ (2.56) จะได้

$$V_C - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{V_o}{R_o} \quad .....(2.57)$$

นำสมการที่ (2.55)+(2.57) จะได้

$$V_C = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{V_o R_y}{R_o V_y}\right] \quad .....(2.58)$$

กรณีที่ 1 เป็น m = 1 ให้ V_A, V_B, V_C ซ็อตถึงกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น $V_B = V_C$ จึงทำให้ สมการที่ (2.54) = (2.58)

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{V_2 R_1}{R_2 V_1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{V_3 R_4}{R_3 V_4}$$

ซึ่ง $\frac{kT}{q}$ ทั้งสองข้างเท่ากันทำให้ได้สมการดังนี้

$$\ln \frac{V_2 R_1}{R_2 V_1} = \ln \frac{V_3 R_4}{R_3 V_4}$$

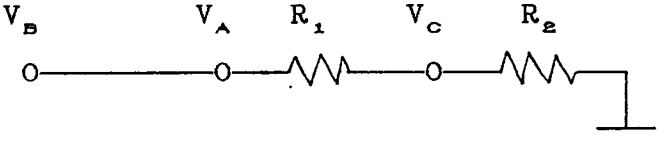
ถอด ln ทั้งสองข้างจะได้

$$V_3 = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} * \frac{V_4 V_2}{V_1} \quad \ldots\ldots\ldots (2.59)$$

เมื่อให้ $R_1 = R_4 = R_2 = R_3$ ทำให้ได้สมการเป็น

$$V_3 = \frac{V_4 V_2}{V_1} \quad \ldots\ldots\ldots (2.60)$$

กรณีที่ 2 เป็น $m < 1$ ให้ $V_A = V_B$ แต่ไม่เท่ากับ V_C



ใช้โวลท์เตจ ดิไวเดอร์

$$V_C = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_B$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $m = \frac{R_2}{R_1+R_2}$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 1

เพราะฉะนั้น

$$V_C = m.V_B \quad \text{.....(2.61)}$$

จากสมการที่ (2.54) และ (2.58) นำไปแทนในสมการที่ (2.61) จะได้

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{V_0 R_y}{R_0 V_y} = m.\frac{kT}{q} \ln \frac{V_2 R_x}{R_2 V_x}$$

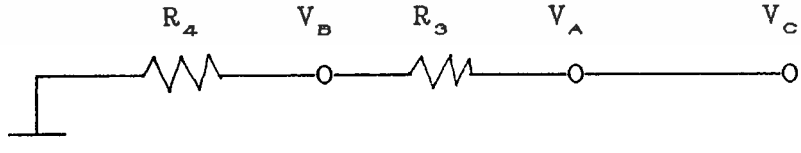
เมื่ออุณหภูมิมีค่าเท่ากันทำให้แล้วถอด ln ออกจะได้

$$\frac{V_0 R_y}{R_0 V_y} = \left[\frac{V_2 R_x}{R_2 V_x} \right]^m$$

เมื่อให้ $R_0 = R_y$ และ $R_x = R_2$ ทำให้ได้สมการหลักเป็น

$$V_0 = V_y \left[\frac{V_2}{V_x} \right]^m \quad \text{.....(2.62)}$$

กรณีที่ 3 เป็น $m > 1$ ให้ $V_A = V_C$ แต่ไม่เท่า V_B



ใช้โวลท์เตจดิไวเดอร์

$$V_B = \frac{R_4}{[R_3+R_4]} * V_C \quad \text{.....(2.63)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_C = \frac{[R_3+R_4]}{R_4} * V_B$$

ให้ $m = \frac{[R_3+R_4]}{R_4}$ ซึ่งมีค่ามากกว่า 1

เพราะฉะนั้น

$$V_C = m.V_B \quad \text{.....(2.64)}$$

จากสมการที่ (2.54)และ (2.58)นำไปแทนในสมการที่ (2.64)จะได้

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{V_0 R_y}{R_0 V_y} = m.\frac{kT}{q} \ln \frac{V_z R_x}{R_z V_x}$$

เมื่ออุณหภูมิมีค่าเท่ากันทำให้แล้วถอด ln ออกจะได้

$$\frac{V_0 R_y}{R_0 V_y} = \left[\frac{V_z R_x}{R_z V_x} \right]^m$$

เมื่อให้ $R_0 = R_y$ และ $R_x = R_z$ ทำให้ได้สมการหลักเป็น

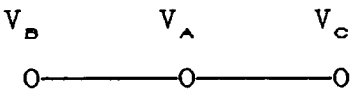
$$V_0 = V_y \left[\frac{V_z}{V_x} \right]^m \quad \text{.....(2.55)}$$

เพราะฉะนั้นค่า m จะขึ้นอยู่กับการต่อความต้านทานที่ต่อระหว่างจุด V_A, V_B, V_C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

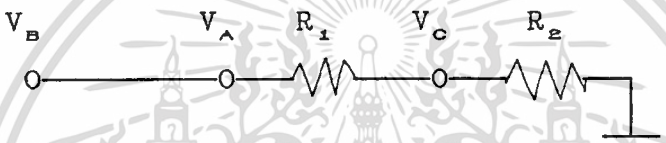
สรุป

กรณีที่ 1 เป็น m = 1 ให้ V_A, V_B, V_C ช็อตถึงกัน



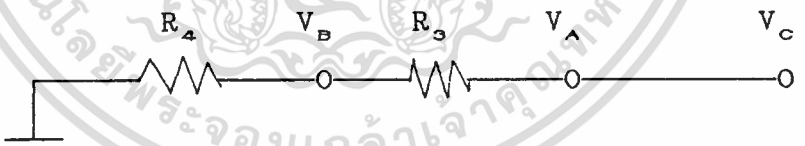
ให้ m = 1

กรณีที่ 2 เป็น m < 1 ให้ $V_A = V_B$ แต่ไม่เท่ากับ V_C



ให้ $m = \frac{R_2}{R_1+R_2}$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 1

กรณีที่ 3 เป็น m > 1 ให้ $V_A = V_C$ แต่ไม่เท่า V_B



ให้ $m = \frac{[R_3+R_4]}{R_4}$ ซึ่งมีค่ามากกว่า 1

จากวงจรให้ z ต่อกับแรงดันอ้างอิง+10V dc และ y จะต่อกับแรงดันอ้างอิง +10V dc แรงดันอินพุท x,y,z ต้องมีค่าเป็นบวกจึงจะคูณกันได้ ในควอทแรนท์ที่หนึ่ง สำหรับวงจรที่สามารถคูณได้ทั้งสี่ควอทแรนท์ แสดงดังรูป 3.15ความต้านทาน R_2, R_4, R_{14}, R_{15} และ R_{16}ใช้สำหรับเปลี่ยนจากการคูณควอทแรนท์ที่หนึ่งเป็นทั้งสี่ควอทแรนท์ แรงดันที่ให้ออป-แอมป์ คงที่ที่+10V ส่วนแรงดัน zerner-diode คือ 6.2V สำหรับจ่ายให้อินพุท Z ความต้านทาน R_2 R_4 R_{16}และR_{16}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่า 62 กิโลโอห์ม C_1/R_6,C_2/R_7 และ C_3/R_{19} คือตัวชดเชยเฟสของวงจรขยาย A_1,A_2 และ A_3 ตามลำดับ ส่วนไดโอด D_1 D_2 D_3 และ D_4ใช้ในการป้องกันรอยต่อของ อีมิตเตอร์-เบส ของ Q_{1A},Q_{1B},Q_{2A} และ Q_{2B} ตามลำดับ ในกรณีที่เกิดให้ไบแอสแบบกลับทาง ความต้านทาน R_{19} . R_{20} . R_{10}/R_{11} R_{12}/R_{13} และ R_8/R_9 อาจไม่ต้องใช้เมื่อต้องการความถูกต้อง 1 เปอร์เซ็น แต่ถ้าต้องการความถูกต้อง 0.1 เปอร์เซ็นก็ต้องใช้ความต้านทานทั้งหมดนี้

2.1.6 <u>เครื่องเปลี่ยนการทำงานหลายๆหน้าที่</u> (Mulitfunction Conversters)

เป็นวิธีการที่มีต้นทุนต่ำสามารถทำเป็นวงจรยกกำลังได้เป็นวงจรถอดรากที่เป็นกำลังสองและเป็นอัตราส่วนกำลังสอง มีเปอร์เซ็นความถูกต้องสูงมาก มีสมการโดยทั่วไปคือ

$$e_o = v_y \left[\frac{v_z}{v_x}\right]^m$$

เมื่อ v_x,v_y และv_z แทนแรงดันอินพุท และส่วนยกกำลัง m สามารถหาได้จากการเลือกใช้ความต้านทานภายนอก 2 ตัว ถ้า m มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2-5 จะ

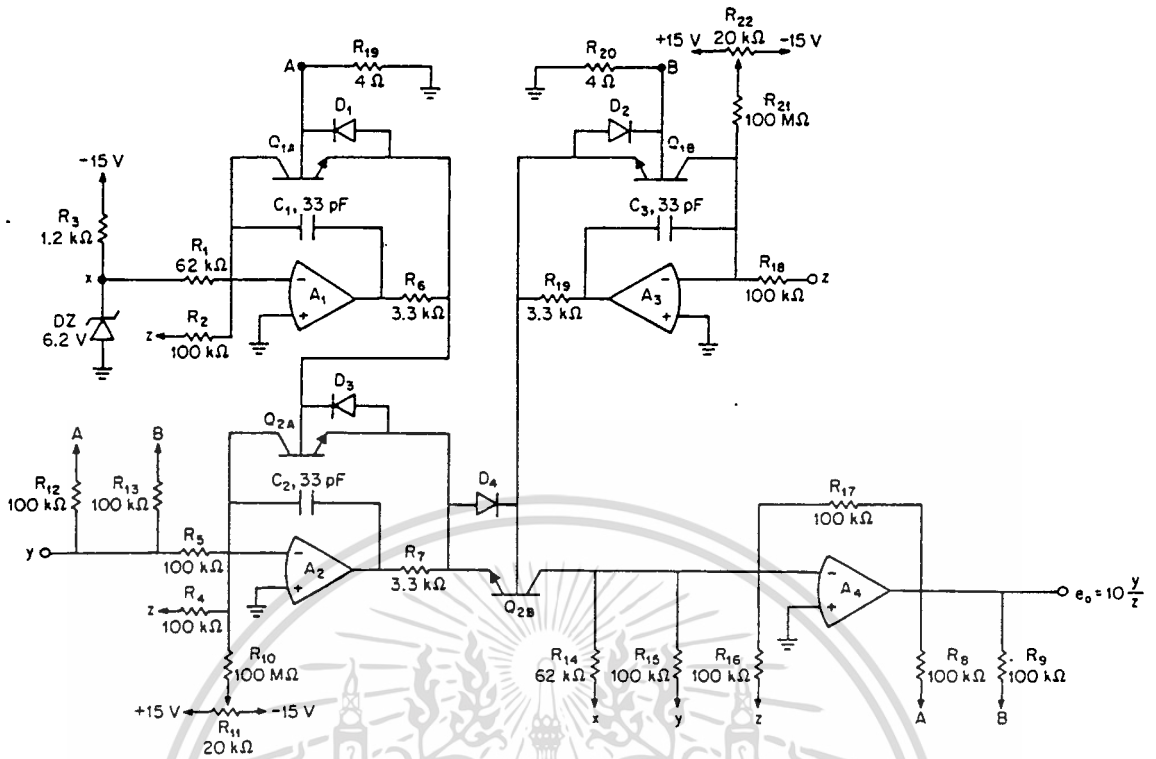
2.1.7 <u>วงจรการหารล็อก</u> (Log Divider)

- การหารแบบ ล็อก-ถอดล็อก (Log-Antilog Divider)

การหารแบบ 2 ควอทแรนท์ได้มีการพัฒนาให้ดีขึ้น มีความถูกต้องมากกว่า60dB ความผิดพลาด 0.1เปอร์เซ็น ของสเกลในการหารเพื่อลดแรงดัน จาก10V ลดเหลือ 100 mV การทำงานเหมือนการคูณแบบใช้วงจร ล็อก-ถอดล็อก โดยทำงานที่ควอทแรนท์หนึ่งก่อน ฟังก์ชั่นการโอนย้ายของ วงจรล็อก-ถอดล็อกในรูป 2.13 คือ

$$e_o = \frac{xy}{z}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรการทำงาน สองควอทแรนท์ ของวงจรหาร

สามารถสร้างวงจรได้จากวงจรพื้นฐานได้เป็น 2 วงจร วิธีหนึ่งคือ ต่อแรงดัน +10V ให้กับ z จะได้เอาท์พุทของวงจรคูณ $e_o = xy/10$ จากนั้นจะถูกเปลี่ยนให้เป็นการหาร หรือให้แรงดัน+10V แก่อินพุท x และให้ z เป็นตัวหาร y คือปริมาณอินพุท จะได้ฟังก์ชั่นการหารเป็น

$$e_o = 10\frac{y}{z}$$

ในการเปลี่ยนจากการหารหนึ่งควอทแรนท์เป็นสองควอทแรนท์ ต้องมีการเลื่อนระดับ วงจรที่สมบูรณ์แสดงในรูป 2.14 เมื่อ $-10V<y<10V$, $0<z<+10V$และ $e_o = 10y/x$ ความต้านทาน R_2, R_4, R_{14} และ R_{15} ใช้ในการยกระดับ ส่วน C_1/R_6, C_2/R_7 และC_3/R_{19} คือตัวชดเชยเฟสให้กับตัวขยาย Q_{1A}/Q_{1B} และ Q_{2A}/Q_{2B} ต้องเป็นคู่ที่เท่ากัน ไดโอด D_1, D_2, D_3 และD_4ใช้ป้องกันรอยต่อของอีมิตเตอร์-เบส ของทรานซิสเตอร์ ทั้ง 4 ตัว ในกรณีที่ให้ไบแอส แบบกลับทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_8/R_9, R_{12}/R_{12}, R_{19} และ R_{20} มีไว้สำหรับชดเชยให้อัตราการขยายเป็นเชิงเส้น และอินพุท y เป็นเชิงเส้น เพื่อให้มีความถูกต้องมากที่สุด

2.2 การแปลงอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี(RMS-TO-DC CONVERSION)

ความถูกต้องในการวัดสัญญาณดีซี ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณเอซีที่มีลักษณะที่สมบูรณ์ซึ่งมีค่าเป็นคอมเพล็กซ์(complex) เช่นต้องรู้ค่าคาบเวลาและรูปร่างของสัญญาณและค่าพีก-ทู-พีกของสัญญาณว่ามีค่าเท่าไรผลสุดท้ายจากการวัดก็จะมีค่าเป็นดีซีซึ่งเท่ากับค่า อาร์-เอ็ม-เอส นั้นเอง

2.2.1 การแปลงสัญญาณจากเอซีเป็นดีซี(General Ac-to-Dc Converter)

ค่าขนาดของการแปลงสัญญาณเอซีเป็นดีซีมีอยู่ 3 แบบดังนี้

1. ค่า พีก(ซึ่งเป็นค่าบวกของสัญญาณเอซีในหนึ่งคาบเวลา เช่น E_8)

2. ค่าเฉลี่ย เป็นค่าเฉลี่ยที่เป็นค่าแอสลูท(absolute)ซึ่งค่าเฉลี่ยของรูปสัญญาณที่สมมารถจะมีค่าเป็นศูนย์ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอซีจะมีค่าเท่ากับระดับสัญญาณดีซี จะเป็นการทรานสเฟอร์(transfer)เหมือนกับประจุต่อหน่วยเวลา ค่าแอสลูท(absolute)ที่เป็นค่าเฉลี่ยจะเป็น

$$E_{ave} = \frac{1}{to}\int_{0}^{to} |e(t)|dt$$

เมื่อ t_8 เป็นคาบเวลาของสัญญาณ

3. รูท มีน สแควร์ หรือค่าอาร์เอ็มเอสซึ่งเป็นการวัดพลังงานของสัญญาณซึ่งจะใช้คณิตศาสตร์อธิบายค่าอาร์เอ็มเอสที่มีค่าคาบเวลาเป็น t_8 ซึ่งจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{t_o}\int_{0}^{t_o} |e^2(t)|dt}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนมากการใช้งานทางปฏิบัติจะวัดค่า อาร์เอ็มเอสที่ต่อเนื่องมากกว่าวัดที่เป็นคาบเนื่องจาก เป็นการวัดโดยประมาณที่อธิบายโดยการใส่รูท(root)ที่ค่าเฉลี่ยของค่า $e^2(t)$จะได้ค่าโดยประมาณเป็น

$$E_{rms} = \sqrt{e^2(t)}$$

เมื่อ บาร์(—)เป็นค่าเฉลี่ย

จากรูปแบบทั้ง 3 แบบที่เป็นค่าดีซีคือ E_p,E_{ave},และE_{rm} สามารถที่จะพิจารณาเฉพาะขนาดของมัน โดยมีอัตราส่วนที่คงที่ของรูปสัญญาณอัตราส่วนระหว่างพีกต่อค่าอาร์เอ็มเอสจะเรียกว่า คลีทแฟกเตอร์(crest factor)และอัตราส่วนของค่าอาร์เอ็มเอสต่อค่าเฉลี่ยจะเรียกว่า ฟรอมแฟกเตอร์(form factor)

$$\text{Crest Factor} = K_c = \frac{E_p}{E_{rms}}$$

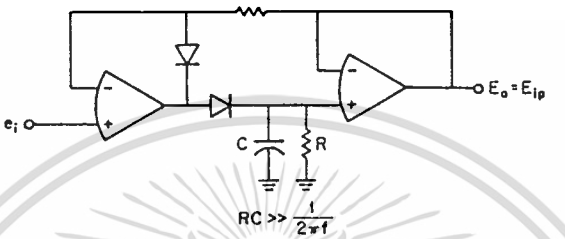
$$\text{Form Factor} = K_f = \frac{E_{rms}}{E_{ave}}$$

2.2.1.1 <u>การตอบสนองของค่าพีกที่เปลี่ยนจากเอซีเป็นดีซี</u>

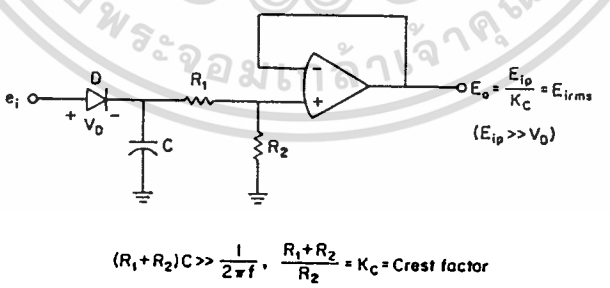
ความถูกต้องของการแปลงจะแสดงในรูป2.15โดยใช้ออปแอมป์สองตัว ตัวแรกจะมีค่า อิมพิแดนซ์ที่อินพุทสูงมากๆ และตัวที่สองจะยอมให้เอาท์พุทที่ออกไปที่โหลด เป็นแรงดันดีซี คาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานกับความต้านทานเป็นตัววัดค่าพีกซึ่งจะใช้สัญญาณที่เป็นคาบเวลา ค่าเวลาจะใช้ RC ซึ่งเป็นค่าคงที่โดยที่ค่าคาบเวลาของสัญญาณที่อินพุทจะอ่านค่าสัญญาณที่ อินพุทเป็นค่าพีก การตอบสนองของค่าพีกที่วัดจะรวมถึงชนิดของพลันซ์(pulse)ของสัญญาณ โดยที่ค่าพีกเป็นค่าที่จะทำให้เกิดผลต่อการแปลง โดยจะมีสัดส่วนกับค่าของดีซีที่เอาท์พุทและเป็นสัดส่วนที่ค่าอาร์เอ็มเอสของอินพุทที่ป้อนด้วย สมมุติป้อนสัญญาณซายน์กรณีนี้คลีทแฟกเตอร์(Crest factor)เป็น1.414และเอาท์พุทเป็นค่าที่ถูกลดลงโดยแฟคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.707ที่เป็นค่าอาร์เอ็มเอส การวัดค่าพีกเพื่อแปลงเป็นค่าอาร์เอ็มเอสในวงจรยังมีย่านการวัดที่ไม่สูงมากเพราะฉะนั้นจึงเปลี่ยนมาเป็นวงจรในรูปที่ 2.15 ซึ่งจะมีความถูกต้องสูง



รูปที่ 2.15 วงจรตอบสนองของค่าพีกที่มีความถูกต้องสูงในการแปลงเอซีเป็นดีซี

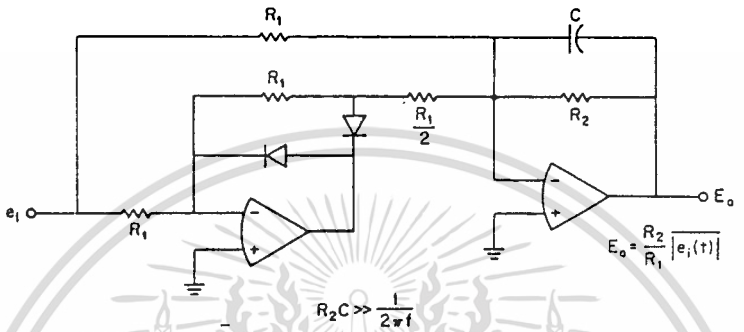


รูปที่ 2.16 วงจรการแปลงเป็นค่าอาร์เอ็มเอสที่มีย่านการวัดของสัญญาณกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.2 การตอบสนองของค่าเฉลี่ยในการแปลงเอซีเป็นดีซี

โดยใช้เทคนิคในการเกิดแรงดันดีซีโดยเป็นสัดส่วนกับค่าอาร์เอ็มเอส ของสัญญาณเอซีที่ป้อนให้โดยใช้การแปลงค่าเอซีเป็นดีซีโดยการตอบสนองของค่าเฉลี่ยวงจรที่ใช้แปลงจะแสดงในรูป 2.16



รูปที่ 2.17 วงจรการแปลงเอซีเป็นดีซีโดยใช้การตอบสนองของค่าเฉลี่ย

2.2.2 ทำไมต้องใช้ค่าอาร์เอ็มเอส

มันเป็นค่าพลังงานที่อยู่ภายในสัญญาณ ซึ่งไม่สามารถหาได้โดยใช้ค่าพีกและค่าเฉลี่ยหาได้ ซึ่งค่าอาร์เอ็มเอสเป็นการวัดค่าพลังงานของสัญญาณ ค่าอาร์เอ็มเอสของรูปสัญญาณเอซีเป็นค่าที่ยอมรับอีกความหมายหนึ่งค่าอาร์เอ็มเอสเป็นค่าที่เกิดจากการแสดงค่าทางวิศวกรรม ซึ่งค่าอาร์เอ็มเอส

ในทางปฏิบัติมีความสำคัญมากในกรณีของการวัดสัญญาณรบกวน ระดับของสัญญาณรบกวนเป็นค่าที่ถูกเปรียบเทียบกับกำลังงาน ค่าอาร์เอ็มเอส เป็นค่าที่มีความสำคัญมากในการเรียนทางสถิติ โดยมีค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานของการสุ่มทางสถิติด้วยค่าเฉลี่ยที่เป็นศูนย์ เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของขบวนการผลบวกของค่าอาร์เอ็ม เท่ากับสแควร์รูทของพื้นที่สี่เหลี่ยมของแต่ละค่าของอาร์เอ็มเอส

โดยที่ค่าอาร์เอ็มเอสที่แปลงจากการตอบสนองของค่าพีกและการตอบสนองของค่าเฉลี่ย มีค่าออกมาเป็นดีซีซึ่งค่าดีซีจะมีค่าเท่ากับค่าอาร์เอ็มเอสของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่อินพุท โดยการใช้ค่าของแฟคเตอร์ ค่าการแปลงเป็นดีซีโดยใช้ค่าพีกและค่าเฉลี่ย เป็นสัดส่วนกับค่าอาร์เอ็มเอสที่ได้จากสัญญาณซายน์ที่มีค่าสูงสุดและมีการผิดเพี้ยน ของสัญญาณหนึ่งเปอร์เซ็นต์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่และเฟสของการผิดเพี้ยน จะขึ้นเป็น 0.33 เปอร์เซ็นต์ซึ่งการวัดโดยวิธีค่าพีก และค่าเฉลี่ยจะมีการผิดพลาดสูงมาก การวัดโดยวิธีอาร์เอ็มเอสจะมีความถูกต้องสูงซึ่งเป็นการวัดผลรวม ของพลังงานที่อยู่ภายในสัญญาณ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเวลาที่เปลี่ยนไป

2.2.3 <u>การคำนวณเพื่อแปลงค่าเป็น rms</u>

โดยใช้การหาค่าเฉลี่ยของสัญญานโดยใช้วิธีทางอนาลอก สามารถหาได้โดยใช้การทำงานทางคณิตศาสตร์ เพื่อที่จะให้เป็นค่า rmsวงจรใช้คำนวณค่า rms ของสัญญานจะแสดงไว้ในรูป2.18 (a)ซึ่งเป็นการคำนวณค่า rmsโดยตรง (Direct computation) ส่วนวงจร (b)เป็นการคำนวณโดยวิธี Implicit computationเป็นวงจรที่ทำให้เราเข้าใจได้ง่าย และมีความถูกต้องเป็น 0.5 เปอร์เซ็นต์แต่ก็ยังไม่ดีที่จะใช้ในการคำนวณแปลงเป็นค่าอาร์เอมเอสของสัญญานด้วยวิธีแบบอิมพลีซีทจะแสดงในรูป2.18(b)วงจรนี้เป็นวงจรที่ง่าย ถ้าใช้เทคนิคของวงจรลอกกาลิทึมและแอนตี้ลอกกาลิทึม ในการพิจารณาสมการดิฟเฟอเรนเชียลของ วงจรไดเร็ก (Direct)และอิมพลีซีท(Implicit)ที่ใช้ในการแปลงเป็นค่าอาร์เอมเอสจะง่ายขึ้นถ้าเราใช้การรวมกระแสที่ขาลงของออปแอมป์ ซึ่งจะใช้เป็นตัวกรองความถี่ต่ำกระแสที่ร่วมกันที่จุดต่อของวงจรที่เป็นแบบไดเร็กในรูปที่ 2.18(a) จะเป็น

$$\frac{e_i^2}{10R_1} - \frac{e_o^2}{10R_2} - C_1 d\frac{e_o^2}{dt} = 0$$

และวงจรที่เป็นแบบอิมพลีซีท(Implicit)ในรูป2.18 (b) จะเป็น

$$-\frac{e_i^2}{e_o R_1} + \frac{e_o}{R_2} + C_1 d\frac{e_o}{dt} = 0$$

โดยใช้การพิสูจน์ได้

$$\frac{e_o^2}{dt} = 2e_o\frac{de_o}{dt} \quad \text{.....(2.66)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_o^2 + \frac{R_2C_1}{2}d\frac{eo^2}{dt} = \frac{R_2}{R_1}C_1^2$$

รูปที่ 2.18 การแปลงค่าอาร์เอมเอสไปเป็นดีซีสามารถวิเคราะห์โดย (a)การคำนวณโดยวิธีที่เชื่อถือได้แน่นอน (Imlicit computation) รูป2.18(a)จะจะได้สมการดิฟเฟอเรนเชียลสองตัว
การแปลงค่าอาร์เอมเอสแบบโดยตรงจะได้

$$e_o^2 + R_2C_1d\frac{eo^2}{dt} = \frac{R_2}{R_1}C_1^2$$

และการแปลงค่าอาร์เอ็มเอสแบบอิมพลีซีท จะได้
ความแตกต่างของสมการดีฟเฟอเรนเชียลทั้งสอง สมการตรงที่การแปลงแบบไดเร็กจะมีค่า คาบเวลา (Time constant) เป็น R_2C_1 ส่วนการแปลงแบบอิมพลีซีทจะมีค่าคาบเวลาเป็น $R_2C_1/2$ การพิจารณาตามเหตุผลทางปฏิบัติของการเปลี่ยนแปลงค่าอาร์เอมเอสแบบอิมพลีซีท จะถูกพิจารณาเป็นหัวข้อหลักในส่วนนี้

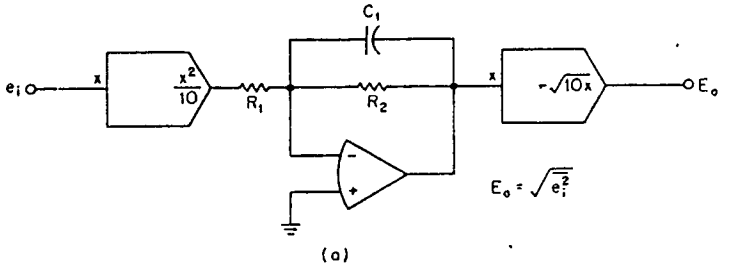
2.2.3.1 <u>การแปลงเป็นค่าอาร์เอ็มเอสโดยการคำนวณแบบอิมพลีซีท</u>

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ต่อเป็นวงจรลอกกาลิทิม 4ตัวซึ่งเหมือนกับวงจรลอก,แอนตี้ลอกกาลิทิม,วงจรคูณ และวงจรหาร ในหัวข้อทฤษฎีที่ผ่านมา แรงดันเบส-อีมิตเตอร์ทรานซิสเตอร์ที่เป็นวงจรลอกกาลิทิมในการแปลงค่าเป็นอาร์เอมเอสแบบอิมพลีซีท ในรูปที่ 2.18จะถูกบังคับเป็น

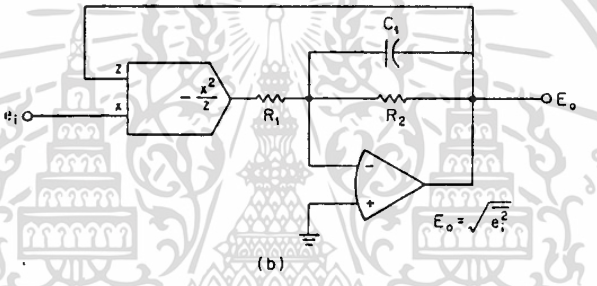
$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4}$$

ซึ่งจะได้ $$V_{BE} = \frac{kT}{q}\log IC$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) การคำนวณโดยวิธีล็อกการิทึม



(b) การคำนวณโดยวิธี Implicit

รูปที่ 2.18 การแปลงค่า อาร์เอมเอส

2:3 <u>วงจรค่าผลจริง</u> (TRUE RMS)

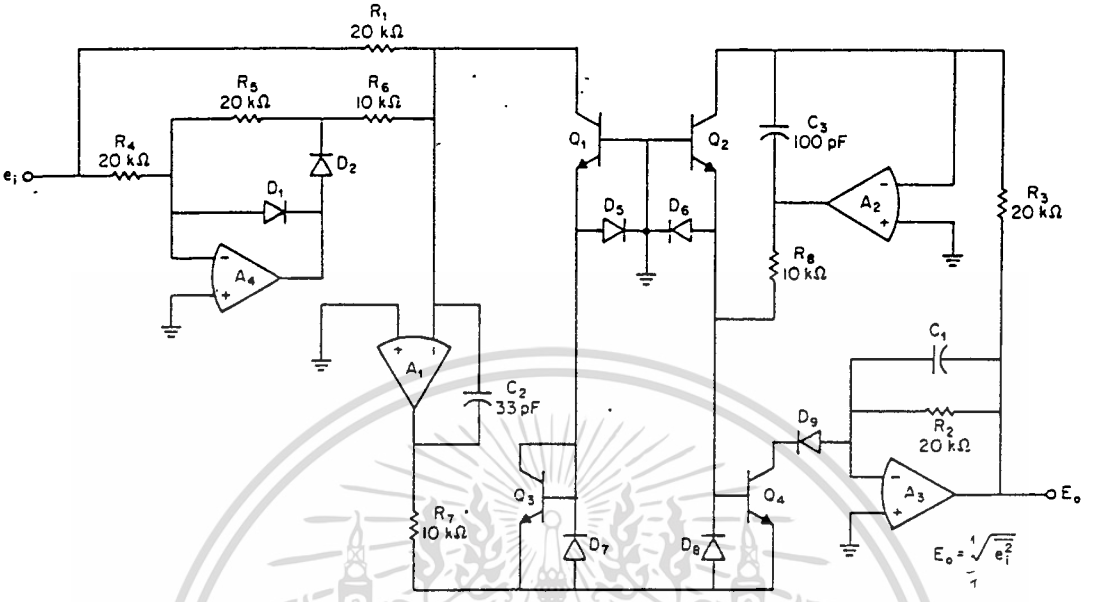
สัญญาณ e_{in} ที่ป้อนเข้ามาเป็น ACจึงมีทั้งบวกและลบเราจะพิจารณา

-เมื่อ e_{in} เป็นบวก

ป้อนให้กับ A1 ซึ่งป้อนแบบ Inversting ทำให้ Output เป็นลบทำให้ D1 นำกระแสส่วน D2 ไม่นำกระแสทำให้ V_1 เป็น 0

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{e_{in}}{R_3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วงจรพื้นฐานการแปลงเป็นค่าอาร์เอมเอสโดยใช้การคำนวณแบบอิมพลีซิท โดยใช้เทคนิคของลอกและแอนตี้ลอกกาลิทิม

-เมื่อ e_{in} เป็นลบ

ป้อนให้กับ A1ซึ่งป้อนแบบ Inverting ทำให้ Output เป็นบวกทำให้ D1 ไม่นำกระแส แต่ D2 นำกระแสทำให้ V_1มีแรงดันออกมา โดยกำหนดอัตราขยายได้โดย R_2/R_1ซึ่ง

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{V_1}{R_4} - \frac{e_{in}}{R_3}$$

ในการทำให้วงจรนี้เป็นค่า $|e_{in}|$นั้น เมื่อเราป้อนอินพุทเป็นบวกจะได้เอาท์พุทออกมาเป็นบวกและป้อนอินพุทเป็นลบ ต้องได้เอาท์พุทเป็นบวกเสมอเพราะฉะนั้นเราต้องกำหนดให้ $R_4=R_3/2$ และ $V_1=e_{in}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{e_{in}}{\frac{R_3}{2}} - \frac{e_{in}}{R_3}$$

$$= e_{in}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า e_{in} เป็นบวกตลอดไม่ว่าจะให้อินพุทเป็นบวกหรือลบก็ตาม

จาก $V_{BE1} = \frac{KT}{q} \ln I_{C1}$

แต่ $I_{C1} = I_{C2}$ ทำให้ $V_{BE1} = V_{BE2}$

$$V_2 = - V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$= -2V_{BE}$$

$$V_2 = -2\frac{KT}{q} \ln \left| \frac{e_{in}}{R_3} \right|$$

$$I_{C2} = I + I_5$$

$$= C1\frac{deout}{dt} + \frac{eout}{R_5}$$

จากสมการ $V_2 = V_3 - V_{BE3}$

$$= V_3 - \frac{KT}{q} \ln \left[c_1 \frac{deout}{dt} + \frac{eout}{R_5} \right] \quad \ldots\ldots (2.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_3 = - V_{BE3}$$

$$=- \frac{KT}{q} \ln I_{C4}$$

$$=- \frac{KT}{q} \ln \frac{eout}{R_6}$$

แทนค่า V_2 และ V_3 ลงในสมการ (2.67)

$$-2\frac{KT}{q}\ln\left|\frac{ein}{R_3}\right| = - \frac{KT}{q}\ln\frac{eout}{R_6} - \frac{KT}{q}\left[\ln C1\frac{deout}{dt} + \frac{eout}{R_5}\right]$$

ในกรณีที่ fi< fc เป็น inversting amplifier

fi> fc เป็น integrate amplifier

$$f = \frac{1}{2\pi XC}$$

เมื่อ fi มากกว่า fc จะทำให้วงจรเป็นวงจร integrate amplifier

$$-2\frac{K_T}{q}\ln\left|\frac{e_{in}}{R_3}\right| = - \frac{K_T}{q}\ln\frac{e_{out}}{R_6} - \frac{K_T}{q}\ln C1\frac{de_{out}}{dt}$$

$$- \frac{K_T}{q}\ln\left[\left|\frac{e_{in}}{R_3}\right|\right]^2 = - \frac{K_T}{q} \ln\left[\frac{e_{out}}{R_6} .C1\frac{de_{out}}{dt}\right]$$

ถอด ln ทั้งสองข้างจะได้

$$\left[\left|\frac{e_{in}}{R_3}\right|\right]^2 = \left[\frac{e_{out}}{R_6} .C1\frac{de_{out}}{dt}\right] \quad .....(2.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่จากการ diff เราจะได้ว่า

$$\frac{de_{out}^{2}}{dt} = 2\, e_{out} \frac{de_{out}}{dt}$$

จึงทำให้ได้

$$\frac{|e_{in}|^{2}}{R_3^{2}} \cdot \frac{R_6}{c_1} = \frac{1}{2} \frac{d\, e_{out}^{2}}{dt} \quad .....(2.58)$$

ให้ $R_3 = R_6 = R$ จะได้สมการ

$$2\frac{|e_{in}|^{2}}{R.C_1} = \frac{d\, e_{out}^{2}}{dt}$$

$$d\, e_{out}^{2} = \frac{2}{R.C} |e_{in}|^{2} dt$$

$$e_{out}^{2} = \frac{2}{RC} \int_{0}^{\frac{RC}{2}} |e_{in}|^{2} dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_{out} = \sqrt{\frac{2}{RC}\int_{0}^{\frac{RC}{2}} |e_{in}|^2 dt}$$

เมื่อให้ $T = \frac{RC}{2}$ จะได้

$$e_{out}(DC) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{0}^{\frac{RC}{2}} |e_{in}|^2 dt}$$

2.4 ฮอลเอฟเฟคที่ใช้ในซิลิกอน (THE HALL EFFECT IN SILICON)

Hall effect เกิดจากการให้กระแสไหลผ่าน เส้นแรงแม่เหล็กในวัสดุสารกึ่งตัวนำ เหมือนกับอิเลคตรอนหรือโฮลที่วิ่งผ่านวัตถุสารกึ่งตัวนำ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของประจุ และความเร็วของพาหะที่มีมากๆจะเหมือนกับฟลักซ์แม่เหล็กในรูป 2.18 ถ้ากระแส(I)ไหลจากซ้ายไปขวา ด้วยฟลักซ์แม่เหล็ก(B)ในทิศทางที่แสดง ซึ่งแรง(F) ที่กระทำลงล่างบนพาหะที่มีมาก (Majority carries) หรือโฮล หรืออิเลคตรอน ประจุพาหะจะรวมเป็นกลุ่มใกล้ๆที่ผิว ของวัตถุสารกึ่งตัวและกำเนิดเป็นแรงดัน ฮอล ขึ้น ในวัตถุสารกึ่งตัวนำชนิด n จะมีพาหะจำนวนมากที่เป็นอิเลคตรอน และขั้วของแรงดันฮอล จะกลายเป็นลบบนผิว (buttom surface)

ในส่วนพาหะที่มีจำนวนมาก และความหนาแน่นประจุ ฮอลเอฟเฟค ในอุดมคติจะต้องกำเนิดแรงดันฮอลที่ถูกต้องใกล้เคียงกับสัดส่วนของสนามแม่เหล็กภายนอก

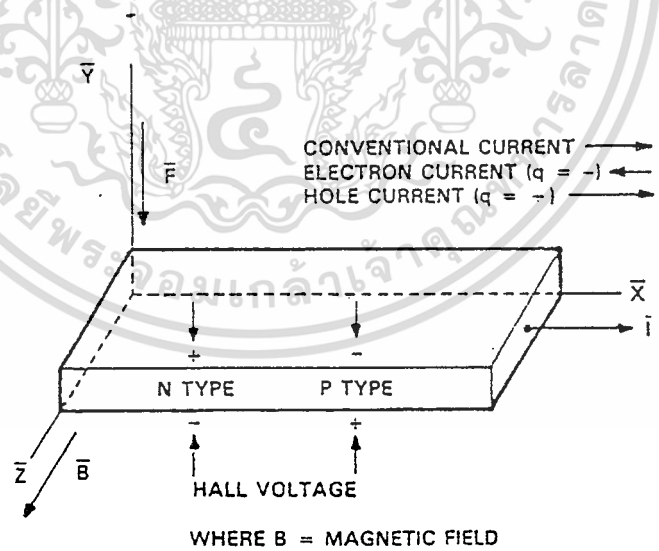
ถึงแม้ว่าผลรวมของความเข้มสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะเป็นปัจจัยต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสารกึ่งตัวนำที่เป็นตัวบังคับแรงดันฮอล ประกอบด้วย อุณหภูมิ ความเค้นทางไฟฟ้า และกระแส ความเค้นทางไฟฟ้าและอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะเป็นผลกระทบทำให้ พาหะที่มีจำนวนมาก(majority carries)เปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ การเปลี่ยนแปลงในกระแสเป็นสาเหตุของการแกว่งไปมาที่ไม่เป็นเชิงเส้นของแรงดันฮอล กระแสที่คงที่เกิดจากการแยกจากกระแสที่เปลี่ยนแปลง และการชดเชยอุณหภูมิของวงจรโดยใช้ ออฟเซต (off set) ของวงจร ซึ่งจะเป็นผลของความร้อน

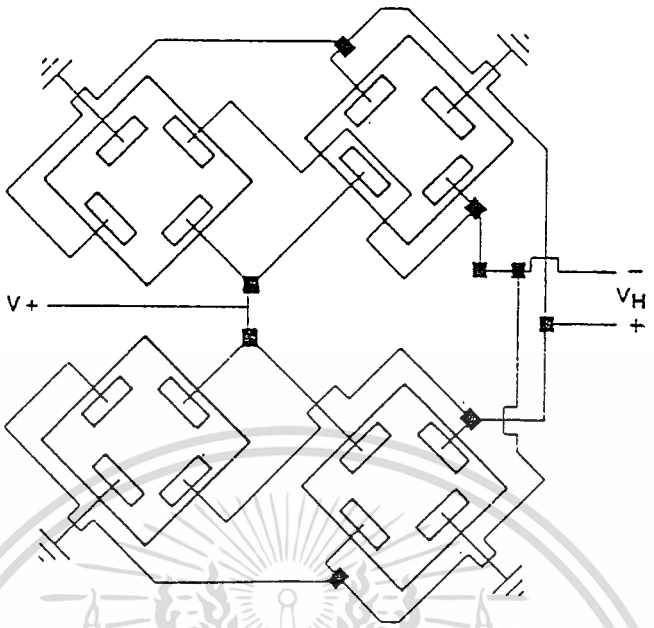
กรณีที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยความเค้นทางไฟฟ้าจะไม่เป็นการง่ายที่จะทำให้ถูกต้อง เป็นสิ่งที่เราต้องการมากที่จะเข้าใกล้ค่าต่ำสุด ผลกระทบของความเค้นทางไฟฟ้าจะถูกใช้เป็นสถาปัตยกรรมของ ตัวตรวจจับ (sensor) จากรูป 2.19 แสดงการวางแผนทางเรขาคณิตของ orthogonal cross coupled Hall cell ซึ่งมีตัวตรวจจับ(sensor)สี่เซล จะถูกต่อในลักษณะ orthogonal manner ทำให้ผลกระทบของความเค้นทางไฟฟ้าลดลงและมีความไวต่อเส้นแรงแม่เหล็กดีขึ้น

การนำฮอลเอฟเฟค มาต่อไขว้กัน จะทำให้ลดการเปลี่ยนแปลงในขบวนการได้สามารถลดออฟเซ็ต(offset)โดยใช้เฟคเตอร์(factor)เป็น 16



รูปที่ 2.20 การไหลของกระแส ฮอลเอฟเฟค (Hall effect)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 การวางฮอลเอฟเฟค

2.4.1 อุปกรณ์ฮอลเอฟเฟค (HALL EFFECT DEVICE)

ตัวฮอลเอฟเฟคเป็นวงจรที่ประกอบด้วยเซลเอฟเฟค(HALL EFFECT CELL) ซึ่งฟังก์ชั่นของสภาวะของสัญญาณ อาจจะประกอบด้วยฮีสเตอรีซีส (hyteresis)และเอาท์พุทออกที่ทรานซิสเตอร์(Transistor)ในชิป (chip) ด้วยกัน ฮอลเอฟเฟค มีด้วยกัน 3 ชนิดคือ

1. ฮอลเอฟเฟคที่ใช้ทำเป็นสวิทช์
2. ฮอลเอฟเฟคที่ใช้ทำเป็นตัวแลทช์(latch)
3. ฮอลเอฟเฟคที่ใช้ทำเป็นเชิงเส้น(linear)

โดยทำเป็นสวิทช์ และแลทช์จะถูกใช้ทางดิจิตอล ส่วนที่ทำเป็นเชิงเส้นจะเป็นลักษณะของแรงดันที่เปลี่ยนแปลง โดยเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก หน่วยของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในระบบสากล หน่วยจะเป็น เทสลา(T) โดยที่หนึ่งเทสลาจะเท่ากับ เวเบอร์ต่อตารางเมตร ค่าของมิลลิเทสลา อาจจะแปลงเป็นเกาซ์ได้โดยคูณ 10 เข้าไป เช่น 50 มิลลิเทสลาเท่ากับ 500เกาซ์

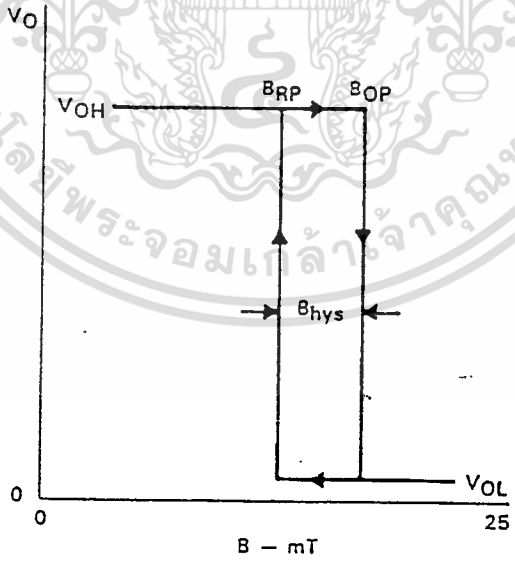
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การใช้ฮอลเอฟเฟคเป็นสวิทช์

ชนิดของสวิทช์ที่จะนำไปใช้ จะมีสภาพปกติเป็นสวิทช์ปิด(OFF HALL EFFECT-SWITCH) ในการทำให้เปิด(ON)นั้นจะต้องทำให้เส้นแรงแม่เหล็กเป็นบวกและจะปิด(OFF)เมื่อให้เส้นแรงกลับทางกันจะแสดงในรูป 2.24 จุด B_{OP} (operate point)และ B_{RP} (release point) จุดทั้งสองจะมีค่าเป็นบวก คุณสมบัติของสวิทช์จะมีเสถียรภาพ และมีฮิสเตอรีซีสดังรูป ค่าoperating และ release ซึ่งจะเป็นความกว้างของฮิสเตอรีซีส ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกอุปกรณ์และแม่เหล็กที่จะนำไปใช้งาน

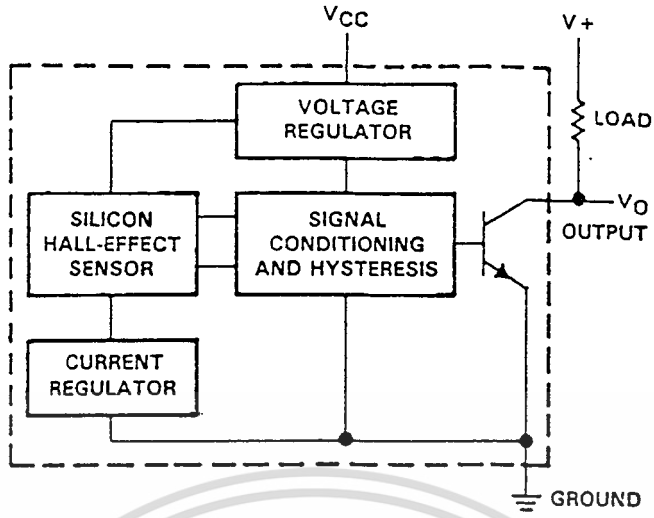
2.4.3 ฮอลเอฟเฟคที่ทำเป็นแลท (latch)

ฮอลเอฟเฟคแลทจะเป็นสวิทช์เปิด(on) เมื่อให้เส้นแรงแม่เหล็กเป็นบวกและปิด(off)เมื่อให้เส้นแรงแม่เหล็กเป็นลบอำนาจเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่เป็นบวกในการทำให้ เปิด(on) ในชนิดของการทำเป็นแลทต้องใช้เส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด 25 mT และการทำให้ ปิด(off) ต้องใช้เส้นแรงแม่เหล็กต่ำสุด -25 mT ดูจากรูป 2.23 ไดอะแกรมของคุณสมบัติฮิสเตอรีซิสลูป

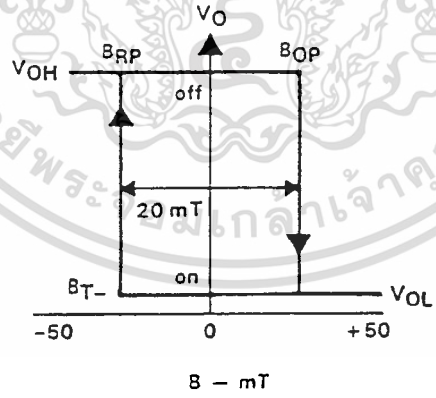


รูปที่ 2.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Vo และB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 หน้าที่ของบล็อกไดอะแกรมของฮอลเอฟเฟคสวิทช์

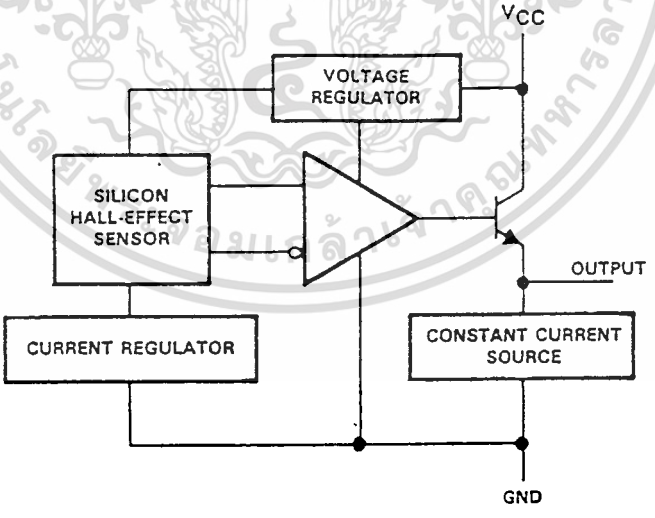


รูปที่ 2.24 เส้นที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Vo และ B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

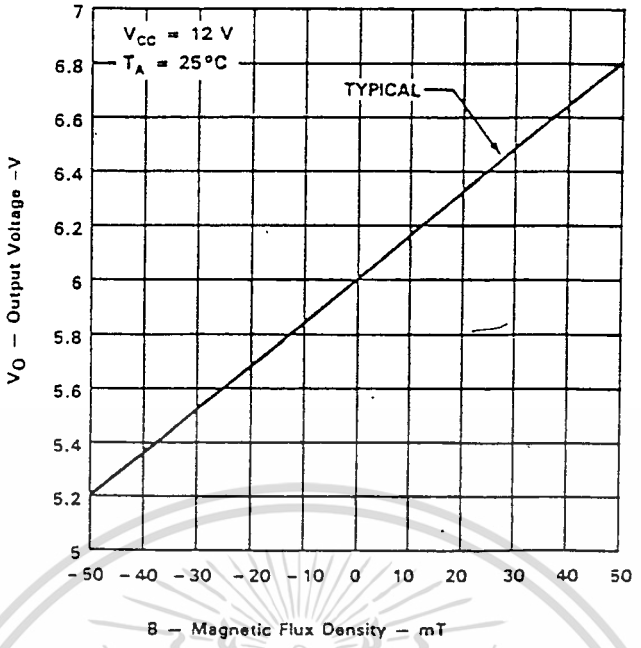
2.4.5 ฮอลเอฟเฟคที่เป็นเชิงเส้น

ตัวฮอลเอฟเฟคที่เป็นเชิงเส้นอาจจะคล้ายกับการออกแบบตัวตรวจจับสนามแม่เหล็กที่ทำให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงคือเป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็กไม่เหมือนกับการทำให้เป็นสภาวะสวิทช์ปิด-เปิด อาจใช้ตัวตรวจจับที่เป็นเชิงเส้นในการหาขั้วของสนามแม่เหล็ก ถ้ารู้ค่าของตัวกั้น(จุดที่ซึ่งตรวจจับแรงดันเอาท์พุทที่ตกคร่อมจะมีสนามแม่เหล็กเป็น 0)แรงดันเอาท์พุทที่มีค่าเป็นบวกกว่าที่แสดงในตัวกั้นแสดงว่าเป็นขั้วเหนือ และแรงดันเอาท์พุทที่น้อยกว่าจะเป็นขั้วใต้ รูปที่ 2.23 แสดงหน้าที่ของบล็อกไดอะแกรมของ TL173Cเป็นตัวฮอลเอฟเฟคที่เป็นเชิงเส้นวงจรรวมนี้จะเป็นส่วนย่อยๆของฮอล เท่ากับเป็นตัวตรวจจับทางปฐมภูมิ และแรงดันเปรียบเทียบและวงจรขยาย (Amplifier) มีความถูกต้องเสถียรภาพของอุณหภูมิและการปรับปรุงวงจรภายใน โดยมีความไวที่ถูกต้องจะน้อยกว่า 5V ของส่วนที่ผิดพลาดในย่านการทำงานของอุณหภูมิ แรงดันฮอล จะมีระดับทีเป็นสัดส่วนกับสนามแม่เหล็ก แรงดันเอาท์พุทที่สนามแม่เหล็กเป็นศูนย์จะเป็น 6V แรงดันเอาท์พุทที่เพิ่มขึ้น 16mv/mT ด้วยสนามแม่เหล็กที่เป็นบวกและลดลง 16mv/mT ด้วยสนามแม่เหล็กที่เป็นลบจะแสดงในรูปที่ 2.24

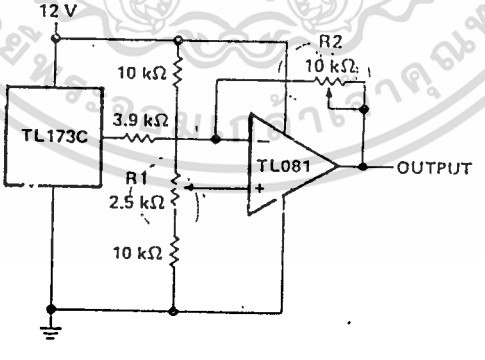


รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของ TL173C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง VO และ B ของTL173C



รูปที่ 2.27 วงจรที่มีการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.6 การใช้ฮอลเอฟเฟคที่เป็นเชิงเส้นในการ Isolated

ที่ผ่านมาอุปกรณ์จะถูกใช้เป็นตัว Isolate ในแหล่งจ่าย แต่การใช้งานที่เป็นการใช้ TL173C ที่เป็นอุปกรณ์ฮอลเอฟเฟค สามารถทำเป็นIsolate ความไวของ TL173C จะมีสนามแม่เหล็กเป็นบวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับความไว 16mv/mT เมื่อไม่มีสนามแม่เหล็ก แรงดันเอาท์พุทของ TL173C จะเป็น 5.8V เพราะว่าเอาท์พุทของ TL173C ที่เปลี่ยนแปลงจะเป็นสัดส่วนกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งสามารถใช้ เทอร์รอย (toroid) ในความไวกระแสหรือแรงดัน ในการวัดกระแสสามารถแสดงในรูปที่ 2.25 เมื่อขั้วของเทอร์รอย A และ B จะถูกต่ออนุกรมในวงจรที่จะวัด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของกระแสและการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในช่องว่างอากาศ ของเทอร์-รอยเป็นสาเหตุให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาท์พุทของ TL173Cการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านเทอร์รอย เอาท์พุทของTL173C สามารถใช้ขับตัวขยาย(Amplifier)จะแสดงในรูป2.25เอาท์พุทของTL173C จะเป็น 5.8 V เมื่อกระแสและฟลักซ์ไม่มี อินพุทหนึ่งของตัวขยายวงจรจะเป็นแรงดันอ้างอิง 5.8V ซึ่งจะทำให้เอาท์พุทเป็นศูนย์เมื่อไม่วัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

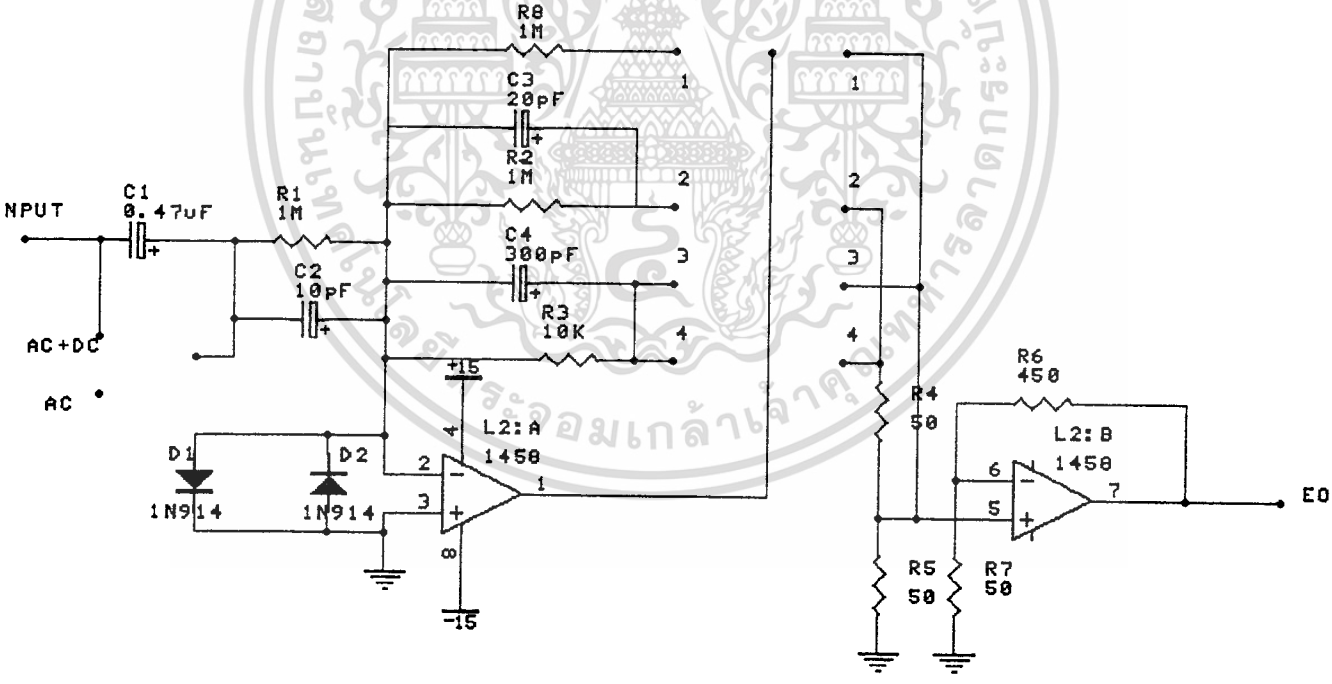
บทที่ 3
การคำนวณ และการสร้าง

3.1 คำนำ

ในการออกแบบจะต้องศึกษาทฤษฎีของวงจรส่วนประกอบต่าง ๆที่เกี่ยวข้องมาอย่างดีเพื่อให้การออกแบบเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบในส่วนของวงจรภาคเปลี่ยนย่านวัดโวลท์ ภาค True RMS ภาควงจรคูณ วงจรย่านวัด วงจรขยายแบบกลับขั้ว และวงจรแสดงผล

3.2 ส่วนประกอบของวงจร

3.2.1 ภาคเปลี่ยนย่านวัดโวลท์



รูปที่ 3.1 วงจรย่านวัดโวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรย่านวัดจะมีหลักการทำงานโดยใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส และวงจรนอนอินเวอร์ติง (Non inverting circuit) ที่ใช้ขยาย และลดทอนสัญญาณแต่จะใช้การลออัตราการขยาย และเพิ่มอัตราการขยาย แล้วแต่ย่านวัดว่าอยู่ในย่านใด เช่นย่านวัด 0.2 Volt จะใช้วงจรอินเวอร์ติงที่มีอัตราการขยายเท่ากับ 1 และใช้วงจรนอนอินเวอร์ติงที่มีอัตราการขยายเท่ากับ 10 เท่า เพื่อให้อาท์พุทมีค่าเท่ากับ 2 Volt ดังนั้นย่านวัดแต่ละย่านจึงมีอัตราการขยายไม่เท่ากัน วงจรออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับแบบตรงกันข้าม (Inverting feed back) ซึ่งจะมีเกณท์ (Gain) ที่ลดลงและเพิ่มขึ้นแล้วแต่ค่า R_1 และ R_2 ซึ่งจะเห็นว่า เราสามารถที่จะเพิ่มหรือลดเกณท์ที่ได้ในกรณีที่เราวัดแรงดันที่ต่ำเป็น 200 มิลลิโวลท์หรือ0.2โวลท์แต่อินพุทที่ส่วนของการแสดงผล (Display) ต้องการ 2โวลท์เราจำเป็นต้องขยายสัญญาณให้เป็น 2 โวลท์โดยใช้เกณท์ขยาย 10 เท่า เป็น 0.2x10 = 2 โวลท์ ซึ่งทำให้ได้ค่าที่แน่นอนตามความเป็นจริง ส่วนออปแอมป์ตัวที่สอง จะเป็นวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวกซึ่งจะมีเกณท์ที่ขึ้นอยู่กับค่า R_3, R_4, R_5 และ R_6 มันจะเป็นตัวคูณ 10ให้กับค่าแรงดันที่ 0.2 โวลท์ อินพุทเป็น 2 โวลท์เอาท์พุท วงจรที่เราใช้ selectorเลือกเอาว่าต้องการลดหรือเพิ่มระดับสัญญาณแรงดันอินพุท เพื่อส่งต่อให้ภาค True rms ในการที่เป็น AC แต่ถ้าเป็น DC ต้องมีวงจร Invertสัญญาณให้เป็นบวกก่อนเพื่อให้เป็นค่าที่ถูกต้องตามต้องการวัดอินพุทของย่านวัดโวลท์

3.2.2 <u>วงจรขยายแบบกลับขั้ว</u> (Inverting Amplifier)

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}$$

$$V_o = -R_2 I_1$$

$$v_o = -R_2 \frac{V_1}{R_1}$$

เราจะทำให้เป็น x1.0 ก็กำหนดให้ R1=R2ในที่นี้เราให้ใช้ค่าความต้านทานที่มีค่าสูงเพื่อให้กระแสน้อยลงใช้ค่า 1 M

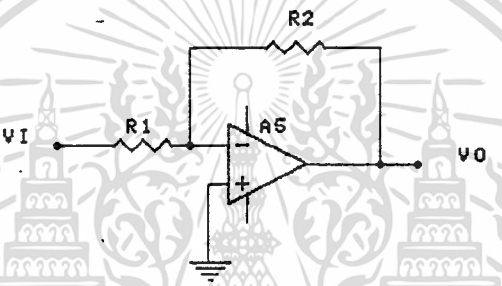
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = R_2 = 1\ M$$

เราทำให้เป็น x0.01 ก็ต้องกำหนดให้ $R_1=100R_2$

ในกรณีนี้ $R_1= 1\ M$

$$R_2 = \frac{1\ M}{100} = 10\ K$$



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรย่านวัดในส่วนที่หนึ่ง

การขยายแบบกลับขั้ว ซึ่งใส่ค่าประจุ C_1 และไดโอด D_1 D_2 ใส่ C1 เพื่อเป็นตัวชดเชยให้วงจรทำงานที่ความถี่สูงขึ้นได้ โดย Amplitude และ เฟส ไม่เปลี่ยนแปลงโดยที่ $f_1<f_c$ จึงจะใช้วงจรนี้ได้ เพื่อให้เป็นวงจร Invester โดยที่ D_1และD_2 เป็นตัวป้องกัน Input ของ Amplifier

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_1$$

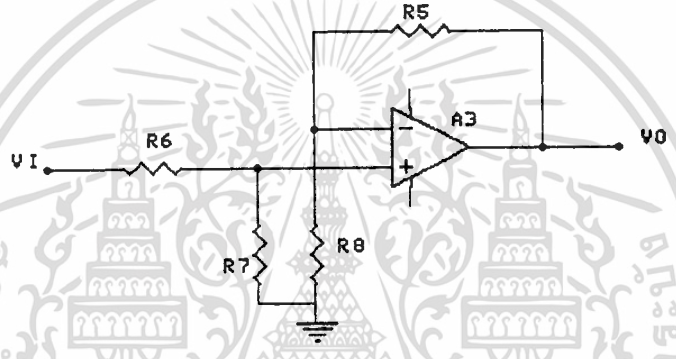
$$I_1 = \frac{V_2}{R_3}$$

$$V_o = (R_4+R_3) \times I_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= (R_4+R_3)x\frac{V_2}{R_3}$$

$$V_o = \frac{(R_4+R_3)}{R_3} \times \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_1$$



รูปที่ 3.3 แสดงย่านวัดในส่วนที่2

เมื่อต้องการให้เป็นวงจร x 1.0

กำหนดให้ $R_1=R_4$ = 450 O และ $R_2=R_3$ = 50 O

$$V_o = \frac{R_2+R_1}{R_2}x\frac{R_2}{R_1+R_2}x\ V_1$$

$$V_o = V_1$$

เมื่อต้องการให้เป็นวงจร x 10

$$I_1 = \frac{V_1}{R_3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = (R_3+R_4)I_1$$

$$V_o = (R_3+R_4)\frac{V_1}{R_3}$$

ให้ R_3=50 Ohm , R_4 = 450 Ohm

$$V_o = \frac{50+450}{50} \times V_1$$

$$V_o = 10\ V_1$$

3.2.3 <u>วงจรย่านวัดกระแส</u>(RANGE)

ใช้หลักการวงจรแม่เหล็กไฟฟ้าในการวัดนี้จะใช้หลักการแบบแยกส่วน คือส่วนที่วัดกระแสจะคนละส่วนกับเอาท์พุทของภาคย่านวัดกระแส จะใช้หลักการของวงจรแม่เหล็ก เกิดฟลักซ์ภายในแกนเทอรอยด์ทำให้ฟลักซ์ตัดผ่านส่วนหน้าฮอลเอฟเฟคก่อเกิดแรงดันขึ้น โดยมีส่วนสัมพันธ์กับฟลักซ์ที่ตัดผ่านผิวหน้าฮอลเอฟเฟคโดยจะอธิบายไว้ในทฤษฎีบทที่ 2ซึ่งการเปลี่ยนย่านวัด เราจะเปลี่ยนจำนวนของขดลวดในวงจรนี้จะมี 3 ย่านวัด โดยมีย่านวัด 10 แอมป์ 1 แอมป์ 100 มิลลิแอมป์แต่แรงดันฮอลเอฟเฟคที่เอาท์พุทมีแรงดันประมาณ 5.2-6.8โวลท์แรงดันที่ได้ไม่สัมพันธ์ กับค่ากระแสที่วัดได้ เพราะการเปลี่ยนแปลงที่แท้จริง จะอยู่ระหว่าง 5.2-6.8 โวลท์เราจึงทำการลดค่าลงเพื่อที่จะเอาแรงดันที่สัมพันธ์กับกระแสจริง ๆเราจึงใช้ออปแอมป์ เป็นตัวในการเปรียบเทียบแรงดันคือ เมื่อไม่ได้ทำการวัดกระแสให้แรงดันเป็น 0 โวลท์ โดยทำการปรับแรงดันอ้างอิงเมื่อเทียบกับเอาท์พุทของฮอลเอฟเฟคจนแรงดันเอาท์พุทของออปแอมป์เป็น 0 โวลท์ เมื่อวัดกระแสจะได้ค่าที่ถูกต้อง

$$B = \mu\ (Ni/L)$$

เมื่อมีช่องว่างอากาศจะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$B_{gap} = \mu[(Ni/L) + (kg)]k$

μ_o = ความซึมซาบของอากาศ($12.57*10^{-7}$ w/Am)

k = ความสัมพันธ์ความซึมซาบของเทอร์รอย(μ/μ_o)

g = ความยาวของช่องอากาศ

w/Am = เวเบอร์ / แอมป์-เมตร

เอาท์พุทของ TL173C เป็น

$V_{sense} = 5.8+(16mv/mT)(\mu_o Ni/g)$

จากรูปที่นำมาทดลองใช้ Arnold toroid A393163-2 มีช่องว่างอากาศ 0.165 นิ้ว ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในช่องว่างอากาศเป็น

B(เกาซ์) = 1.92 Ni (amp-turn)

ดังนั้นเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงของ TL173C เป็น

$V_{sense} = (1.6)*(1.92\ Ni)$

ดังนั้นเราจะได้จำนวนรอบและกระแสเป็น

V_{sense}	Turn	Ampare
1 V	32.55	10 A
1 V	325.5	1 A

ตารางที่ 3.1 จำนวนรอบของการพัน

3.2.4 ภาค True rms

การทำงานในภาค True rms จะได้รับสัญญาณจากภาคเปลี่ยนวัดเพื่อที่จะลดระดับแรงดันให้ได้แรงดันอินพุทและออกเอาท์พุทเพียง2 โวลท์เท่านั้น เพราะฉะนั้นการผิดพลาดของการวัด จะผิดพลาดจะขึ้นอยู่กับส่วนหน้าถึงส่วนการเปลี่ยนย่านวัดโวลท์ ซึ่งหลักการทำงานของวงจร True rms จะมีหลักการดังนี้ เมื่อป้อนสัญญาณเป็นสัญญาณไฟสลับ

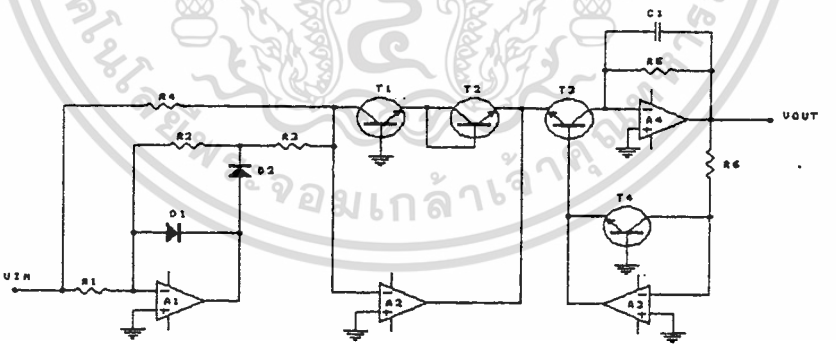
- พิจารณาในช่วงของสัญญาณที่เป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนให้กับออปแอมป์ตัวที่ 1 ซึ่งป้อนแบบ Inverting ทำให้เอาท์พุทเป็นลบเป็นผลทำให้ D_2ไม่นำกระแสแต่ D_1นำกระแสทำให้แรงดันที่จุด bเป็น 0

- พิจารณาในช่วงของสัญญาณที่เป็นลบ

ป้อนสัญญาณให้กับออปแอมป์ตัวที่ 1ซึ่งลักษระที่ป้อนคือแบบinverting ทำให้เอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 1เป็นบวกทำให้ D_1ไม่นำกระแสส่วน D_2 นำกระแส และแรงดันที่จุด (b) จะมีค่าตามเกณฑ์ของวงจรในที่นี้มีค่าเป็น 1 ซึ่งจะเห็นแล้วว่าจุด (a) จะมีแรงดันเป็นแรงดันอินพุทที่ป้อนส่วนแรงดันที่จุด b ก็จะมีค่าเป็นแรงดันที่ป้อนแรงดันที่ป้อนเหมือนกัน พิจารณาในวงจรของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะเป็นวงจร Logalithimic ที่ใช้ออปแอมป์ต่อร่วมทรานซิสเตอร์ จะเห็นว่าที่จุดc จะมีแรงดันเป็นบวกเสมอ แต่ก็ยังมีผลของเกณฑ์ที่ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานที่ต่อกับออปแอมป์ด้วยวงจร Logarithimic นี้จะทำให้ แรงดันเอาท์พุทออกมายกกำลังสองแต่ก็ยังอยู่ในฟังก์ชั่นlog จะเข้าใจเมื่อดูการหาสมการในบทที่ 2 และออปแอมป์ตัวที่ 3 จะเป็นวงจร log ป้อนกลับเพื่อที่จะเป็นตัวมาถอด logให้กับสมการที่มาจากออปแอมป์ตัวที่ 2 แล้วเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์



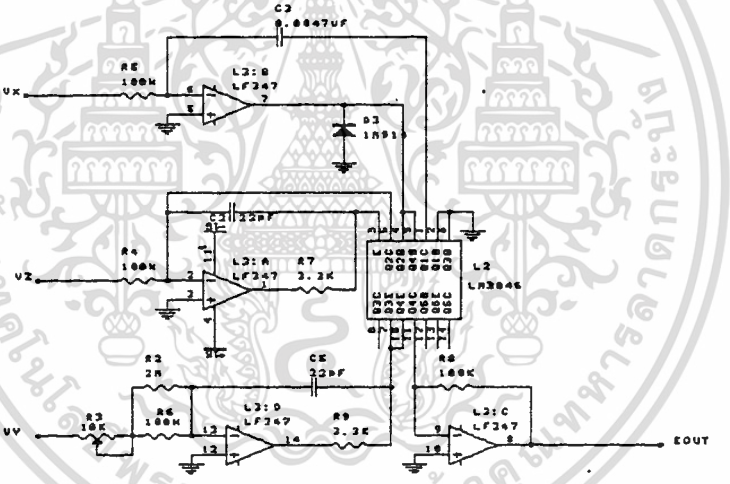
รูปที่ 3.4 วงจรอาร์เอ็มเอสจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะทำการอินทิเกรเตอร์ค่าเวลาของสมการให้ได้ ถ้าวัดสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆต้องเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ตามไปด้วยโดย t=RC ซึ่งในส่วนนี้จะทำให้มีการใส่รากด้วย แรงดันที่ออกมาจะเป็นแรงดัน DC ซึ่งมีค่าเท่ากับค่า rms ที่วัดจากสัญญาณนั้น หลักการนี้ ทำสัญญาณป้อนให้มีค่าเป็นบวกทั้งหมดจากนั้นก็นำมายกกำลังสองแล้วใส่รากที่สอง

3.2.5 ภาควงจรคูณ

วงจรคูณใช้หลักการของวงจร log เข้ามาช่วยในการคูณ หลักการทำงานก็มีดังนี้ V_x,V_y และ V_z จะเป็นอินพุทที่ป้อนในที่นี้เราป้อน V_x ให้เป็น 1 โวลท์คงที่ เพื่อทำให้ได้วงจรคูณระหว่าง Vy และ Vz ซึ่ง Vy คือเอาท์พุทของภาควัดกระแส Vz คือเอาท์พุทของภาควัดโวลท์ เอาท์พุทของภาคการคูณคือกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 3.6 ภาควงจรคูณ

3.2.6 ส่วนแสดงผล

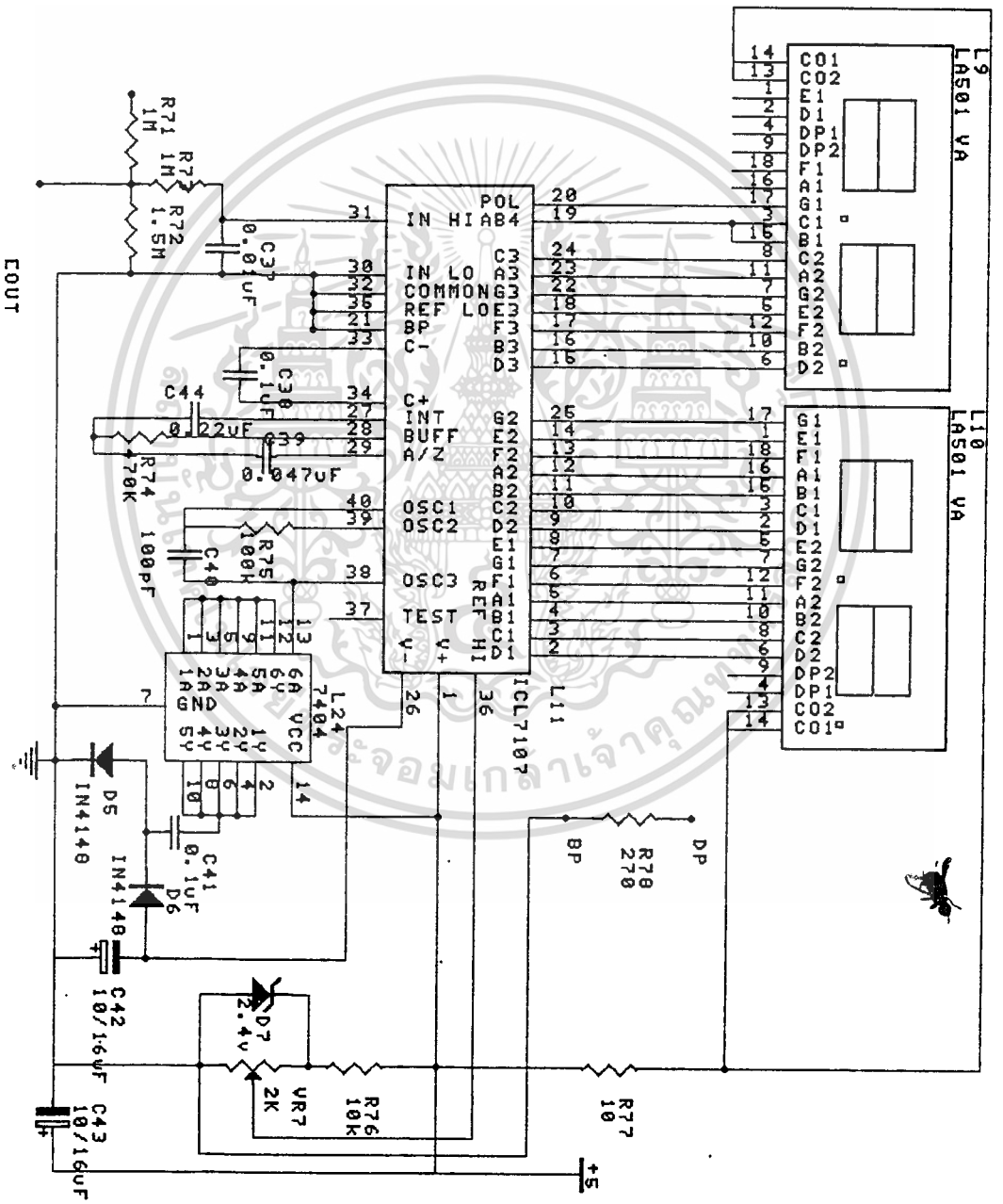
ส่วนแสดงผล จะใช้วงจร voltmeter ขนาด $3\frac{1}{2}$ DIGIT ซึ่งมี INPUT สูงสุด 2 V เพราะฉะนั้นส่วนนี้จะเป็นตัวบังคับให้เราต้องปรับ ให้ส่วนย่านวัดแปลงแรงดันลงมาให้ได้สูงสุด 2 V เพื่อใช้กับชุดแสดงผล ส่วนนี้สามารถให้มี INPUT สูงได้โดยทำย่านวัดให้เพิ่มขึ้นโดยจะเพิ่มเมื่อใช้วัดกำลัง เพราะการคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

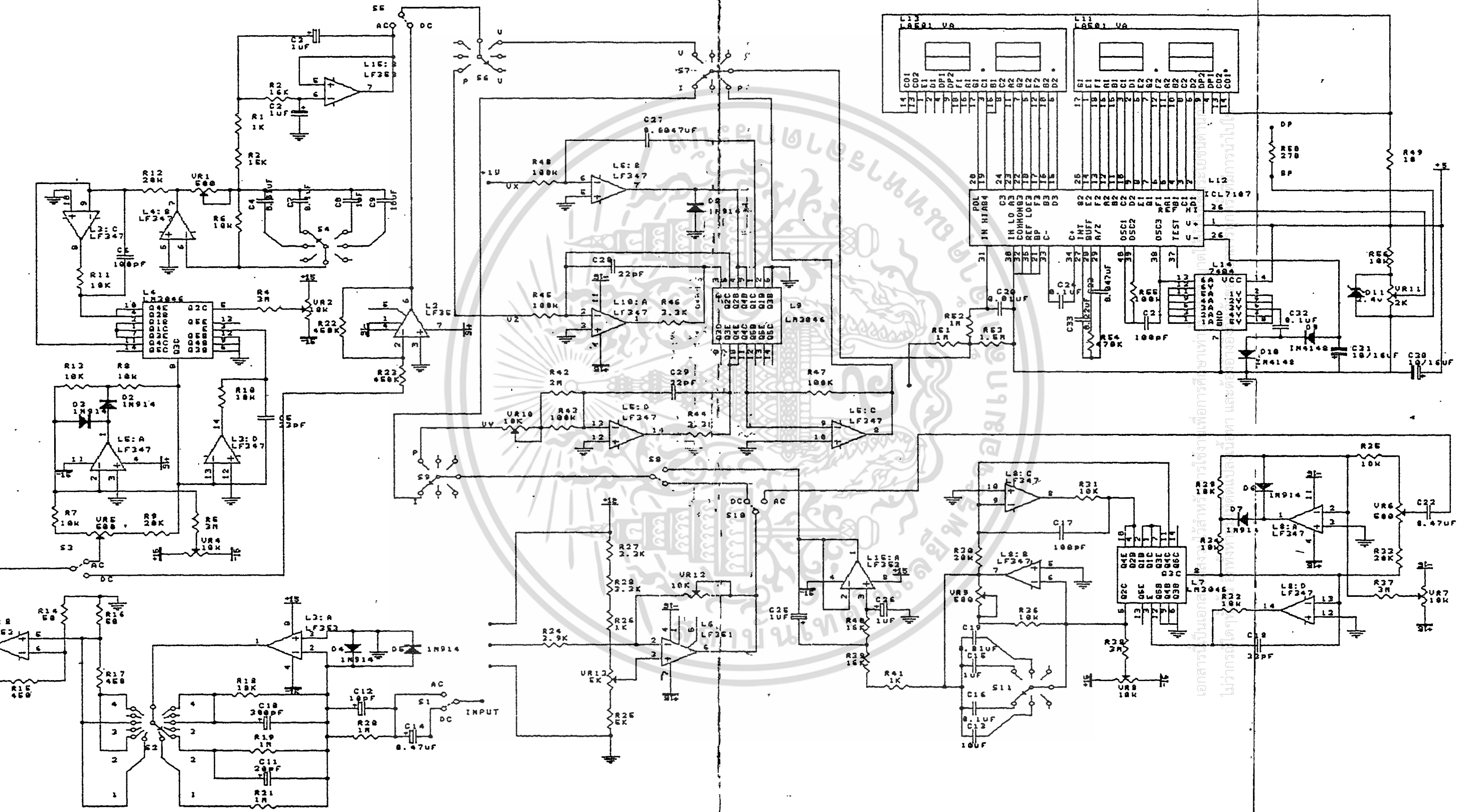
จะทำให้ INPUT เข้าส่วนแสดงผล สูงกว่า 2 V แน่นอน

การทำงานของระบบจะสามารถแสดงได้เป็นลำดับขั้นดังนี้

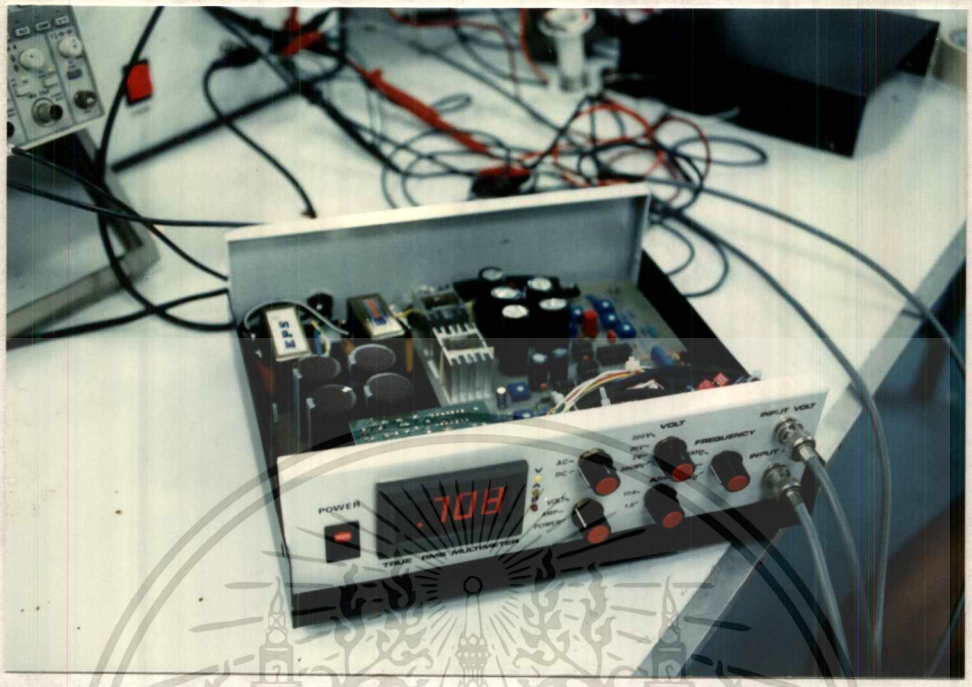
1. Input signal จะเข้ามาที่วงจรเพิ่มหรือลดขนาดแรงดันหรือกระแส (ATTENUATOR)
2. เข้าสู่วงจร RMS ในกรณีที่เป็น ACเพื่อทำให้เป็น RMS ออกมาเป็น DC
3. เอา DC ที่ได้จากวงจร RMS เข้าสู่วงจรแสดงผลหรือวงจรคูณ



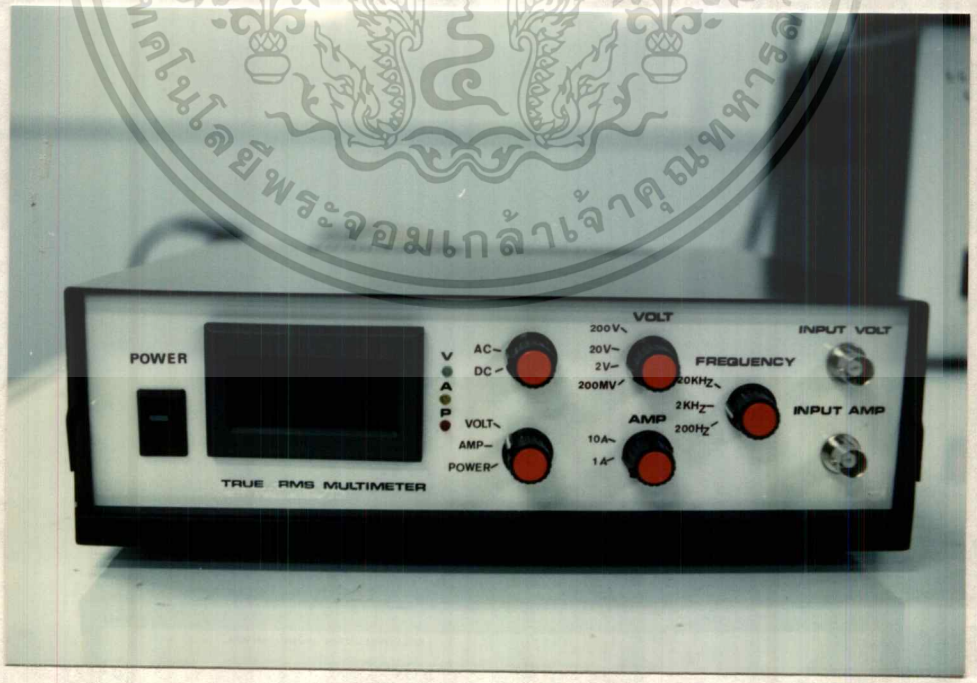
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงวงจรรวมของเครื่องวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง



รูปที่3.6 แสดงวงจรภายในเครื่องวัด



รูปที่3.7 แสดงเครื่องวัดมัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง และผลการทดลอง

ในการทดลองนี้ จะขอแบ่งขั้นตอนการทดลองออกเป็น 3 หัวข้อใหญ่ ๆตามลักษณะการใช้งาน

4.1 การทดลอง และผลการทดลองเมื่อต้องการวัดแรงดัน

เมื่อต้องการวัดแรงดันและความถี่ค่าต่างๆ ที่เปลี่ยนไปเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัดที่มีอยู่จริง เช่น PHILIP,FLUK และOSCILLOSCOPE โดยจะใช้ OSCILLOSCOPE วัดค่ายอด (PEAK) ออกมาแล้วดูค่าความผิดพลาดของ--เครื่องมือวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริงโดยใช้ทฤษฎีที่ใช้ในการคำนวณหาเป็นตัวอ้างอิง

ตารางบันทึกผลการทดลอง วัดแรงดัน

100 HZ SINE

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.03	0.0359	0.0339
	0.070	0.20 Vp-p	0.07	0.0709	0.0682
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.35	0.3558	0.333
	0.707	2.0 Vp-p	0.75	0.7312	0.703
20V	3.535	10 Vp-p	3.62	3.645	3.43
	7.071	20 Vp-p	7.21	7.24	6.95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 HZ SQUARE

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.05	0.0477	0.0452
	0.070	0.20 Vp-p	0.10	0.0953	0.0919
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.53	0.4883	0.462
	0.707	2.0 Vp-p	1.15	1.0475	1.014
20V	3.535	10 Vp-p	5.40	4.907	4.64
	7.071	20 Vp-p	10.7	9.694	9.34

100 HZ SAWTOOTH

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.027	0.0293	0.0275
	0.070	0.20 Vp-p	0.057	0.0600	0.0576
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.283	0.2968	0.276
	0.707	2.0 Vp-p	0.578	0.6034	0.577
20V	3.535	10 Vp-p	2.836	2.965	2.770
	7.071	20 Vp-p	5.71	5.96	5.70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10 KHZ SINE

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.011	0.0352	0.0314
	0.070	0.20 Vp-p	0.027	0.0733	0.0671
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.148	0.3698	0.368
	0.707	2.0 Vp-p	0.293	0.7223	0.739
20V	3.535	10 Vp-p	1.476	3.609	3.372
	7.071	20 Vp-p	2.944	7.179	6.854

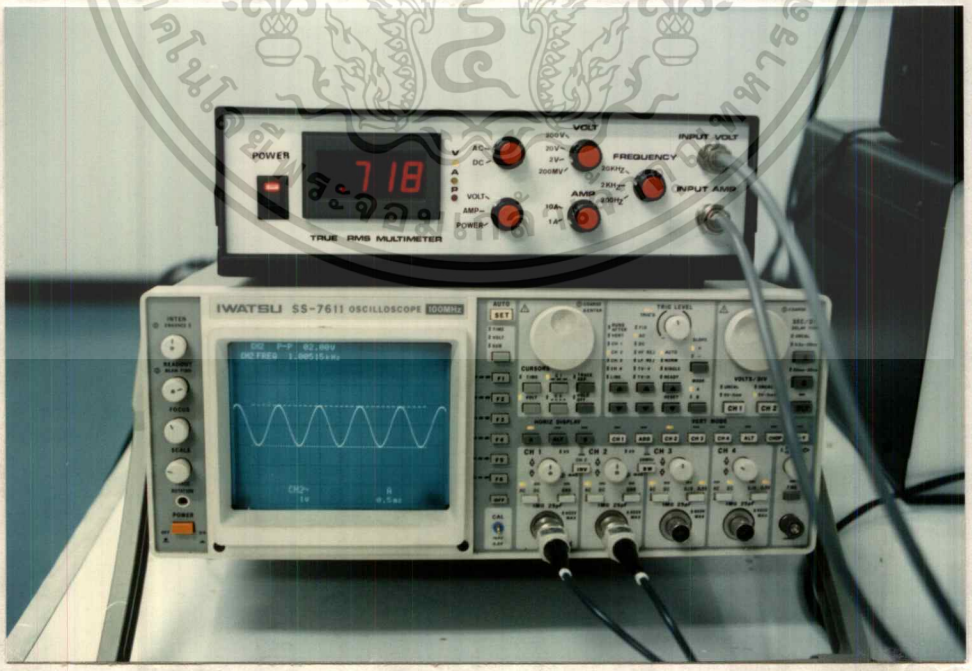
10 KHZ SQUARE

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.02	0.0495	0.045
	0.070	0.20 Vp-p	0.06	0.0991	0.091
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.41	0.5048	0.507
	0.707	2.0 Vp-p	0.85	1.0246	1.041
20V	3.535	10 Vp-p	4.35	5.085	4.75
	7.071	20 Vp-p	8.74	10.17	9.67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

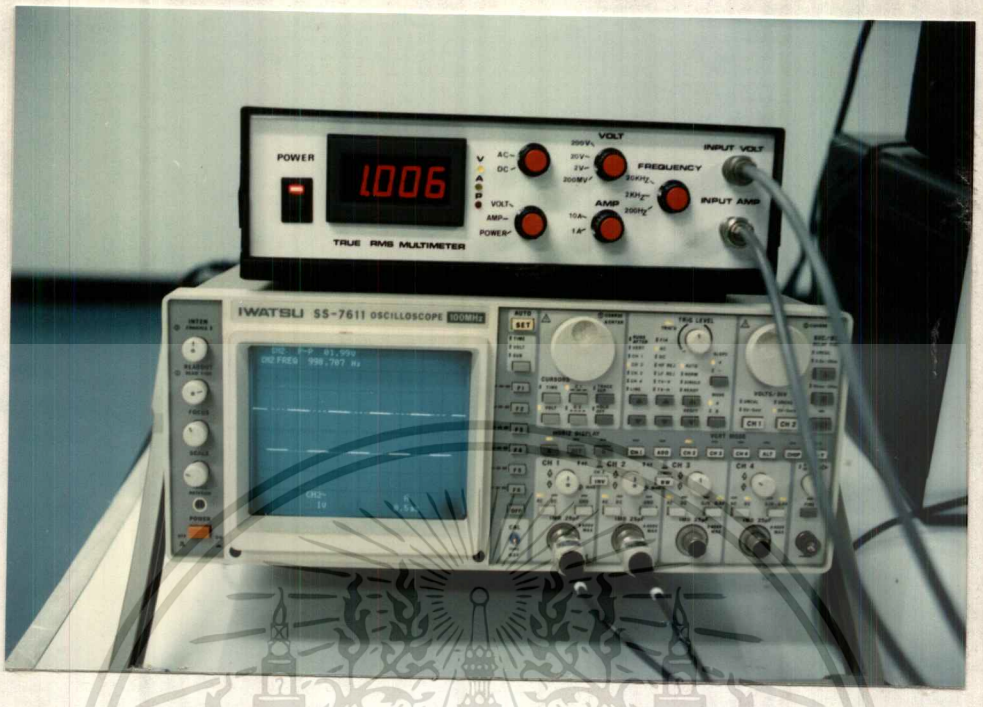
10 KHZ SAWTOOTH

RANGE	คำนวณ	OSCILLOSCOPE	FLUKE	PHILIP	PROJECT
0.2V	0.035	0.10 Vp-p	0.009	0.0295	0.0265
	0.070	0.20 Vp-p	0.03	0.0585	0.0533
2 V	0.353	1.0 Vp-p	0.131	0.3274	0.325
	0.707	2.0 Vp-p	0.259	0.6412	0.654
20V	3.535	10 Vp-p	1.211	2.975	2.75
	7.071	20 Vp-p	2.45	5.991	5.68

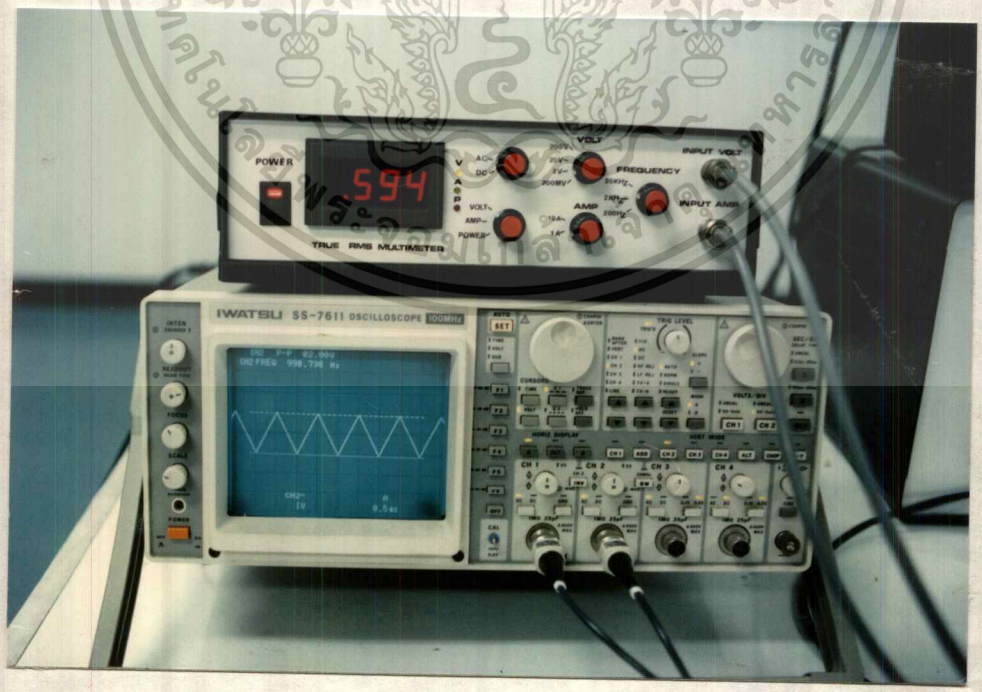


รูปที่4.1จากการทดลองวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SINE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.2จากการทดลองวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SQUARE



รูปที่4.3จากการทดลองวัดแรงดันที่ความถี่ 1 KHZ SAWTOOTH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการวัดแรงดันของชุดทดลอง

โดย SUPPLY =12 VDC

จำนวนหลอดไฟ	PROJECT(V)	PHILIP (V)	FLUKE (V)
-	8.25	8.251	8.22
1	4.57	4.59	4.56
2	2.87	2.88	2.85
3	1.86	1.88	1.83
4	1.33	1.34	1.30
5	1.04	1.06	1.01

4.2 การทดลอง และผลการทดลองเมื่อต้องการวัดกระแส

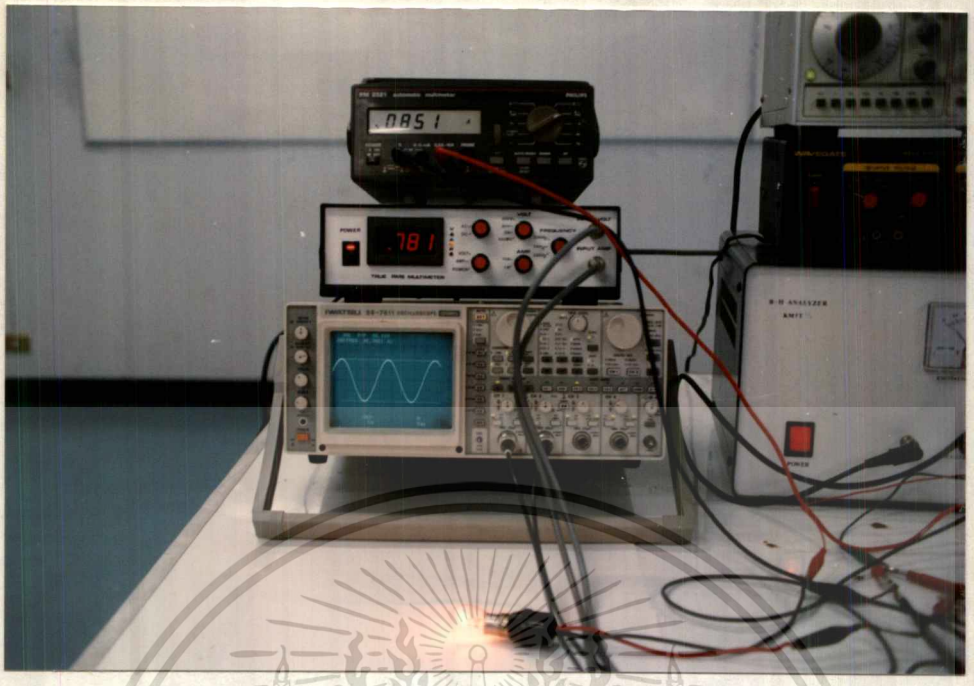
ในการทดลองวัดกระแสที่ระดับต่างของชุดทดลองแล้วบันทึกผลลงในตาราง

ตารางบันทึกผลการวัดกระแสของชุดทดลอง

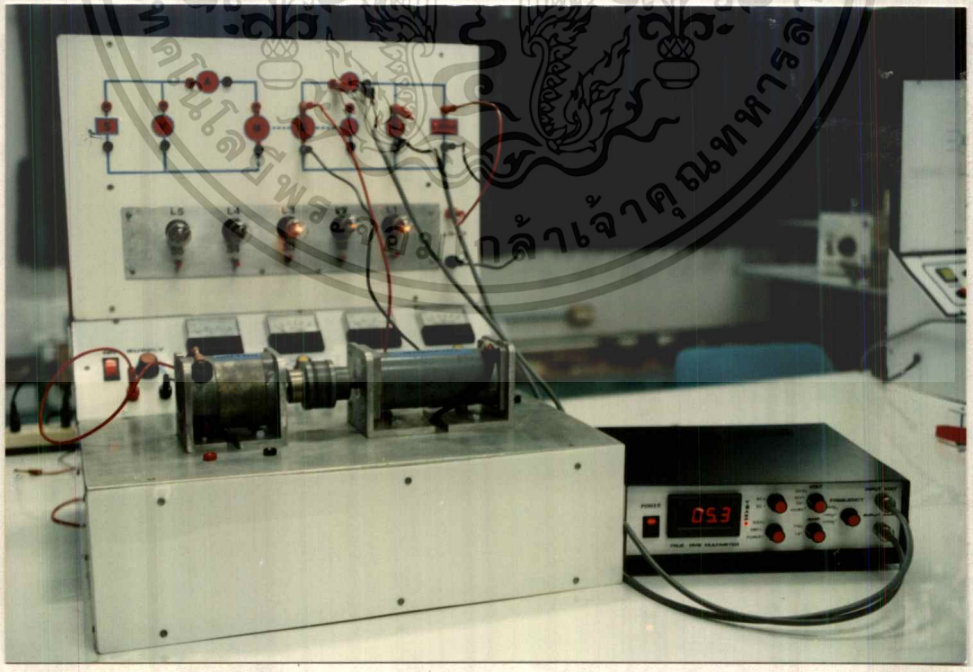
โดย SUPPLY =12 VDC

จำนวนหลอดไฟ	PROJECT(A)	PHILIP (A)
-	0.02	0
1	0.68	0.753
2	1.055	1.173
3	1.27	1.442
4	1.38	1.59
5	1.455	1.69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.4การทดลองวัดกระแสโดยใช้หลอดไฟเป็นโหลด



รูปที่4.5 การทดลองวัดกระแสของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลอง และผลการทดลองเมื่อต้องการวัดกำลัง

การทดลองวัดกำลังของชุดทดลองแล้วบันทึกผลลงในตาราง

ตารางบันทึกผลการวัดกำลังของชุดทดลอง

โดย SUPPLY =12 VDC

จำนวนหลอดไฟ	PROJECT(W)	PHILIP (V)
-	1.65	0
1	3.10	3.59
2	3.01	2.88
3	2.36	1.88
4	1.83	1.34
5	1.50	1.06

รูปที่4.6การทดลองวัดกำลังของชุดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทวิจารณ์ และสรุป

5.1 คำนำ

จากการเริ่มทำโครงงานปริญญานิพนธ์โดยได้ทำการออกแบบ และสร้าง HARDWARE ของเครื่องวัดมัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง โดยใช้อุปกรณ์ที่มีขายทั่วไปตามท้องตลาด โครงการนี้ใช้วงจรที่มาจากโครงสร้างภายใน ไอซีเบอร์ LH0091 ซึ่งเป็นไอซีสำเร็จรูป แต่ไม่มีขายทั่วไปในท้องตลาดจึงต้องออกแบบค่าความต้านทาน ค่าเก็บประจุ และเลือกออปแอมป์ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับโครงสร้างไอซีเบอร์LH0091มากที่สุดเพื่อความถูกต้องของเครื่องวัดมัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง

5.2 สรุปผลที่ได้จากโครงงาน

ผลที่ได้จากการทำโครงงานนี้ได้ตามวัตถุประสงค์ สรุปโครงงานที่ทำได้เป็นผลสำเร็จมีดังนี้

1. ศึกษาหาข้อมูล หลักการ และแนวความคิดต่าง ๆในการออกแบบ และสร้างเครื่องวัดวัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง คำนวณค่าต่าง ๆ ตามทฤษฎี
2. ออกแบบ และสร้างวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ เช่นวงจรวัดย่านกระแส และแรงดัน วงจรวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริง วงจรคูณ และส่วนแสดงผล
3. จัดหาอุปกรณ์ในการทำโครงงานนี้
4. ทดลองวงจรแต่ละส่วน
5. ควรสำรวจอุปกรณ์ ที่จะนำมาประกอบวงจรว่าสามารถใช้งานได้ดีหรือไม่เพราะหลังจากนำอุปกรณ์มาต่อกันแล้ว จะต้องมีการแก้ไขอีกมาก
6. ทำการทดลองและประกอบวงจรเครื่องมือวัดมัลติมิเตอร์วัดค่าอาร์เอ็มเอสจริงเปรียบเทียบกับเครื่องวัดที่มีอยู่ เช่น PHILIPS, FLUK และ OSCILLOSCOPE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาโครงงาน

ถึงแม้ว่าโครงงานนี้จะสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ตามวัตถุประสงค์ ที่ดำเนินการตามขั้นตอนต่าง ๆ เกิดปัญหา และอุปสรรคบ้าง สรุปผลได้ดังนี้

1. การเลือกย่านวัดที่ใช้ในโครงงานนี้ จะใช้สวิทช์เลือกย่านวัดทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ควรจะใช้สวิทช์อิเล็กทรอนิกส์เป็นตัวเลือก
2. ในกรณีที่ความถี่สูง ค่าการวัดจะเกิดการผิดพลาดได้ที่วงจรย่านวัดเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านความถี่ของตัวอุปกรณ์
3. ในภาคแสดงผลความสามารถในการอ่านค่าจำหลักยังน้อย

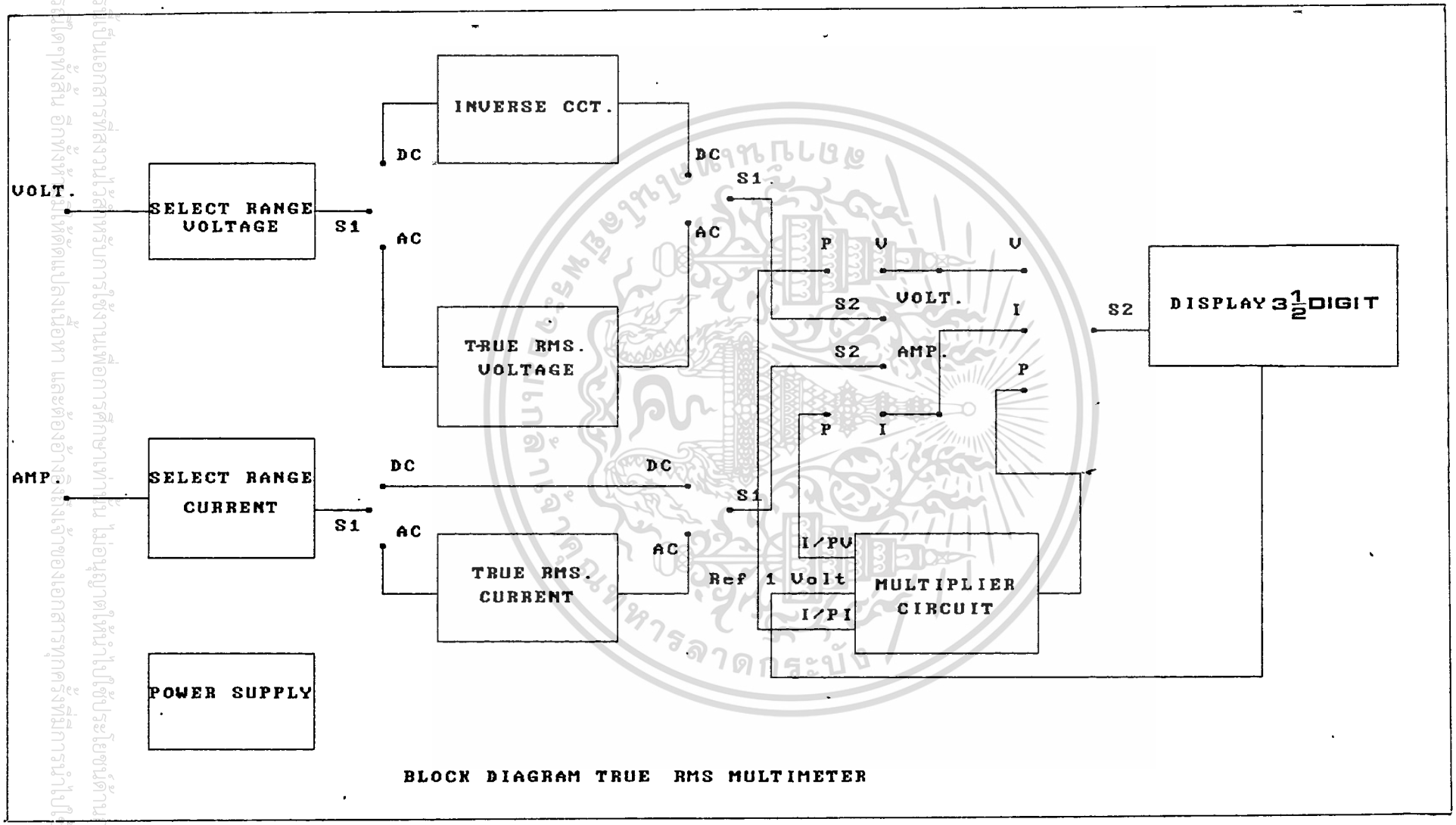
5.4 อุสรรคในการทำโครงงาน

1. วงจรเปลี่ยนย่านวัดกรแส และแรงดันใช้ที่ความถี่สูงมากไม่ได้จึงต้องทำการเปลี่ยนวงจรใหม่
2. วงจรวัดค่าอาร์เอ็มเอสจริงจะได้ค่าที่ผิดพลาดถ้าสัญญาณอินพุทที่ป้อนมีดีซีรวมอยู่ด้วย ซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณเอซีเท่านั้นถึงจะได้ค่าที่ถูกต้อง
3. ภาคแสดงผลมีการเปลี่ยนแปลงไปมาเนื่องจากแรงดันไฟไม่คงที่โดยการใส่ตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก ๆ
4. เนื่องจากวงจรมีความไวต่อสัญญาณรบกวนสูง จึงต้องเดินสายให้มีระยะทางสั้นที่สุด และใช้สายชีลด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
แสดงบล็อกไดอะแกรมทั้งหมดของเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



BLOCK DIAGRAM TRUE RMS MULTIMETER

ภาคผนวก ช.
วิธีการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการใช้งาน

ขั้นตอนการใช้งาน

1. เมื่อต้องการวัดแรงดันที่เป็น DC
   1.1 เลื่อน s2 ไปที่ Volt
   1.2 เลื่อน s1 ไปที่ตำแหน่ง DC
   1.3 ปรับ Range ให้พอเหมาะกับแรงดันที่ต้องการวัด
   1.4 จะแสดงผลแรงดันในรูป Digital 3.5 digit
2. เมื่อต้องการวัดแรงดันที่เป็น AC
   2.1 เลื่อน s2 ไปที่ Volt
   2.2 เลื่อน s1 ไปที่ตำแหน่ง AC
   2.3 ปรับ Rangeให้พอเหมาะกับแรงดันที่ต้องการวัดโดยพิจารณาค่าความถี่ของสัญญาณที่วัดว่ามีความถี่เท่าใด เพื่อปรับ S3 ที่วงจร RMS
   2.4 ปรับวงจร RMS ไปที่ความถี่ที่ต้องการวัด ก็จะได้ค่า True Rms ที่ถูกต้องของสัญญาณออกมาที่ Display
3. เมื่อต้องการวัดกระแสที่เป็น DC
   3.1 เลื่อน s2 ไปที่ Amp
   3.2 เลื่อน s1 ไปที่ตำแหน่ง DC
   3.3 ปรับ Range ให้พอเหมาะกับกระแสที่ต้องการวัด
   3.4 จะแสดงผลกระแสในรูป Digital 3.5 digit
4. เมื่อต้องการวัดกระแสที่เป็น AC
   4.1 รูปคลื่นสัญญาณต่าง ๆต้องสมมาตรกันทั้งด้านบวก และลบให้เลื่อน S2 ไปที่ Amp
   4.2 แล้วเลื่อน S1 ไปที่ AC
   4.3 จากนั้นให้ปรับ Range ให้พอเหมาะกับแรงดันที่วัดโดยพิจารณาค่าความถี่ของสัญญาณที่วัดด้วยว่ามีความถี่เท่าใดเพื่อจะได้ปรับ S3 ที่วงจร RMS
   4.4 ให้ปรับวงจร RMS ห้ไปที่ความถี่ที่ต้องการวัด ก็จะได้ค่า True RMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ถูกต้องของสัญญาณออกมาแสดงที่ Display

5. เมื่อต้องการวัดกำลังไฟฟ้า

5.1 ให้วัดกระแส และแรงดันตรงตำแหน่งที่ต้องการทราบค่ากำลังไฟฟ้าพร้อมกัน

5.2 จากนั้นทำการวัดโดย ถ้าแรงดัน และกระแสที่วัดเป็น DC ก็จะต้องเลื่อน S1 ไปที่ตำแหน่ง DC

5.3 ให้เลื่อนS2ไปที่ POWER ก็จะได้ กำลังออกมาเป็นค่าจริงคือ IxV=P ถ้าแรงดัน และกระแสที่วัดเป็น AC

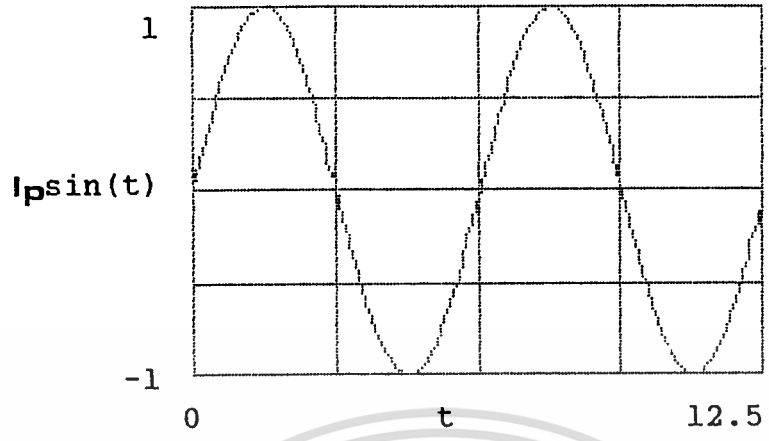
- ให้เลื่อน S1 ไปที่ AC
- ให้เลื่อน S2 ไปที่ POWER
- จากนั้นดูความถี่ของสัญญาณที่วัดว่ามีความถี่เท่าไร
- ทำการเลื่อน S3 ของวงจร RMS ให้ไปที่ความถี่ของสัญญาณที่วัด จะได้ค่ากำลังที่เป็นค่า PRMS ออกมาแสดงที่ Display

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

ผลการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$f(t) = I_p \sin wt$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T I_p^2 \sin^2 wt\,dt}$$

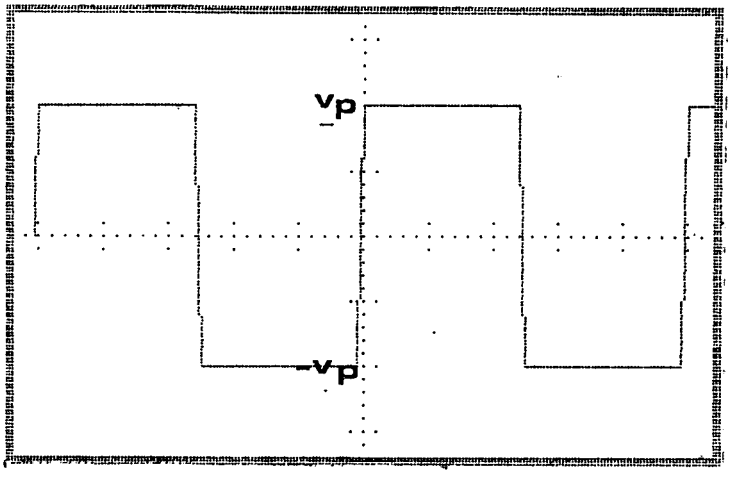
$$= I_p \sqrt{\frac{w}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{w}} (0.5-0.5\cos 2wt)\,dt}$$

$$= I_p \sqrt{\frac{w}{2\pi}\left[\frac{t}{2}\right] - \frac{1}{2}\left[\frac{-\sin 2wt}{2w}\right]}$$

$$= I_p \sqrt{\frac{w}{2\pi}\left[\frac{2\pi}{2\pi} - 0\right] + \frac{1}{4w}\left[\frac{-\sin 2w2\pi}{2w} + \sin 0\right]}$$

$$= I_p \left[\frac{1}{2}\right]^{0.5} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$f(t) = \begin{cases} V_p & \text{เมื่อ } 0 < t < \frac{T}{2} \\ -V_p & \text{เมื่อ } \frac{T}{2} < t < T \end{cases}$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f(t)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^{\frac{T}{2}} V_p^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} V_p^2 dt\right]}$$

$$= \sqrt{\left[\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} V_p^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} V_p^2 dt\right]}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sqrt{\frac{1}{T}[V_p^2 t| + V_p^2 t| \ ]}$$

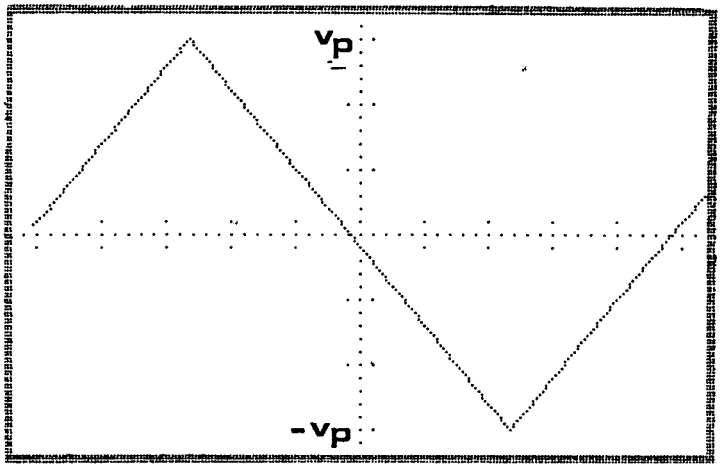
$$= \sqrt{\frac{1}{T}[\ V_p^2(T/2-0) + V_p^2(T-T/2)\ ]}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T}\left[\frac{V_p^2 T}{2} + \frac{V_p^2 T}{2}\right]}$$

$$= \sqrt{\left[\frac{V_p^2 T}{T}\right]}$$

$$= V_p$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$f(t)= \begin{cases} \dfrac{4V_p t}{T} & \text{เมื่อ } 0<t<\dfrac{T}{4} \\ \dfrac{4V_p t}{T}\left[\dfrac{T}{2}-t\right] & \text{เมื่อ } \dfrac{T}{4}<t<\dfrac{T}{2} \\ \dfrac{-4V_p t}{T}\left[t-\dfrac{T}{2}\right] & \text{เมื่อ } \dfrac{T}{2}<t<\dfrac{3T}{4} \\ \dfrac{4V_p t}{T}-4V_p & \text{เมื่อ } \dfrac{3T}{4}<t<T \end{cases}$$

$$V_{rms}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f(t)^2 dt}$$

$$=\left[\frac{1}{T}\left[\int_0^{\frac{T}{4}} (4V_p t/T)^2 dt + \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} [4V_p/T(T/2-t)]^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{4}} (-4V_p/T(t-T/2)^2 dt + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \left[\left[\int_{\frac{3T}{4}}^{T} (4V_p t/T-4V_p)^2 dt\right]\right]\right]\right]^{0.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left[\frac{1}{T} \left[\left[\frac{16V_p^2 t^3}{3T^3} \right] + \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} [2V_p - 4V_p t/T]^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{4}} (-4V_p t + 2V_p)^2 dt + \right] \right]$$

$$+ \left[\left[\left[\int_{\frac{3T}{4}}^{T} (16V_p^2 t^2/T^2 - 32V_p^2 t/T + 16V_p^2) dt \right] \right] \right]^{0.5}$$

$$= \frac{V_p}{\sqrt{3}}$$

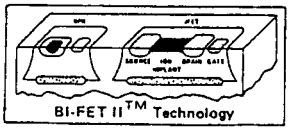
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

DATA SHEET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor



LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

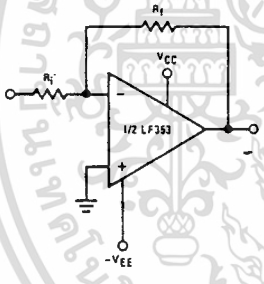
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

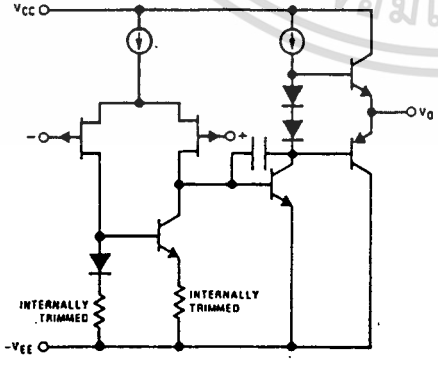
■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50pA
■ Low input noise voltage	16nV/√Hz
■ Low input noise current	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μS
■ Low supply current	3.6 mA
■ High input impedance	$10^{12}\Omega$
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20Vp-p$, BW = 20 Hz-20kHz	<0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μS

Typical Connection



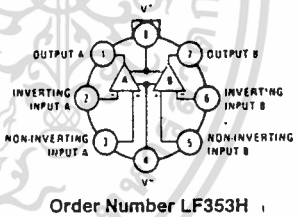
Simplified Schematic

½ Dual



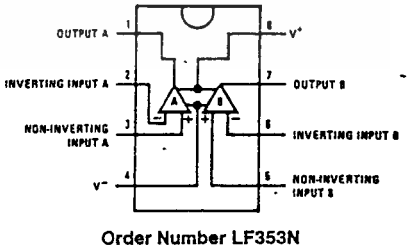
Connection Diagrams

Top View



Order Number LF353H
See NS Package H08C

Top View



Order Number LF353N
See NS Package N08E

TL/H/5649–1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V	Input Voltage Range (Note 2)	±15V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	Output Short Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
T_j(MAX)	115°C	Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	300°C
Differential Input Voltage	±30V		

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10k\Omega$, $T_A = 25°C$ Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\ k\Omega$		10		µV/°C
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25°C$, (Notes 4, 5) $T_j \leq 70°C$		25	100 4	pA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25°C$, (Notes 4, 5) $T_j \leq 70°C$		50	200 8	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25°C$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ $V_O = \pm 10V$, $R_L = 2\ k\Omega$ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 10k\Omega$	±12	±13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	±11	+15 −12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I_S	Supply Current			3.6	6.5	mA

AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25°C$, f = 1 Hz−20kHz (Input Referred)		−120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		13		V/µS
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25°C$, $R_S = 100\Omega$, f = 1000Hz		16		$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25°C$, f = 1000Hz		0.01		$pA/\sqrt{Hz}$

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W junction to ambient for the N package, and 150°C/W junction to ambient for the H package.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0°C \leq T_A \leq +70°C$. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. $T_j = T_A + \theta_{jA} P_D$ where θ_{jA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERSIL

ICL7106/ICL7107
3½ Digit Single Chip A/D Converter

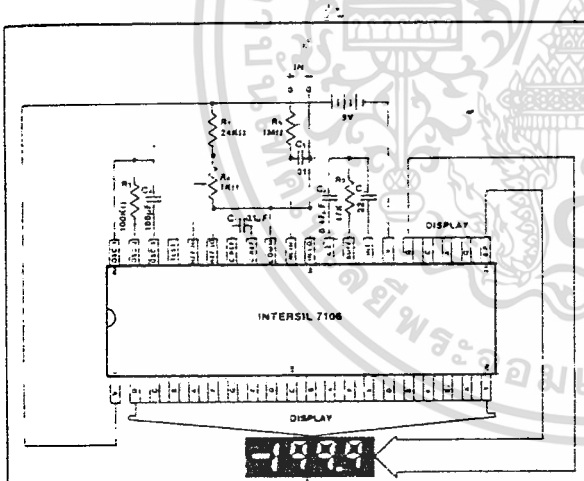
FEATURES

- Guaranteed zero reading for 0 volts input on all scales.
- True polarity at zero for precise null detection.
- 1 pA input current typical.
- True differential input and reference.
- Direct display drive - no external components required. — LCD ICL7106
  — LED ICL7107
- Low noise - less than 15μV pk-pk.
- On-chip clock and reference.
- Low power dissipation - typically less than 10mW.
- No additional active circuits required.
- Evaluation Kit available.

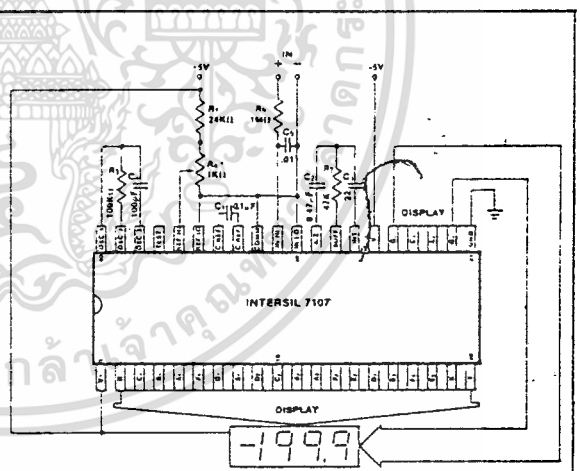
GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3-1/2 digit A/D converters. All the necessary active devices are contained on a single CMOS I.C., including seven segment decoders, display drivers, reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. High accuracy like auto-zero to less than 10μV, zero drift of less than 1μV/°C, input bias current of 10 pA max., and roll-over error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of single power supply operation (7106), enabling a high performance panel meter to be built with the addition of only 7 passive components and a display.



ICL7106 with Liquid Crystal Display

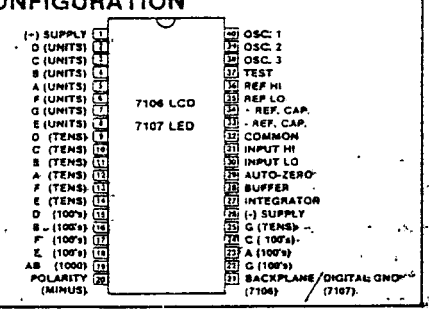


ICL7107 with LED Display

ORDERING INFORMATION

Part	Package	Temp. Range	Order Part #
7106	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CDL
7106	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7106CPL
7107	40 pin ceramic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CDL
7107	40 pin plastic DIP	0°C to +70°C	ICL7107CPL
7106 Kit 7107 Kit	Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware. See page 10.		ICL7106EV/Kit ICL7107EV/Kit

PIN CONFIGURATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

ICL 7106

Supply Voltage (V+ to V–) 15V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1) ..... V+ to V–
Reference Input Voltage (either input) ..... V+ to V–
Clock Input ..... Test to V+
Power Dissipation (Note 2)
  Ceramic Package ..... 1000 mW
  Plastic Package ..... 800 mW
Operating Temperature ..... 0°C to +70°C
Storage Temperature ..... –65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec) ..... 300°C

ICL 7107

Supply Voltage V+ ..... +6V
  V– ..... –9V
Analog Input Voltage (either input) (Note 1) ..... V+ to V–
Reference Input Voltage (either input) ..... V+ to V–
Clock Input ..... Gnd to V+
Power Dissipation (Note 1)
  Ceramic Package ..... 1000 mW
  Plastic Package ..... 800 mW
Operating Temperature ..... 0°C to +70°C
Storage Temperature ..... –65°C to +160°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec) ..... 300°C

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to ±100μA

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading	Vin = 0.0V Full Scale = 200.0 mV	-000.0	±000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	Vin = Vref Vref = 100 mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near Full Scale)	-Vin = +Vin ≈ 200.0mV	-1	±.2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200mV or full scale = 2.000V	-1	±.2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	Vcm = ±1V, Vin = 0V, Full Scale = 200.0mV.		50		μV/V
Noise (Pk - Pk value not exceeded 95% of time)	Vin = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current @ Input	Vin = 0V		1	10	pA
Zero Reading Drift	Vin = 0 0° < T_A < 70°C		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient	Vin = 199.0mV 0< T_A < 70°C (Ext.Ref.0ppm/°C)		1	5	ppm/°C
Supply Current (Does not include LED current for 7107)	Vin = 0		0.8	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to pos. supply)	25KΩ between Common & pos. Supply	2.4	2.8	3.2	Volts
Temp. Coeff. of Analog Common (with respect to pos. Supply)	25KΩ between Common & pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7106 ONLY Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V Supply = 9V	4	5	6	Volts
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
7107 ONLY Segment Sinking Current (Pin 19 only)	+Supply = 5.0V Segment voltage = 3V	10	16		mA

Note 3: Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T_A = 25° C, f_{clock} = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 1. 7107 is tested in the circuit of Figure 2.

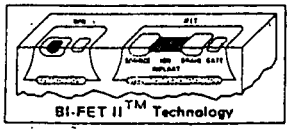
Note 4: Refer to "Differential Input" discussion on page 4.

Note 5: Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers



General Description

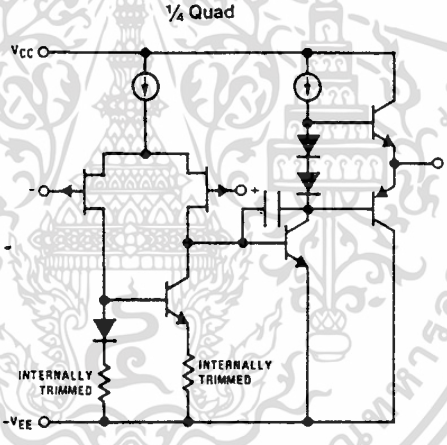
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

Features

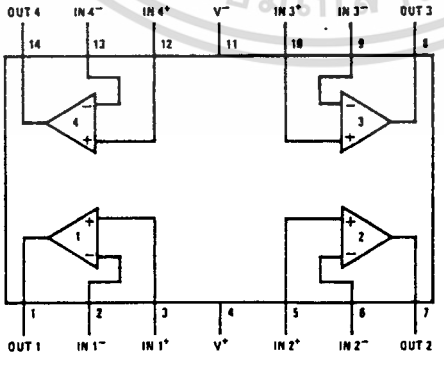
■ Internally trimmed offset voltage	2 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise current	0.01 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	7.2 mA
■ High input impedance	$10^{12}\Omega$
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, R_L10k, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz – 20 kHz	<0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

Simplified Schematic



Connection Diagram

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF147D or LF347D
See NS Package D14E

Order Number LF347BN or LF347N
See NS Package N14A

TL/H/5647–1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

	LF147	LF347B/LF347		LF147	LF347B/LF347
Supply Voltage	±22V	±18V	T_j max	150°C	115°C
Differential Input Voltage	±38V	±30V	θ_{jA}	100°C/W	150°C/W
Input Voltage Range (Note 1)	±19V	±15V	Operating Temperature Range	(Note 4)	(Note 4)
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Continuous	Continuous	Storage Temperature Range	$-65°C \le T_A \le 150°C$	
Power Dissipation (Note 3)	900 mW	500 mW	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\ k\Omega$, $T_A = 25°C$ Over Temperature		1	5 8		3	5 7		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\ k\Omega$		10			10			10		µV/°C
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25°C$, (Notes 5, 6) Over Temperature		25	100 25		25	100 4		25	100 4	pA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25°C$, (Notes 5, 6) Over Temperature		50	200 50		50	200 8		50	200 8	pA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25°C$		10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ $V_O = \pm 10V$, $R_L = 2\ k\Omega$ Over Temperature	50 25	100		50 25	100		25 15	100		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 10\ k\Omega$	±12	±13.5		±12	±13.5		±12	±13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	±11	+15 −12		±11	+15 −12		±11	+15 −12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \le 10\ k\Omega$	80	100		80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	80	100		80	100		70	100		dB
I_S	Supply Current			7.2	11		7.2	11		7.2	11	mA

AC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF147			LF347B			LF347			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25°C$, f = 1 Hz − 20 kHz (Input Referred)		−120			−120			−120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		13			13			13		V/µs
GBW	Gain-Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		4			4			4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25°C$, $R_S = 100\Omega$, f = 1000 Hz		20			20			20		$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25°C$, f = 1000 Hz		0.01			0.01			0.01		$pA/\sqrt{Hz}$

Note 1: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 2: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

Note 3: For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{jA}.

Note 4: The LF147 is available in the military temperature range $-55°C \le T_A \le 125°C$, while the LF347B and the LF347 are available in the commercial temperature range $0°C \le T_A \le 70°C$.

Note 5: Unless otherwise specified the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm 20V$ for the LF147 and for $V_S = \pm 15V$ for the LF347B/LF347. V_{OS}, I_B, and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. $T_j = T_A + \theta_{jA} P_D$ where θ_{jA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

ความสัมพันธ์ของความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาความสัมพันธ์ระหว่างความร้อนที่เกิดจากไฟตรงและไฟสลับ

กำลังไฟฟ้าหมายถึง "พลังงานไฟฟ้า" ที่ใช้ไปใน 1 หน่วยเวลา

$$\text{กำลัง} = \frac{\text{งาน}}{\text{เวลา}}$$

$$P = \frac{W}{t}$$

$$\text{หน่วยของกำลัง} = \frac{\text{จูล}}{\text{วินาที}}$$

$$= \text{วัตต์}$$

$$\text{กำลังไฟฟ้า} = \frac{\text{พลังงานไฟฟ้า}}{\text{เวลา}}$$

$$\boxed{P = VI}$$

$$W = QV$$

$$= VI_{(dc)}T \quad \ldots\ldots\ldots (Q = I_{(dc)}T)$$

$$= I_{(dc)}^{2}T \quad \ldots\ldots\ldots (V = I_{(dc)}R)$$

$$= PT \quad \ldots\ldots\ldots (P = I_{(dc)}V = I^{2}_{(dc)}R)$$

ถ้าต้องการ "งาน" ในหน่วยแคลอรี

โดยที่ 1 แคลอรี = 4.185 จูล จึงได้

$$\frac{W}{4.185} = \frac{I^{2}RT}{4.185} \qquad \text{ซึ่ง } I = I_{(dc)}$$

ให้ H เป็นปริมาณความร้อนดั้งนั้น

$$H(\text{แคลอรี}) = 0.24\ I^{2}_{(dc)}RT \quad \ldots\ldots\ldots (1)$$

ค่ายังผล (effectiive value) ซึ่งจะมีค่านิยามโดยกำหนดจากกระแสไฟฟ้า

ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ายังผลของกระแสสลับใด ๆกำหนดให้เป็นค่าของกระแสไฟฟ้าขนาดสม่ำเสมอซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนจำนวนเดียวกันในเวลาเท่ากัน เมื่อปล่อยให้ผ่านความต้านทานตัวเดียวกัน

กระแสไฟฟ้าสลับมีสมการเป็น $i_{(ac)} = I_m \sin wt$

ให้ $I_{(dc)}$ เป็นค่ายังผลของกระแสไฟฟ้าสลับนี้

ตามคำจำกัดความที่กล่าวมาแล้ว เมื่อปล่อยกระแสไฟฟ้าสลับ $i=I_m \sin wt$ ผ่านความต้านทาน R ตัวหนึ่งในเวลาหนึ่ง แล้วเอากระแสสลับออกแล้วป้อนกระแสตรงหรือค่ายังผล $I_{(dc)}$ ผ่านความต้านทาน R ตัวเดียวกันโดยใช้เวลาเท่ากันทั้งสองกรณี ย่อมเกิดความร้อนจำนวนเดียวกัน H เป็นปริมาณความร้อนดังกล่าว

คิดตอนปล่อยกระแสไฟฟ้าสลับ $i_{(ac)}$ ผ่านความต้านทาน R เป็นเวลาเท่ากับ 1 รอบ คือ T วินาที

เนื่องจาก H เปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงทำให้

$$dH = 0.24\, i^2_{(ac)}\, Rdt = 0.24(I_m \sin wt)^2 R\, dt$$

โดยที่ $i_{(ac)} = I_m \sin wt$

$$\int_0^H dH = \int_0^T 0.24\, I_m^2 R \sin^2 wt dt$$

$$H = \frac{0.24\, I_m^2 R}{w} \int_0^T \sin^2 wt dwt$$

จาก $\int_1^1 \sin^2 \theta d\theta = \frac{\theta}{2} - \frac{\sin 2\theta}{4}$ จึงได้

$$H = \frac{0.24\, I_m^2 R}{w}\left[\frac{wt}{2} - \frac{\sin 2wt}{4}\right]_0^T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H = \frac{0.24\ I_m^2 R}{w}\left[\frac{wT}{2} - 0 - 0 + 0\right]$$

$$H = \frac{0.24\ I_m^2\ RT}{2} \quad \text{.....(2)}$$

เมื่อพิจารณาพลังงานความร้อนที่ปรากฏบนตัวต้านทาน(R)ตัวเดียวกันและกำหนดให้พลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากันจากสมการที่ 1 และที่ 2 จะสรุปความสัมพันธ์ของปริมาณกระแสตรงและกระแสสลับดังนี้คือ

$$0.24\ I^2_{(dc)}RT = \frac{0.24\ I_m^2\ RT}{2} \quad \text{.....(3)}$$

ได้ $$I^2_{(dc)} = \frac{I_m^2}{2}$$

ดังนั้น ค่ายังผล $$I_{(dc)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0.707\ I_m \quad \text{.....(4)}$$

ในทำนองเดียวกันแรงเคลื่อนไฟฟ้า $e = E_m \sin wt$ โดย E_m เป็นค่าสูงสุด จะมีค่ายังผลเป็นรูปเดียวกัน คือ

ถ้า E เป็นค่ายังผลของแรงเคลื่อนไฟฟ้า

ดังนั้น

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0.707\ E_m \quad \text{.....(5)}$$

จากสมการ (4) และ (5) สรุปได้ว่า

ถ้าปริมาณ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ของค่าสูงสุดของกระแสสลับ $\left[\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right]$ จะเท่ากับปริมาณของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรง[$I_{(dc)}$] แล้วเมื่อปล่อยปริมาณกระแสทั้งสองผ่านตัวต้านทานตัวเดียวกันในคาบเวลาที่เท่ากันแล้วจะเป็นผลให้เกิดพลังงานความร้อนที่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ก็เพราะได้รับความเอื้อเฟื้อจาก อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ แห่งภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม รวมทั้งท่านยังรับเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการจัดทำ และจัดสร้างตลอดมาเป็นอย่างดียิ่ง

ทั้งนี้ขอขอบคุณ ปริญญานิพนธ์ ของภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม พ.ศ 2533 ที่ทำให้โครงงานนี้สำเร็จได้ด้วยดีและขอขอบคุณทุก ๆ ท่านที่มีส่วนสนับสนุน และให้คำปรึกษาโดยตลอดที่มิได้กล่าวนามมา ณ โอกาสนี้ด้วย หวังเป็นอย่างยิ่งว่าโครงงานนี้ จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้ที่สนใจทุกท่าน ตลอดจนผู้ที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานได้เป็นอย่างดียิ่งพร้อมทั้งยินดีน้อมรับคำชี้แนะจากผู้รู้ทุกท่าน เพื่อนำไปปรับปรุงแก้ไขในโอกาสต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Yujen wong/William,"Function circuit",MCGRAW- HILL, 1976, page 47 to 175
2. Ramakant a,gayakwad,"Op- Amp And Linear integrated circuit",Prentice-Hall,1988.
3. Operational Amplifiers source book, Prentice- Hall, 1987.
4. David F.Stout/Milton Kaufman,"HAndbook of amplifier Circuit Design" Mcgraw-Hill,1976, Page 9-8 to page 9-10.
5. John M. cage,"Electronic Measurement and Instrument tation",Mcgraw-Hill,1987.
6. A.J Bouwers,"Digital Instrumenttation",Mcgraw-Hill, 1986.
7. คณาจารย์ภาควิชาฟิสิกส์ฯ "ฟิสิกส์ 2" ,คณะวิทยาศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2524,หน้า 170-174
8. อ.ช่วงและรศ.เพลินจิต ทมทิตชงค์,"ฟิสิกส์ ม.6",ภูมิบัญฑิต,หน้า 183 -187

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้