



วงจรแอ็คทีฟ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์

AN ACTIVE VARIABLE LINE EQUALIZERS



โดย
นายสัจจา กลิ่นจันทร์ 38012073
นายสิงหเทพ สุขสุมิตร 38012076
นายสุทธิ สิทธิสูงเนิน 38012079

วัน เดือน ปี.....-1 คค 2541.....
เลขทะเบียน.....038074.....
เลขเรียกหนังสือ.....T 3909A 65490.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้
038074

หัวข้อปริญญานิพนธ์ “วงจรแเอ็คทีฟ วารีเอเบิล โลว์ อีควอไลเซอร์”

โดย

1. นายสังจา กลิ่นจันทร์ 38012073
2. นายสิงหเทพ สุขสุมิตร 38012076
3. นายสุทธิ สิทธิสูงเนิน 38012079

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2539

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()
..... กรรมการ
()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรีเลย์ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอลไลเซอร์

นายสังจจา กลิ่นจันทร์

นายสิงหเทพ สุขสุมิตร

นายสุทธิ สิทธิสูงเนิน

รศ.ดร.กนก เจริญพงศ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการในการออกแบบ วงจรรีเลย์ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอลไลเซอร์ โดยใช้โครงข่าย แบบการป้อนหน้าและการป้อนกลับ โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของ H.W. Bode วงจรดังกล่าวจะนำมาใช้แก้ความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณลูมิแนนซ์ต่อโครมิแนนซ์ ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สี ซึ่งวงจรที่ออกแบบนี้สามารถปรับเพื่อยกระดับหรือลดระดับผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ 4.43 เมกะเฮิรต์ ของสัญญาณคลื่นพาห้สี

การทดสอบวงจรรีเลย์ อีควอลไลเซอร์ ดังกล่าวได้นำเอาสัญญาณทดสอบมีอดดูเลท ไซน์กำลังสอง มาใช้ในการวัดความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณสี ในระบบการส่งโทรทัศน์สี จากการทดลองให้ผลใกล้เคียงกับทฤษฎีการคำนวณ

Abstract

This Project describes the method of design an active variable line equalizers by using network with feedback and feedforward. that are based on H.W. Bode Principle. This type of equalizer is to correct the amplitude distortion of luminance to chrominance in television signal transmission. The chroma amplitude characteristic of this eqlizer can be adjusted to increase or decrease at 4.43 MHz of color subcarrier signal.

Herein, the modulated sine squared test signal are used to measure the amplitude of the chrominance distortion in color television transmission system. It is show that the experimental is agree with the calculated theory.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	A-1
Abstract	A-1
สารบัญ	A-2
สารบัญรูป	A-4
สารบัญตาราง	A-7
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์	2
1.2 เนื้อหาปริญญาานิพนธ์	2
1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริญญาานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป	
2.1 เน็ทเวิร์คฟังก์ชัน	4
2.2 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลส์	7
2.3 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายโดยใช้มือคดูเลท ไซน์กำลังสองพัลส์	15
2.4 วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์	21
2.5 วงจรขยายสัญญาณช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูง	35
บทที่ 3 การออกแบบและวิเคราะห์ วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์	
3.1 วาริเอเบิลอีควอไลเซอร์โดยการใช้ การป้อนกลับ และการป้อนนำหน้า	45
3.2 การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยน	48
3.3 การออกแบบวงจรในทางปฏิบัติ	51
3.4 การคำนวณและวิเคราะห์สมการ	55
บทที่ 4 การจำลองการทำงานของวงจรโดยการใช้โปรแกรม PSPICE	
4.1 การทดลองการจำลองการทำงาน	63
4.2 สรุปผลการจำลองการทำงาน	73
บทที่ 5 การทดลองและการทดสอบ	
5.1 การทดลองวัดสัญญาณของวงจรแต่ละภาค	75
5.2 การทดลองวัดสัญญาณของวงจรวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์	78
5.3 ผลการทดลอง	79
5.4 การทดสอบวงจร ด้วยสัญญาณมือคดูเลท ไซน์กำลังสองพัลส์	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
5.5 ผลที่ได้จากการทดสอบวงจรด้วยสัญญาณมือคูลเททไซน์กำลังสองพัลซ์	88
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์	91
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างการทำงานของวงจร	1
รูปที่ 2.1.1 แสดงเวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane	6
รูปที่ 2.2.1 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น	7
รูปที่ 2.2.2 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น	8
รูปที่ 2.2.3 รูปลักษณะของสัญญาณมีอดคูลเลขไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น	8
รูปที่ 2.2.4 รูปลักษณะของสัญญาณมีอดคูลเลขไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น	8
รูปที่ 2.2.5 แสดงลักษณะของไซน์กำลังสองพัลซ์	9
รูปที่ 2.2.6 แสดงไซน์กำลังสองแบบ T พัลซ์	10
รูปที่ 2.2.7 ฟรีควีนซีสเปคตรัมตามอุดมคติ T พัลซ์และ 2T พัลซ์	12
รูปที่ 2.2.8 แสดงฟรีควีนซีสเปคตรัมของมีอดคูลเลข 20T ไซน์กำลังสองพัลซ์	14
รูปที่ 2.3.1 วงจรผลิตสัญญาณรวมมีอดคูลเลข 20T	15
รูปที่ 2.3.2 แสดงการรวมสัญญาณ $b + c$	16
รูปที่ 2.3.3 รูปแบบของความคิดพื่นทางขนาด	18
รูปที่ 2.3.4 แสดงความแตกต่างของความคิดพื่นของอัตราขยายอย่างเดียวน	20
รูปที่ 2.4.1 ลักษณะเฉพาะของโครงสร้างตัวแปรเดียว	23
รูปที่ 2.4.2 ไดอะแกรมอธิบายลักษณะพิเศษที่สมมาตรซึ่งได้รับจากการอิกควอไลเซอร์	25
รูปที่ 2.4.3 ชนิดของอิกควอไลเซอร์ วารีเอเบิลที่สมมาตรกัน	26
รูปที่ 2.4.4 การปรับลักษณะจำเพาะโดยการเพิ่มของโครงข่ายเสริม	27
รูปที่ 2.4.5 ชนิดของอิกควอไลเซอร์แสดงในรูปที่ 2.4.5 หลังจากการเพิ่มโครงข่ายเสริม	28
รูปที่ 2.4.6 ค่าลักษณะจำเพาะของโครงสร้างแสดงจากรูปที่ 2.4.5	28
รูปที่ 2.4.7 ไดอะแกรมแสดงรูปต่างๆ ไปของวารีเอเบิล อิกควอไลเซอร์	29
รูปที่ 2.4.8 วารีเอเบิล อิกควอไลเซอร์ ที่ค่าลักษณะจำเพาะอ้างอิงที่มีการเปลี่ยนแปลง	30
รูปที่ 2.4.9 วารีเอเบิล อิกควอไลเซอร์ การต้องการเฉพาะแบนด์อิมพีแดนซ์ทั่วไปตัวเดียว	31
รูปที่ 2.4.10 วารีเอเบิล อิกควอไลเซอร์ ที่อัตราส่วนคงที่ระหว่างการสูญเสียอ้างอิง	32
และค่าลักษณะจำเพาะปรับค่า	32

	หน้า
รูปที่ 2.4.11 อีควอไลเซอร์ปรับค่า ซึ่งการสูญเสียเป็น 0 ที่ความถี่หนึ่ง สำหรับการกำหนดทั้งหมดของการควบคุมอิมเพแดนซ์	33
รูปที่ 2.4.12 วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ที่มีการควบคุมอิมเพแดนซ์ทั่วไป	34
รูปที่ 2.5.1 ภาพแสดงวงจรถายสัญญาณป้อนกลับแบบอนุกรม	35
รูปที่ 2.5.2 ภาพแสดงวงจรถายสัญญาณแบบสัญญาณป้อนกลับคร่อม	37
รูปที่ 2.5.3 วงจรถายสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรมภาคแรกป้อนกลับแบบอนุกรม ภาคที่สองเป็นวงจรถายสัญญาณแบบต่อคร่อม	38
รูปที่ 2.5.4 วงจรถายสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรม ซึ่งมีภาคแรกเป็นป้อนกลับแบบต่อคร่อม ภาคที่สองเป็นแบบสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรม	39
รูปที่ 2.5.5 แสดงวงจรถายสัญญาณ โดยมีสัญญาณป้อนกลับรวบยอด	40
รูปที่ 2.5.6 วงจรถายสัญญาณป้อนกลับ อย่างอนุกรม แต่ต่อคร่อมอยู่ด้วยกัน	41
รูปที่ 2.5.7 แสดงวงจรถัดเทียม สำหรับสัญญาณความถี่ต่ำและระดับต่ำ ของวงจรถัดในรูปที่ 2.5.6	42
รูปที่ 2.5.8 วงจรถัดแปลงของรูปที่ 2.5.7 โดยอาศัยทฤษฎีของมิลเลอร์	42
รูปที่ 2.5.9 วงจรถัดแปลงของรูปที่ 2.5.8 สำหรับการหาอิมเพแดนซ์จุดสัญญาณออก	43
รูปที่ 3.1.1 แสดง Signal Flow Graph ตามแบบของ Bode	46
รูปที่ 3.1.2 แสดงวงจรถัดเทียบเท่าของ Signal Flow Graph ตามรูปที่ 3.1.1	46
รูปที่ 3.2.1 ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นเนื่องจากความจำกัดย่านความถี่ ที่ใช้ในการทดลอง	49
รูปที่ 3.2.2 ตัวอย่างการขยายขึ้นเนื่องจากความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์	51
รูปที่ 3.3.1 วงจรที่ออกแบบใช้งานในย่านความถี่วีดีโอ	52
รูปที่ 3.3.2 แสดงผลการตอบสนองทางแอมพลิจูดและความถี่ของโครงสร้างในรูป 3.3.1	53
รูปที่ 3.3.3 แสดงวงจรถัดของโครงสร้างที่เป็นเส้นประรูปที่ 3.1.1	54
รูปที่ 3.4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างของวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์	55
รูปที่ 3.4.2 แสดงวงจรถัดใช้งานที่เทียบได้กับบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.4.1	56
รูปที่ 3.4.3 แสดง แชนเปลล์นิ่ง เน็ทเวิร์ค	59
รูปที่ 4.1.1 แสดงวงจรถัดที่ใช้ในการทดลอง	63
รูปที่ 4.1.2 แสดงวงจรถัดที่ใช้ในการทดลองและผลการตอบสนองที่ได้จากการทดลอง	64
รูปที่ 4.1.3 แสดงวงจรถัดที่ใช้ในการทดลองและผลการตอบสนองที่ได้จากการทดลอง	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.1.4 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองและผลการตอบสนองทาง แอมพลิจูด	64
รูปที่ 4.1.5-16 แสดงผลการตอบสนองทางขนาด เมื่อกำหนดค่า a และ X ที่ค่าต่างๆ	66-73
รูปที่ 5.1.1 วงจรทรานซิสเตอร์แบบป้อนกลับ	75
รูปที่ 5.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบอนุกรมและต่อคร่อม	76
รูปที่ 5.1.3 วงจรขยายทรานซิสเตอร์ป้อนกลับแบบอนุกรม	77
รูปที่ 5.2.1 วงจรแอมป์ วารีเอเบิล โลว์ อีควอไลเซอร์	78
รูปที่ 5.3.1 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรวารีเอเบิล อีควอไลเซอร์	81
รูปที่ 5.3.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1.1	82
รูปที่ 5.3.3 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1.2	83
รูปที่ 5.3.4 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.1.3	84
รูปที่ 5.3.5 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรรูปที่ 5.2.1	85
รูปที่ 5.4.1 รูปแบบการทดลองต่อเข้ากับเครื่องมือการทดสอบ	86
รูปที่ 5.4.2 แสดงผลของสัญญาณมีอดคูลเททไซน์กำลังสองที่ระดับ 0 dB	86
รูปที่ 5.4.3 แสดงผลของสัญญาณมีอดคูลเททไซน์กำลังสองที่ระดับ 3 dB	87
รูปที่ 5.4.4 แสดงผลของสัญญาณมีอดคูลเททไซน์กำลังสองที่ระดับ -3 dB	87
รูปที่ 5.5.1 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ 1dB	88
รูปที่ 5.5.2 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ 2dB	88
รูปที่ 5.5.3 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ 3dB	89
รูปที่ 5.5.4 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ -1dB	89
รูปที่ 5.5.5 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ -2dB	90
รูปที่ 5.5.6 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณที่ -3dB	90

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.2.1 ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ T, 2T มีอคตูลเลข 12.5T และ 20T	11
ตารางที่ 5.3.1 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.1	79
ตารางที่ 5.3.2 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.2	79
ตารางที่ 5.3.3 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.3	80
ตารางที่ 5.3.4 บันทึกผลการทดลองที่ 5.2.1	80



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

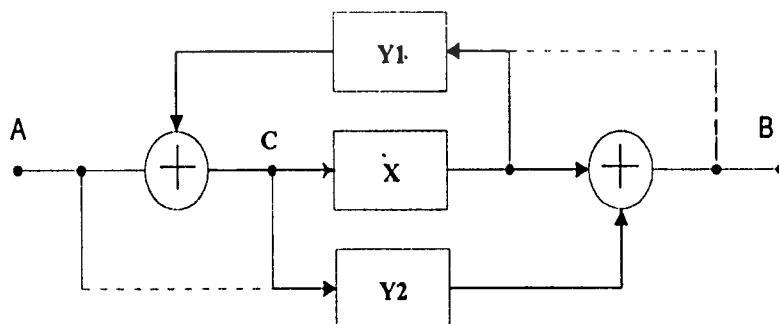
บทที่ 1

บทนำ

ในระบบการรับส่งสัญญาณโทรทัศนีสื่อที่ถูกส่งออกอากาศ หรือ ส่งผ่านสายนำสัญญาณไป นั้น สัญญาณภาพรวมจะถูกส่งผ่านวงจรต่างๆ รวมทั้งสายนำสัญญาณ ซึ่งจะมีปัญหามากกับผลตอบสนองของความถี่ (Frequency Response) ของสัญญาณภาพที่มีความถี่สูง คือ ทำให้สัญญาณโทรทัศนีสื่อมีอัตราขยายทางขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ไม่เท่ากับสัญญาณลูมิแนนซ์ หรือ ความผิดเพี้ยนทางขนาด ขณะเดียวกันอาจจะทำให้สัญญาณ โครมิแนนซ์ถูกหน่วงเวลากันกับสัญญาณลูมิแนนซ์ หรือ ความผิดเพี้ยนทางเวลา (ไทม์ดีเลย์) ดังนั้นที่ปลายทางด้านรับจะเกิดผลตอบสนองที่ไม่คงที่ (Non Flat Response) ขึ้น จากผลดังกล่าวจะทำให้สัญญาณสีผิดเพี้ยนไปจากเดิม ที่ไม่สามารถแก้ไขได้ด้วยวงจรขยายระดับสัญญาณ (Booster Circuit) ได้

จากที่กล่าวมาข้างต้น ปัญหานี้พบฉบับนี้ จึงได้นำทฤษฎี วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ ที่คิดโดย H.W. Bode มาใช้ในการแก้ปัญหาและออกแบบวงจรอีควอไลเซอร์ที่สามารถยกหรือลดระดับผลตอบสนองทางขนาดที่ความถี่ 4.43 เมกกะเฮิรต์ ของสัญญาณซับแคเรียส โดยวิธีการป้อนกลับและการป้อนนำหน้า (Feedback and Feedforward) ซึ่งสามารถปรับค่าระดับผลตอบสนองทางขนาดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสีได้ โดยวงจรที่ออกแบบจะเป็นวงจรประเภทแบบแอ็คทีฟ ที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์ ตัวความต้านทาน, ตัวเก็บประจุ ร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนทางของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ในระบบการส่งโทรทัศนีสื่อ โดยนำเอาสัญญาณมีอคติเลขไชนร์กำลังสองพัลซ์มาใช้ในการวัดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี

บล็อกไดอะแกรม วงจรแอ็คทีฟ วาริเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างการทำงานส่วนต่างๆ ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคปรับอัตราขยาย (Element Gain :) หรือ X ทำหน้าที่ปรับระดับการขยายของสัญญาณที่ส่งผ่านมาจากทางด้านอินพุท และสัญญาณที่ส่งผ่านมาจากวงจรรวมสัญญาณ

ภาครวมสัญญาณ ซึ่งมี 2 ภาค ทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ป้อนมาจาก ภาค แชนป์ลิง เน็ทเวิร์ค (Shaping Network) ซึ่งภาคนี้จะเป็น วงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบป้อนกลับก่อนส่งไปยัง ภาคปรับอัตราขยาย

แชนป์ลิง เน็ทเวิร์ค (Y1 และ Y2) ซึ่งมีอยู่ 2 ส่วน ทำหน้าที่ ชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากการผิดเพี้ยนจากการส่งสัญญาณโทรทัศน์ก่อนผ่านวงจร

1.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาแนวทางการแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อ ลูมิแนนซ์โดยทฤษฎี วารีเอเบิล อีควอไลเซอร์
2. เพื่อศึกษาการนำทฤษฎีการป้อนกลับ และการป้อนนำหน้า มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจร
3. เพื่อศึกษาการการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย โดยใช้ มีอดดูเลท ไซน์กำลังสองพัลส์
4. เพื่อศึกษาการจำลองการทำงาน (Simulate) ของวงจรด้วยซอฟต์แวร์โปรแกรม Pspice
5. เพื่อออกแบบวงจรที่ใช้สำหรับแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อลูมิแนนซ์ในระบบโทรทัศน์

1.2 เนื้อหาของปริยญาณินพนธ์

ปริยญาณินพนธ์ ฉบับนี้ได้ นำทฤษฎีวารีเอเบิล อีควอไลเซอร์ มาใช้ในการออกแบบวงจร ด้วยการป้อนกลับและการป้อนนำหน้าที่ใช้ในการปรับเพื่ ยกระดับ หรือลดระดับ ความผิดเพี้ยนทางขนาดที่ความถี่ 4.43 เมกกะเฮิร์ต ของสัญญาณซับแคเรียสในระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์สี

ในบทที่ 2 กล่าวถึงผลตอบสนองของเน็ทเวิร์คฟังก์ชัน ทฤษฎี ไซน์กำลังสองพัลส์ในการตรวจสอบข้อบกพร่องของระบบการส่ง โทรทัศน์สีการวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายโดยใช้สัญญาณมีอดดูเลท ไซน์กำลังสอง นอกจากนั้นจะกล่าวถึง ทฤษฎีวารีเอเบิล อีควอไลเซอร์ และวงจรขยายสัญญาณป้อนกลับ โดยใช้ทรานซิสเตอร์

ในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจร แอ็คทีฟ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์ โดยนำทฤษฎีวารีเอเบิลอีควอไลเซอร์มาใช้ในการออกแบบโดยการป้อนกลับและการป้อนนำหน้า ซึ่งมีการใช้ แชนป์ลิง เน็ทเวิร์ค 2 เน็ทเวิร์ค ที่มีโครงสร้างต่างกันเพียงเล็กน้อย ที่ช่วยลดความผิดเพี้ยนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบทที่ 4 เป็นการนำวงจรที่ออกแบบมาทำการจำลองการทำงานด้วยซอฟต์แวร์ Pspice ก่อนการทดลองจริง เพื่อผลการทำงานของวงจร ว่าวงจรที่ได้ออกแบบจะสามารถนำมาใช้งานจริงตามทฤษฎีหรือไม่

ในบทที่ 5 เป็นการทดลองจริงโดยแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ การทดลองวัดผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร ซึ่งได้มีการจำลองการทำงานด้วยซอฟต์แวร์แล้ว ส่วนที่ 2 เป็นการทดสอบการใช้งานโดยการนำสัญญาณทดสอบมีอคติเลทไชน์กำลังสอง มาใช้ในการทดสอบ

ในบทที่ 6 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายจะสรุปผลการทดลอง และวิจารณ์ถึงข้อดีข้อเสียของการออกแบบวงจรและการทดลองทั้งหมด เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

ภาคผนวก เป็นรายละเอียดของข้อมูลอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ลักษณะของสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง สรุปค่าลักษณะเฉพาะของวงจร RC (RC Characteristic) รูปแบบต่างๆ ลายวงจรต่างๆ การออกแบบเพาเวอร์ซัพพลาย รูปลักษณะสัญญาณรวม (Composite signal)

1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากปริิญาณิพนธ์

1. สามารถนำทฤษฎี วารีเอเบิล อีควอไลเซอร์ มาใช้แก้ปัญหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณโทรทัศน์สีในระบบรับส่งสัญญาณ
2. สามารถออกแบบวงจรอีควอไลเซอร์ที่สามารถขหรือลดระดับผลตอบสนองทางขนาดที่ย่านความถี่สูงได้ตามต้องการ
3. สามารถนำวงจรที่ออกแบบไปใช้ในการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี
4. เกิดทักษะในการออกแบบวงจรและแก้ไขปัญหา ซึ่งสามารถนำไปเป็นแนวทางในการพัฒนาหรือประยุกต์ในงานได้อย่างกว้างขวางและมีประสิทธิภาพ

บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป

2.1 เน็ทเวิร์คฟังก์ชัน

การออกแบบวงจรใดๆ เพื่อให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการ จะกระทำได้โดยหาเน็ทเวิร์คฟังก์ชันของวงจรเทียบเคียงกับฟังก์ชันที่ต้องการในอุดมคติ ซึ่งค่าที่ได้จะต้องให้ใกล้เคียงกับฟังก์ชันในอุดมคติมากที่สุด เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่จะต้องให้เน็ทเวิร์คฟังก์ชันที่ได้ยอมให้สัญญาณความถี่ในย่านผ่านสัญญาณ (Passband) ผ่านออกไปได้หมดโดยไม่มีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณความถี่ในย่านหยุดสัญญาณ (Stopband) ได้ทั้งหมดโดยสิ้นเชิง แต่เนื่องจากวงจรใด ๆ สามารถแทนได้แต่เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลิโนเมียลเศษส่วนเท่านั้น จึงจำเป็นต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับผลตอบสนองชนิดต่าง ๆ ของฟังก์ชันแบบนี้ ซึ่งผลตอบสนองของเน็ทเวิร์คฟังก์ชันต่อความถี่ที่สำคัญ ได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)
- ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

ผลตอบสนองทั้งสองชนิดนี้ จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลง เน็ทเวิร์คโดยทั่วไปสามารถเขียนเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลิเมียล คือ

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.1.1)$$

โดยที่ $N(s)$ และ $D(s)$ เป็นโพลิเมียลของตัวเศษและโพลิเมียลของตัวส่วนตามลำดับ

m เป็นอันดับของโพลิเมียลเศษ และ n เป็นอันดับของโพลิโนเมียลส่วน โดยที่ $n \geq m$

a และ b เป็นสัมประสิทธิ์ที่เป็นตัวเลขจำนวนจริง

s เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex-frequency Variable)

สมการ (2.1.1) ที่อยู่ในรูปโพลิโนเมียลสามารถแยกตัวประกอบซึ่งจะได้

$$T(S) = K \frac{(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)} \quad (2.1.2)$$

$$T(S) = K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)}$$

โดยที่ K เป็นอัตราขยาย ซึ่งมีค่าคงที่

z_i เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่ i

p_j เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่ j

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของเน็ตเวิร์ค โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์และเน็ตเวิร์คเป็นแบบลิเนียร์ ผลตอบสนองของวงจรในสถานะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง S มีค่าเท่ากับ $j\omega$ ดังนั้นสมการ (2.1.2) จะได้

$$T(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} \quad \dots(2.1.3)$$

เมื่อพิจารณาแฟกเตอร์ $(j\omega - S_i)$ โดยที่ S_i เป็นซีโร คือ $S_i = z_i$ หรือเป็นโพล คือ $S_i = p_i$ ซึ่งค่า S_i จะเป็นตัวเลขเชิงซ้อนสมมติให้

$$S_i = \alpha_i + j\beta_i$$

ค่าแฟกเตอร์ $(j\omega - S_i)$ จะได้เป็น

$$-a_i + j(\omega - b_i) = M_i e^{jq_i} \quad \dots(2.1.4)$$

$$\text{เมื่อ } M_i = \sqrt{a_i^2 + (\omega - b_i)^2}$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{\omega - b_i}{-a_i}$$

ฉะนั้นสมการ (2.1.3) สามารถเขียนใหม่เป็น

$$T(j\omega) = K \frac{M_{z1} e^{jq_{z1}} M_{z2} e^{jq_{z2}} \dots M_{zm} e^{jq_{zm}}}{M_{p1} e^{jq_{p1}} M_{p2} e^{jq_{p2}} \dots M_{pn} e^{jq_{pn}}}$$

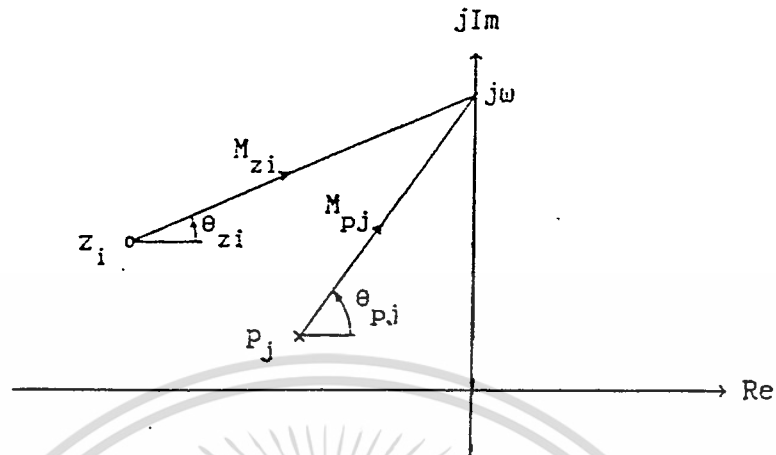
$$= K \frac{M_{z1} M_{z2} \dots M_{zm}}{M_{p1} M_{p2} \dots M_{pn}} e^{j(q_{z1} + q_{z2} + \dots + q_{zm} - q_{p1} - q_{p2} - \dots - q_{pn})}$$

$$= M(\omega) e^{jq(\omega)}$$

เมื่อ $M(\omega)$ เป็นขนาดของ $T(j\omega)$

$\theta(\omega)$ เป็นเฟสของ $T(j\omega)$

ใน S -Plane ค่าของแฟกเตอร์ $(j\omega - z_i)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก z_i ไปยัง $j\omega$ และแฟกเตอร์ $(j\omega - p_j)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก p_j ไปยัง $j\omega$ ดังนั้นสามารถเขียนเวกเตอร์ซึ่งแสดงขนาดและเฟสได้ดังในรูปที่ 2.1.1



รูปที่ 2.1.1 แสดงเวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane

จากสมการ (2.1.5) และรูปที่ 2.1.1 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางขนาด $M(\omega)$ คือค่าของ K คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{z_i} หารด้วยผลคูณของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{p_j} สำหรับผลตอบสนองเฟส $\theta(\omega)$ คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร θ_{z_i} ลบด้วยผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล θ_{p_j}

ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ (Group Delay) ได้จากการพิจารณาสัญญาณในโดเมนของเวลา โดยแสดงให้อยู่ในรูปของ โดเมนความถี่ เช่นเดียวกันกับผลตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต V_1 ป้อนไปยังเน็ทเวิร์คที่มีค่ากรุปดีเลย์เท่ากับ D วินาที ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุต V_2 จะได้

$$V_2(t) = V_1(t-D) \quad \dots(2.1.6)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอ ฉะนั้นสัญญาณอินพุตจะได้

$$V_1 = A \sin(\omega t + \phi) \quad \dots(2.1.7)$$

จากสมการ (2.1.6) จะได้สัญญาณเอาต์พุตคือ

$$V_2 = A \sin[\omega(t-D) + \phi]$$

หรือ
$$V_2 = A \sin[\omega t - \omega D + \phi] \quad \dots(2.1.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.1.7) และ (2.1.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุท และเอาต์พุทมีเฟสต่างกันคือ

$$\theta = -\omega D \quad \dots(2.1.9)$$

ฟังก์ชันกรุปดีเลย์ (Group delay) จะได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.1.9) เทียบกับ ω ซึ่งจะได้

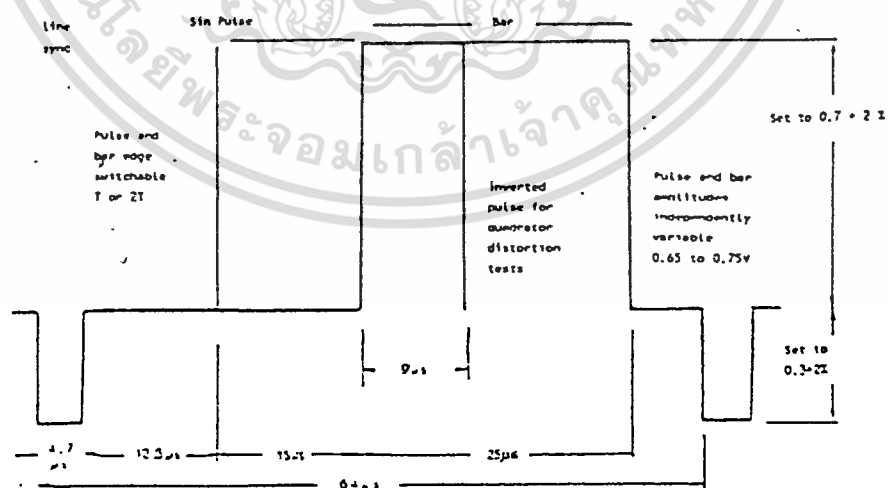
$$D = -\frac{d}{d\omega} \theta \quad \dots(2.1.10)$$

ดังนั้นผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ก็คือค่าลบการหาอนุพันธ์ผลตอบสนองทางเฟสนั่นเอง

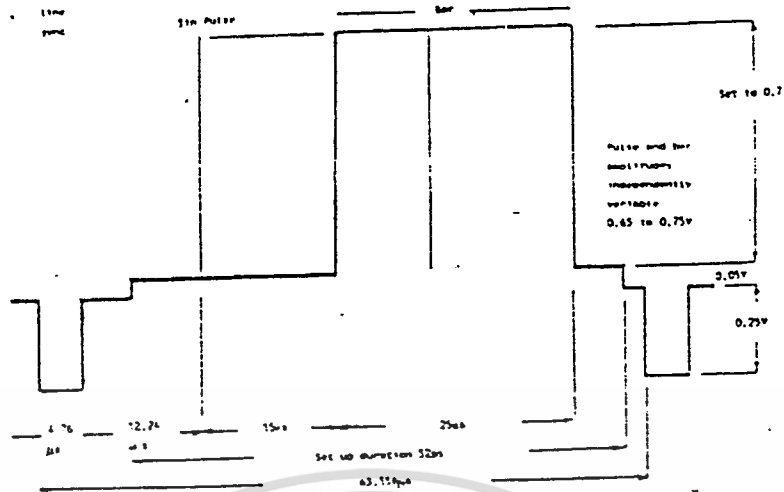
2.2 ทฤษฎีไซน์กำลังสองพัลส์

ไซน์กำลังสองพัลส์เป็นที่นิยมในการใช้ตรวจสอบข้อบกพร่อง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในระบบ โทรทัศน์ พัลส์ดังกล่าวนี้อาจเป็นแบบ T และ 2T สำหรับตรวจสอบโทรทัศน์ขาว-ดำ และแบบ มืดดูเลข 20 T ไซน์กำลังสองใช้ในการตรวจสอบโทรทัศน์สี วิธีการตรวจสอบระบบใด ๆ ทำได้ โดยการป้อนไซน์กำลังสองให้กับระบบนั้น แล้วสังเกตการตอบสนองต่าง ๆ ของระบบดังกล่าวคือ การตอบสนองของขนาด (Amplitude Response) การตอบสนองของเฟส (Phase Response)

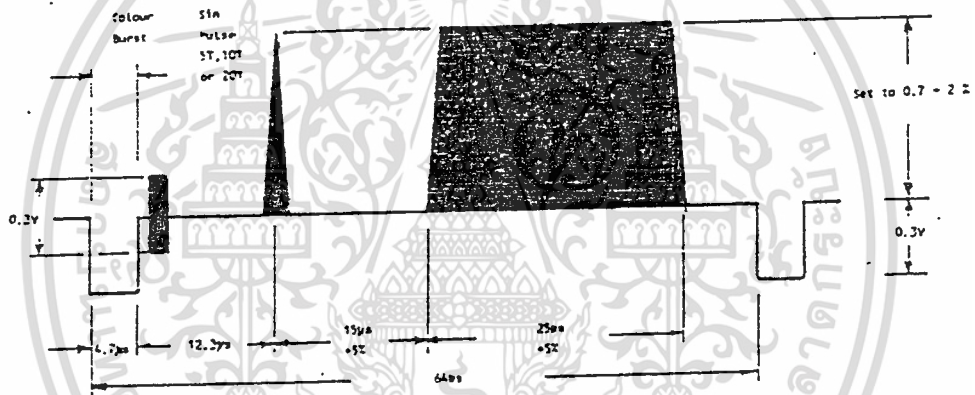
รูปคลื่นลักษณะคลื่นของไซน์กำลังสอง ช่วงกว้างของพัลส์ที่ใช้มีการกำหนดขนาดของ พัลส์ในช่วงตรงกลาง เช่น ขนาดความกว้างของพัลส์ช่วงตรงกลาง HAD (Half Amplitude Duration) เมื่อกำหนดให้ HAD เป็นสัญญาณไซน์กำลังสองของ T ช่วงความถี่ของพัลส์นี้คือ $f = 1/T$



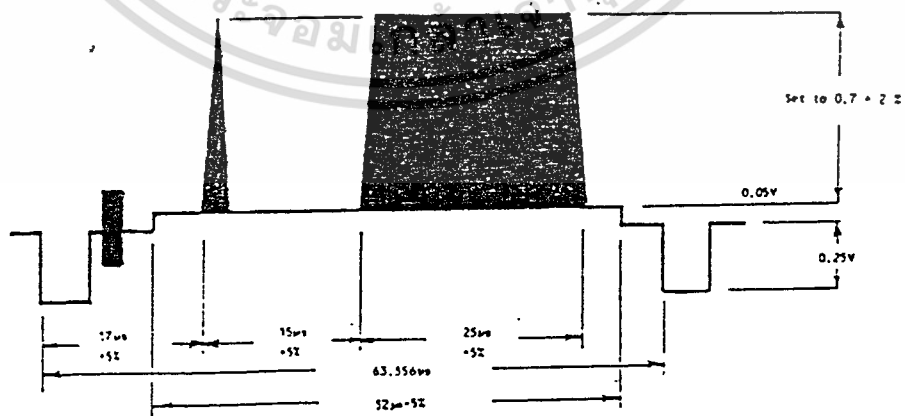
รูปที่ 2.2.1 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 2.2.2 รูปลักษณะของสัญญาณไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น



รูปที่ 2.2.3 รูปลักษณะของสัญญาณมอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 625 เส้น



รูปที่ 2.2.4 รูปลักษณะของสัญญาณมอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลซ์และบาร์ในระบบ 525 เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

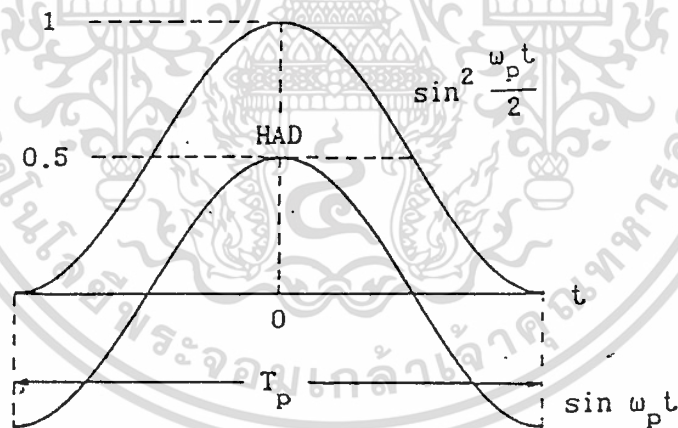
ถ้าสัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์มี HAD เท่ากับ T เราเรียกพัลส์ดังกล่าวว่า T พัลส์ ถ้าพัลส์นั้นมีความกว้างเป็น 2 เท่า เราเรียกว่า 2 T พัลส์ ถ้ากว้างเป็นครึ่งหนึ่งก็เรียกว่า 1/2 T พัลส์ โดยที่สำหรับระบบ NTSC

$$2 T \text{ Pulse มี HAD} = 0.25 \mu\text{S}$$

$$T \text{ Pulse มี HAD} = 0.125 \mu\text{S}$$

$$1/2 T \text{ Pulse มี HAD} = 0.063 \mu\text{S}$$

การใช้ไซน์กำลังสองพัลส์จำเป็นต้องเข้าใจถึงคุณลักษณะพิเศษของความถี่ใกล้จุดคัท-ออฟและพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Bar) ซึ่งเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ช่วงต่ำและตรงกลาง ในทางปฏิบัติจะใช้ 2T พัลส์, T พัลส์ และ 1/2 T พัลส์ เมื่อต้องการตรวจสอบอุปกรณ์โทรทัศน์ขนาดความถี่ 4 MHz เช่นเครื่องบันทึกภาพ (VTR), อุปกรณ์โทรทัศน์ขนาด 8 MHz และอุปกรณ์โทรทัศน์ที่มีความถี่สูงกว่าตามลำดับ ส่วนสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) ได้ออกแบบเพื่อให้ตรวจดูได้โดยใช้มอนิเตอร์ เมื่อความถี่ช่วงตรงกลางมีการขยายไม่ดียังจะเกิดภาพมัวหรือเป็นริ้วขาว ๆ ดังนั้นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Bar) จึงมีประโยชน์มากในการกำหนดคุณลักษณะพิเศษของย่านความถี่ช่วงตรงกลาง



รูปที่ 2.2.5 แสดงลักษณะของไซน์กำลังสองพัลส์

สมการของไซน์กำลังสองพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.2.5 เขียนได้คือ

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{w_p t}{2} \\ \frac{1}{2} [1 - \cos w_p t] \end{cases} \quad \dots(2.2.1)$$

โดยที่
$$w_p = 2p f_p = 2p \frac{1}{T_p}$$

เมื่อ T_p เป็นช่วงเวลาความกว้างของพัลส์

ส่วนสำคัญสำหรับสัญญาณทดสอบไซน์กำลังสองพัลส์คือ ช่วงเวลาที่ครึ่งหนึ่งของแอมพลิจูด (T) จะมีค่าเท่ากับ $1/2$ ของช่วงเวลาของพัลส์ (T_p) ดังนั้น

$$w_p = \frac{2p}{T_p} = \frac{2p}{2T} = \frac{p}{T} \quad \dots(2.2.2)$$

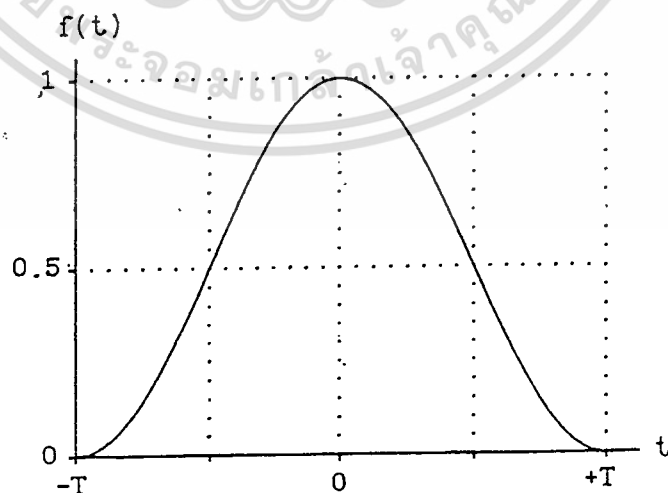
โดยที่
$$f_p = \frac{1}{2T}$$

ตัวอย่างเช่นในระบบ NTSC สำหรับ T พัลส์จะมีค่า $0.125 \mu\text{s}$ โดยมีสเปกตรัมกว้าง 8 MHz และ $2T$ พัลส์จะมีค่า $0.25 \mu\text{s}$ ซึ่งจะมีสเปกตรัมกว้าง 4 MHz ส่วนในระบบ PAL $2T$ พัลส์จะมีค่า $0.2 \mu\text{s}$ ซึ่งความถี่สเปกตรัม 5 MHz

แทนค่า w_p จากสมการ (2.2.2) ลงในสมการ (2.2.1) จะได้

$$f(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{p t}{2 T} \\ \frac{1}{2} \left(1 - \cos \frac{p t}{T} \right) \end{cases} \quad |t| \leq T \quad \dots(2.2.3)$$

จากสมการ (2.2.3) สามารถเขียนเป็นไซน์กำลังสองพัลส์ได้ดังรูปที่ 2.2.6



รูปที่ 2.2.6 แสดงไซน์กำลังสองแบบ T พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกริใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์ แบบ T , $2T$, มีอดุลเลข $12.5T$ และมีอดุลเลข $20T$ หาได้
ดังแสดงในตารางที่ 2.2.1

ตารางที่ 2.2.1 ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์แบบ T , $2T$, มีอดุลเลข $12.5T$ และมีอดุลเลข $20T$

ไซน์กำลังสองพัลส์	คอมโพสิตไซน์กำลังสองพัลส์
<p>แบบ T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & -T < t < T \\ 0 & t > T \end{cases}$	<p>แบบ 12.5T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{25T} & -12.5T < t < 12.5T \\ 0 & t > 12.5T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$
<p>แบบ 2T</p> $f_1(t) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi t}{4T} & -2T < t < 2T \\ 0 & t > 2T \end{cases}$	<p>แบบ 20T</p> $f_{12}(t) = f_1(t) + f_2(t)$ $f_1(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} & -20T < t < 20T \\ 0 & t > 20T \end{cases}$ $f_2(t) = f_1(t) \cos \omega_c t$

สัญญาณไซน์กำลังสองพัลส์มีสมการคือ

$$A_T(t) = \begin{cases} A \sin^2 \frac{\pi t}{2T} & |t| \leq T \\ 0 & |t| > T \end{cases} \quad \dots(2.2.4)$$

โดยที่ A เป็นแอมพลิจูดของพัลส์

T เป็นช่วงเวลาฮาร์ฟแอมพลิจูดเลขหนึ่งของแบบ T พัลส์

ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

$$A_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A_T(t) e^{-j\omega t} dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซน์กำลังสองพัลซ์เป็นจำนวนคู่ ดังนี้

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^{\infty} A_T(t) \cos \omega t dt \quad \dots(2.2.5)$$

แทนค่าสมการ (2.2.4) ลงในสมการ (2.2.5) จะได้

$$A_T(\omega) = 2 \int_0^T A \sin^2 \frac{p t}{2T} \cos \omega t dt$$

ซึ่งจะได้ฟรีแคว้นซีสเปกตรัมของแบบ T พัลซ์ ดังนี้

$$A_T(f) = AT \frac{\sin 2p fT}{2p fT} \left(\frac{1}{1-(2fT)^2} \right) \quad \dots(2.2.6)$$

ในทำนองเดียวกันฟรีแคว้นซีสเปกตรัมของพัลซ์แบบ 2T คือ

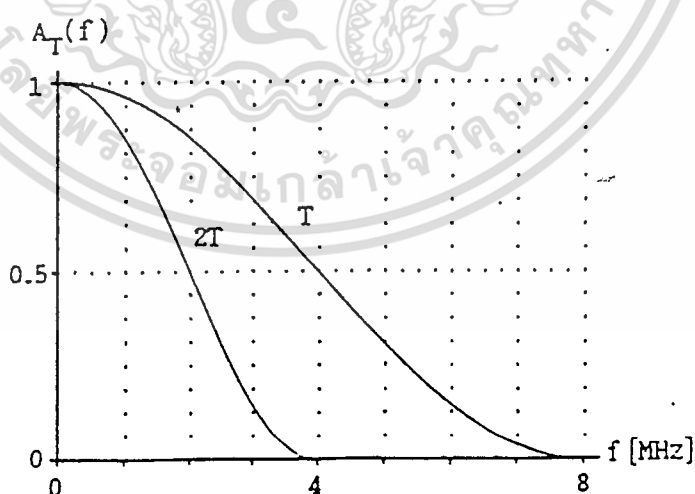
$$A_{2T}(f) = A 2T \frac{\sin 4p fT}{4p fT} \left(\frac{1}{1-(4fT)^2} \right) \quad \dots(2.2.7)$$

ฟรีแคว้นซีสเปกตรัมตามอุดมคติของแบบ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์ กำหนดได้ดังนี้

$$A_T(f) = \left(\frac{1}{1-(2fT)^2} \right) \cdot \frac{\sin 2p fT}{2p fT} \quad \dots(2.2.8)$$

$$A_{2T}(f) = \left(\frac{1}{1-(4fT)^2} \right) \cdot \frac{\sin 4p fT}{4p fT} \quad \dots(2.2.9)$$

เอ็นวิโลปของฟรีแคว้นซีสเปกตรัมของแบบ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์ แสดงดังรูปที่ 2.2.7



รูปที่ 2.2.7 ฟรีแคว้นซีสเปกตรัมตามอุดมคติของ T พัลซ์ และ 2T พัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟรีควีนซีสเปคตรัมของมอดคูลเลท $20T$ พัลซ์ และ $12.5T$ พัลซ์ ดังจะได้กล่าวต่อไปนี้
มอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลซ์กำลังสองพัลซ์ประกอบด้วย สัญญาณในย่านความถี่ต่ำ(สัญญาณที่ยัง
ไม่ได้มอด) และสัญญาณในย่านความถี่สูง(สัญญาณที่มีมอดแล้ว)

สัญญาณในย่านความถี่ต่ำมีสมการคือ

$$V_1(t) = \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T}$$

มีสเปคตรัมดังนี้

$$V_1(\omega) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - \left(\frac{20\omega T}{p}\right)^2} \cdot \frac{\sin 20\omega T}{20\omega T}$$

$$V_1(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{20T}{1 - (40Tf)^2} \cdot \frac{\sin 40p f T}{40p f T} \quad \dots(2.2.10)$$

สัญญาณมอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลซ์แบบ $20T$ มีสมการคือ

$$V_c(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{40T} \cos \omega_c t & |t| \leq 20T \\ 0 & |t| > 20T \end{cases}$$

มีสเปคตรัมดังนี้

$$V_C(\omega) = \frac{A}{2} \int_0^{20T} \left(\left(1 - \cos \frac{p t}{20T}\right) \cos \omega_c t \right) \cos \omega t dt$$

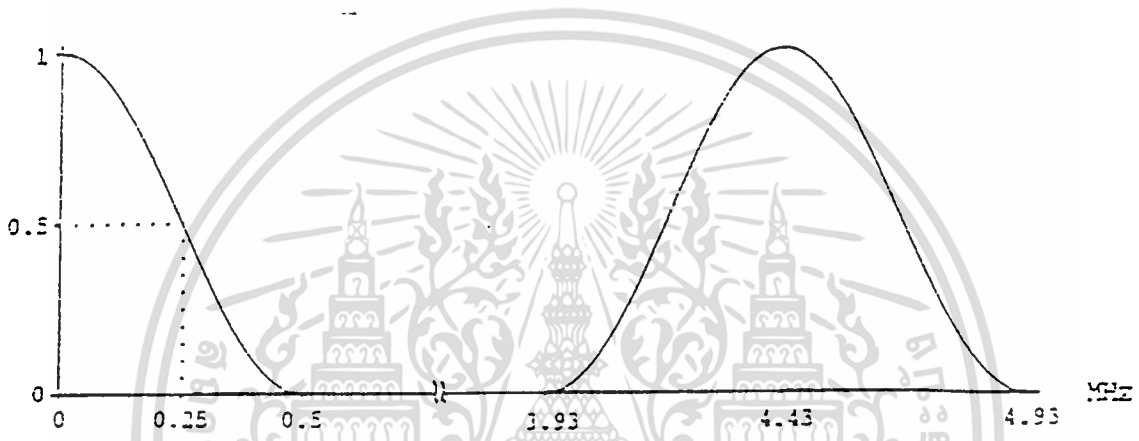
$$V_C(\omega) = \frac{A}{2} \left[\frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega - \omega_c)}{p}\right)^2} \cdot \frac{\sin(\omega - \omega_c)20T}{(\omega - \omega_c)20T} + \frac{20T}{1 - \left(\frac{20T(\omega + \omega_c)}{p}\right)^2} \cdot \frac{\sin(\omega + \omega_c)20T}{(\omega + \omega_c)20T} \right]$$

สมการของฟรีควีนซีสเปคตรัมอาจเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_c(f)_{20T} = \frac{A}{2} \left[\frac{20T}{1 - (40T(f - f_c))^2} \cdot \frac{\sin(f - f_c)40p f T}{(f - f_c)40p f T} + \frac{20T}{1 - (40T(f + f_c))^2} \cdot \frac{\sin(f + f_c)40p f T}{(f + f_c)40p f T} \right] \quad \dots(2.2.11)$$

ในการทำงานเกี่ยวกับฟรีควีนซีสเปคตรัมของมอดคูลเลทแบบ $12.5T$ จะได้คือ

$$V_c(t)_{12.5T} = \frac{A}{2} \left(\frac{12.5 T}{1 - (25T(f-f_c))^2} \cdot \frac{\sin(f-f_c) 25 p f T}{(f-f_c) 25 p f T} + \frac{12.5 T}{1 - (25T(f+f_c))^2} \cdot \frac{\sin(f+f_c) 25 p f T}{(f+f_c) 25 p f T} \right) \quad \dots(2.2.12)$$



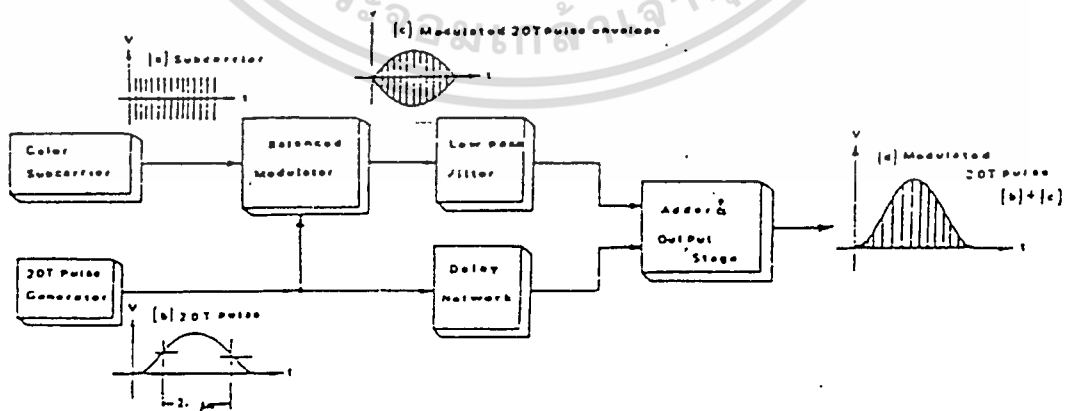
รูปที่ 2.2.8 แสดงฟังก์ชันสี่เหลี่ยมของมือคดเลข 20T ไชน์กำลังสองพัลส์

ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีความถี่ย่านกว้าง 5 MHz พัลส์ทดสอบที่เหมาะสมต้องมีความถี่ 5 MHz. จากการทดลองทั่ว ๆ ไป กำหนดพัลส์ในเทอมของฮาร์ฟแอมพลิจูดเลขชั้น (T) (Half Amplitude Duration) ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ ความถี่ และ T กำหนดได้คือ $f = 1/(2T)$ พัลส์สี่เหลี่ยม (Bar) ที่นำมาทดสอบจะมีส่วนเกินกว่าย่านที่ต้องการ ซึ่งเป็นเหตุหนึ่งของการเกิด Overshoot , Ringing Phase Shift ซึ่งธรรมชาติจะไม่เกิดขึ้นในการสื่อสารด้วยภาพ ไม่เพียงแต่ไชน์กำลังสองที่นำมาทดสอบจะอยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสม แต่มันจะทำงานได้ดีกว่าดัง เช่น ในการทดสอบด้วยระบบเดียวกัน เมื่อใช้พัลส์สี่เหลี่ยม (Bar) ทดสอบจะเกิด Overshoot 8.9% และเมื่อใช้ไชน์กำลังสองพัลส์จะเกิด Overshoot 13% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าพัลส์ไชน์กำลังสองมีความไวต่อการทดสอบมากกว่าพัลส์รูปสี่เหลี่ยม

2.3 การวัดความผิดเพี้ยนของอัตราขยายโดยใช้มอดดูเลทไซน์กำลังสองพัลส์

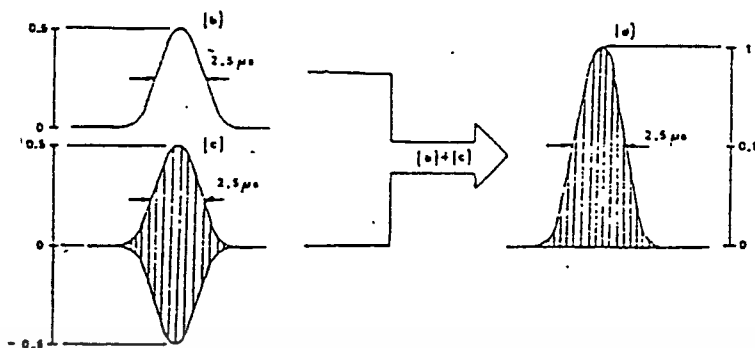
ในการวัดคุณสมบัติของสายส่งสำหรับงานด้านโทรทัศน์ การทดสอบลูมิแนนซ์โครมิแนนซ์ อัตราขยาย (Luminance - Chrominance Gain and Delay Inequality) โดยการใช้สัญญาณรวม (Composite Signal) ซึ่งประกอบด้วยพัลส์ไซน์กำลังสอง หรือโคไซน์กำลังสองอย่างใดอย่างหนึ่ง ในที่นี้จะกล่าวพัลส์ไซน์กำลังสอง (sine Squared Pulse) รวมกับพัลส์มอด (Pulse Mod) ที่ความถี่คลื่นพาหะของสี (Color Subcarrier) ในกรณีที่ไม่มี ความผิดเพี้ยนเกิดขึ้นสัญญาณรวมจะมีเอ็นวิโลป (Envelope) โดยเฉพาะที่ฐานของพัลส์ (Baseline) เป็นเส้นตรง และในกรณีที่เกิดความผิดเพี้ยนขึ้นในระบบการส่ง จากการสังเกตเอ็นวิโลปของฐานของพัลส์ (Envelope of Baseline) ซึ่งอาจจะเกิดเป็นลักษณะของไซน์ หรือโคไซน์นั้นเราสามารถพิจารณาได้จากออสซิลโลสโคป โดยการวัดค่ายอด (Peak) สูงสุด และต่ำสุดของฐานพัลส์เราก็สามารถคำนวณหาอัตราขยาย (Gain) ได้

สัญญาณรวมมอดดูเลทพัลส์ 20T (Composite 20T pulse) สามารถสร้างขึ้นได้ ดังแสดงในรูป โดยการป้อนสัญญาณพัลส์ 20T จากเครื่องกำเนิดรูป (b) โดยสัญญาณดังกล่าวมีค่า h.a.d. 2 ไมโครวินาที ในระบบ PAL และ 2.5 ไมโครวินาทีในระบบ NTSC. แล้วมอดกับสัญญาณคัลเลอร์ ซับแคเรีย (a) จะได้สัญญาณรูป (c) โดยสัญญาณมีมอดแล้วจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบนวิธ กว้าง เพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการออก ส่วนสัญญาณจาก (b) อีกทางหนึ่ง ผ่านวงจรหนึ่ง (Delay network) เพื่อปรับให้สัญญาณ (b) กับสัญญาณ (c) มีไทม์มิ่งเท่ากัน แล้วจึงผ่านวงจรรวม (adder) ก็จะได้สัญญาณรวม มอดดูเลทพัลส์ 20T ในรูป (d) ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาใช้วัดสัญญาณผิดเพี้ยนของสัญญาณโทรทัศน์



รูปที่ 2.3.1 วงจรผลิตสัญญาณรวม มอดดูเลท 20T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3.2 แสดงการรวมสัญญาณ (b)+(c)

สัญญาณมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ที่จะใช้เป็นสัญญาณทดสอบประกอบด้วยส่วนที่เป็นความถี่ต่ำหรือสัญญาณลูมิแนนซ์ ร่วมกับมอดูเลตความถี่ซับแคเรียร์หรือ โครมิแนนซ์ การหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณสี (Chrominance Signal) อัตราขยาย (Gain) ซึ่งใช้สัญญาณลักษณะ A โดยผลจากการคำนวณหาความผิดเพี้ยนทั้ง A จะสัมพันธ์กับค่าขอดทั้งสองจากฐานของพัลส์ ซึ่งในทางปฏิบัติถ้าทราบค่าขอดจากฐานของพัลส์ก็สามารถที่จะหาความผิดเพี้ยนของพัลส์ว่าในระบบทดสอบ (System Under Test) จะมีผลต่อสัญญาณสีทางด้านไหน เช่น ระบบทดสอบอาจมีผลทางด้านความผิดเพี้ยนของอัตราขยาย (Gain Distortion) อย่างเดียวหรือความผิดเพี้ยนทางด้านไทม์ดีเลย์ (Time Delay Distortion) เพียงอย่างเดียว หรือมีผลของความผิดเพี้ยนทั้งอัตราขยายและไทม์ดีเลย์ ซึ่งในหัวข้อนี้จะแสดงผลการคำนวณค่าความผิดเพี้ยนที่อัตราขยาย และการแสดงค่าโดยประมาณด้วยค่าที่กำหนดให้ของค่า ขอดทั้งสองที่ฐานของพัลส์ และอัตราขยายที่ไม่เท่ากัน (A)

การคำนวณของอัตราขยายกำหนดสัญลักษณ์การคำนวณดังต่อไปนี้

$f(t)$ เป็นเบสแบนด์ฟังก์ชันของไซน์กำลังสองพัลส์

$U(t)$ เป็นเอ็นวีโบลด้านบนของไซน์กำลังสองพัลส์

$L(t)$ เป็นเอ็นวีโบลด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

Y_1 และ Y_2 เป็นขนาดของเบสไลน์ด้านล่างของไซน์กำลังสองพัลส์

A เป็นอัตราขยายของมอดูเลตไซน์กำลังสองพัลส์ที่สัมพันธ์กัน ระหว่างระดับของสัญญาณ โครมิแนนซ์ต่อระดับของสัญญาณลูมิแนนซ์

τ เป็นความผิดเพี้ยนของไทม์ดีเลย์คือส่วนของสัญญาณ โครมิแนนซ์ถูกหน่วงช้าไป หรือ นำหน้าสัญญาณลูมิแนนซ์

วิธีการคำนวณให้พิจารณาจากรูปที่ 2.3.3 จะได้เอ็นวีโบลด้านบนและด้านล่างดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U(t) = f(t) + Af(t - \tau) \quad \dots(2.3.1)$$

$$L(t) = f(t) - Af(t - \tau) \quad \dots(2.3.2)$$

และค่าเบสแบนด์ (Baseband) ของไซน์กำลังสองพัลส์คือ

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sin^2 \frac{pt}{2T_0} & |t| \leq T_0 \\ 0 & |t| > T_0 \end{cases} \quad \dots(2.3.3)$$

เมื่อ T_0 เป็นขนาดความกว้างของคลื่นช่วงตรงกลาง (HAD) ของพัลส์ ในระบบ PAL กรณีของ 20 T Pulse คือ $2 \mu\text{S}$ และ 12.5 T Pulse คือ $1.25 \mu\text{S}$ ส่วนในระบบ NTSC 20 T Pulse คือ $2.5 \mu\text{S}$

การหาค่าเอ็นวิโลปด้านบนและด้านล่างได้ด้วยการแทนค่าสมการ (2.28) ลงในสมการ (2.26) และ (2.27) ตามลำดับ จากเอ็นวิโลปด้านล่างจะทำให้เราทราบค่า Y_1 และ Y_2 ส่วนเอ็นวิโลปด้านบนจะทำให้เราทราบค่า Y_{\max} แต่จากการวัดค่าที่แน่นอนค่ายอดจากฐานของพัลส์ Y_1 และ Y_2 ควรจะวัดเทียบกับขนาดของพัลส์ที่สูงสุด Y_{\max} ซึ่งเอ็นวิโลปด้านล่างสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$L(t) = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \cos \frac{pt}{T_0} - \frac{A}{4} \cos \frac{p(t-t)}{T_0} - \frac{A}{4} \quad \dots(2.3.4)$$

ขนาดความสูงของเบสไลน์หาได้จากการหอนุพันธ์ของสมการ (2.3.4) เทียบกับ t และให้เท่ากับ ศูนย์ ซึ่งจะได้

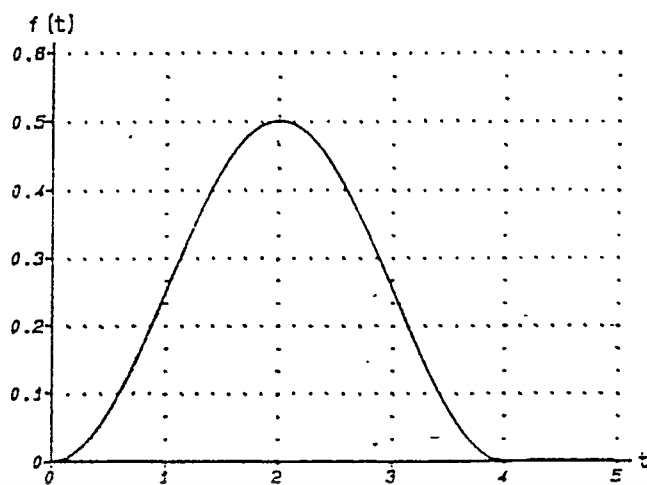
$$\sin \frac{pt}{T_0} - A \sin \frac{p(t-t)}{T_0} = 0 \quad \dots(2.3.5)$$

จากสมการ (2.3.4) กำหนดให้

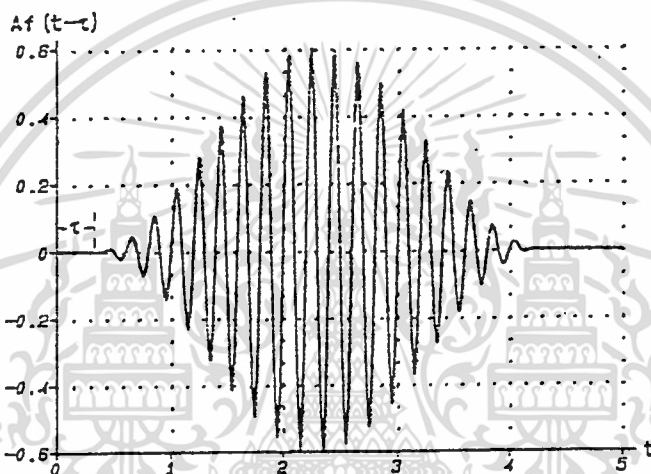
$$\cos \frac{pt}{T_0} - A \cos \frac{p(t-t)}{T_0} = Y_a \quad \dots(2.3.6)$$

ค่าของ Y_a เป็นฟังก์ชันของ A และ τ หาได้จากกำลังสมการ (2.3.5) บวกด้วยกำลังสมการ (2.3.6) จะได้

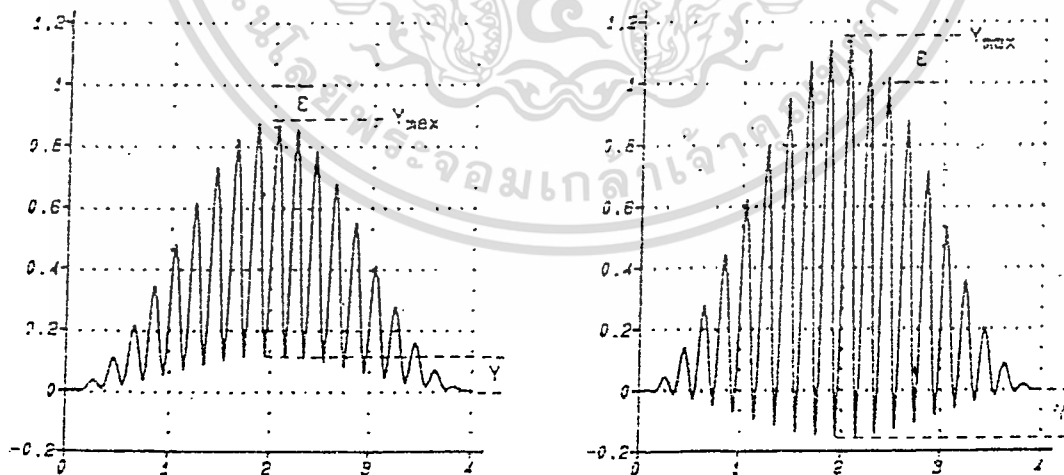
$$Y_a = \pm \sqrt{1+A^2 - 2A \cos \frac{pt}{T_0}} \quad \dots(2.3.7)$$



(ก) ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ยังไม่ถูกมอด



(ข) ไซน์กำลังสองพัลส์ที่ถูกมอดแล้ว



(ค) สัญญาณรวมไซน์กำลังสองพัลส์ (ก)+(ข)

รูปที่ 2.3.3 รูปแบบของความผิดเพี้ยนทางขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ขนาดของเบสไลน์ด้านล่างของมอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลส์จะได้

$$Y_1 = \frac{1}{4} \left(1-A + \sqrt{1+A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right) \quad \dots(2.3.8)$$

$$Y_2 = \frac{1}{4} \left(1-A - \sqrt{1+A^2 - 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right)$$

ในทำนองเดียวกันขนาดความสูงของเอ็นวิโลปด้านบนสามารถหาได้คือ

$$Y_{\max} = \frac{1}{4} \left(1+A + \sqrt{1+A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}} \right) \quad \dots(2.3.9)$$

จากสมการ (2.3.8) และ (2.3.9) อัตราการขยายของมอดคูลเลทไซน์กำลังสองพัลส์ คือ

$$A = \frac{1-(y_1 + y_2 + y_1 y_2)}{1+(y_1 + y_2 - y_1 y_2)} \quad \dots(2.3.10)$$

โดยที่ $y_1 = \frac{Y_1}{Y_{\max}}, y_2 = \frac{Y_2}{Y_{\max}}$

จากเอ็นวิโลปด้านล่างที่ฐานของพัลส์เราสามารถหาค่าดีเลย์ อินคิควอลิตี้ (Delay Inequality) จากค่ายอดทั้งค่าบวกและค่าลบของ Y_1 และ Y_2 ตามลำดับโดยให้

$$\left[1-(y_1 + y_2 + y_1 y_2) \right] \left[1+(y_1 + y_2 - y_1 y_2) \right] = \frac{16A}{1+4g_a}$$

โดยที่ $g_a = \sqrt{1+A^2 + 2A \cos \frac{\pi\tau}{T_0}}$

จะได้

$$\tau = \frac{T_0}{\pi} \cos^{-1} \left(1 + \frac{8y_1 y_2}{\left[1-(y_1 + y_2 + y_1 y_2) \right] \left[1+(y_1 + y_2 - y_1 y_2) \right]} \right) \quad \dots(2.3.11)$$

หรือ

$$\tau = \frac{2T_0}{\pi} \tan^{-1} \left(1 + \frac{4y_1 y_2}{1-(y_1 + y_2)^2} \right) \quad \dots(2.3.12)$$

ค่ายอดทั้งสองที่เกิดการผิดเพี้ยนของเอ็นวิโลปด้านล่างจากฐานของพัลส์ Y_1 และ Y_2 ทำการ normalized ด้วยค่าสูงสุดของเอ็นวิโลปด้านบน $y_1 = Y_1 / Y_{\max}$ และ $y_2 = Y_2 / Y_{\max}$ โดยที่ค่า Y_1 และ Y_2 จะเป็นพีชคณิตที่มีเครื่องหมายตรงข้ามกัน ซึ่ง Y_1 จะเป็นค่ายอดอันดับแรก และ Y_2 จะเป็นค่ายอดอันดับต่อมาในเบสไลน์

การผิเค็พึน โดยความแตกต่างของอัตราขยายอย่างเดี่ยว

ในกรณีนี้แสดงว่าค่าขอค Y_1 และ Y_2 ค่าใดค่าหนึ่งมีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะไม่มีวผิเค็พึนทางคิเล็ยเกิดขึ้้นก็ค็ือ $\tau = 0$ เพราะฉะนั้นวผิเค็พึนที่เก็คขึ้้นจึ้มีค็ือวผิเค็พึนของอัตราขยายอย่างเดี่ยว ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นจรั้งได้ คังนี้

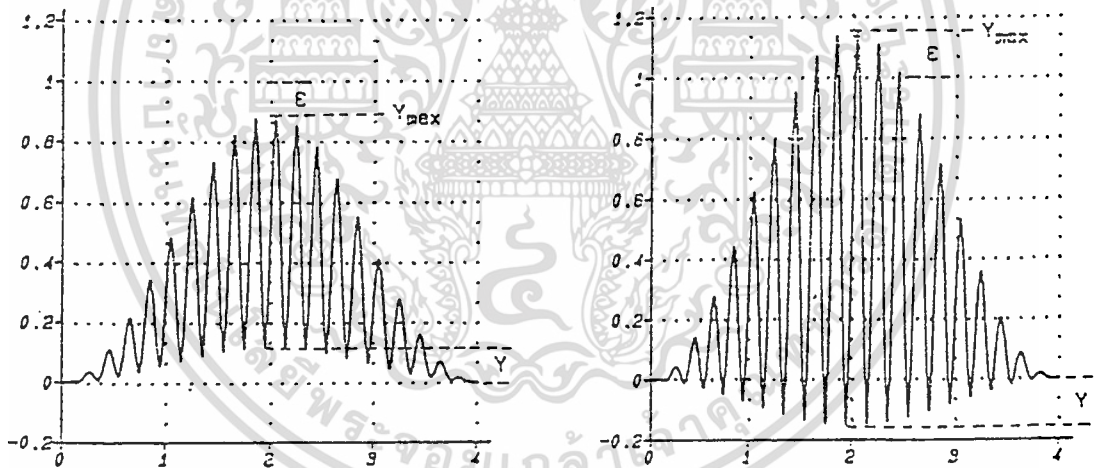
เมื่อ Y_1 หรือ Y_2 มีค่าเป็น 0 สมการ (2.3.11) จะกลายเป็น

$$t = \frac{T_0}{p} \cos^{-1}(1) = 0$$

และสมการ (2.3.10) จะกลายเป็น

$$A = \frac{1-(y/y_{1,2})}{1+(y/y_{1,2})} = \frac{1-(y/y_{\max})}{1+(y/y_{\max})} \quad \dots(2.3.13)$$

ซึ่ง $(Y_{1,2})$ หรือ Y อาจมีค่าเป็นบวกหรือลบ เนื่องมาจากขนาดของวผิเค็พึนที่สัมพันธ์กันคังรูปที่ 2.3.2



(ก) อัตราการขยายต่ำ $A \cong \frac{1-y}{1+y}$

(ข) อัตราการขยายสูง $A \cong \frac{1+y}{1-y}$

รูปที่ 2.3.4 แสดงความแตกต่างของวผิเค็พึนของอัตราขยายอย่างเดี่ยว

วผิเค็พึนของอัตราขยาย (e) พิจารณาจากสมการ (2.3.13) คังนี้

$$e = 1-A = \frac{2y/y_{\max}}{1+y/y_{\max}} \quad \dots(2.3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า $1 \gg Y / Y_{\max}$ จะได้ $\epsilon \cong 2Y / Y_{\max}$ ซึ่ง $2Y / Y_{\max}$ จะถูกเรียกเป็น Relative chrominance Level (RCL) และบางครั้งถูกเรียกว่า relative Amplitude of the color Sub-Carrier

2.4 วาริเอเบิล อีควอลไลเซอร์

ประโยชน์ของโครงสร้างการอีควอลไลเซอร์ ที่ชดเชยการปรับแต่งเฟสและการลดทอนค่าลักษณะจำเพาะ (Characteristic) ของสายนำส่งและชิ้นส่วนของอุปกรณ์อื่นๆ ที่รู้จักกันในเทคนิคการสื่อสาร โดยปกติ อีควอลไลเซอร์มีลักษณะจำเพาะที่แน่นชัดถูกจำกัดโดยอุปกรณ์เชื่อมโยง ซึ่งลักษณะจำเพาะที่ต้องการของ อีควอลไลเซอร์ไม่สามารถกำหนดล่วงหน้าได้ เพราะลักษณะจำเพาะของอุปกรณ์เชื่อมโยงไม่เป็นที่รู้จักอย่างถูกต้องเพียงพอ หรือไม่ก็เพราะมันเปลี่ยนแปลงทุกช่วงเวลา ตัวอย่างที่พบ คือ การเท่ากันของสายส่งที่ยังไม่ทราบช่วงที่แน่นอน หรือ ลักษณะจำเพาะจะถูกเปลี่ยนแปลงโดยการเปลี่ยนอุณหภูมิและความชื้น

ในระยะหลังนี้ ปัญหาของการจัดหา อีควอลไลเซอร์ สมมุติให้เป็นข้อปลีกย่อยที่สำคัญ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงที่มากในสายที่มีการลดทอน ซึ่งมีผลจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในระบบแคเรียใหม่ ในบางกรณีการเปลี่ยนแปลงสูงสุด ลดลงมากกว่า 1 เดซิเบลต่อไมล์ เป็นที่แน่ชัดว่าถ้าพูดด้วยเหตุผล มาตรฐานของคุณภาพของระบบจะต้องคงไว้ซึ่งช่วงทั้งหมดของมันจะต้องเป็นหลายร้อยหลายพันไมล์ การเปลี่ยนแปลงนี้จะต้องชดเชยด้วยความแม่นยำสูงปริมาณทั้งหมดของการแก้ไขถูกแบ่งออกไปกับปริมาณที่น้อยกว่าที่ปรากฏในหลายๆ จุดและเพราะเหตุว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิแต่ละวันมีมาก มันจำเป็นที่ต้องมีการปรับอย่างง่าย ๆ ซึ่งมันสามารถดำเนินการอย่างอัตโนมัติด้วยวงจรเพิ่มเติมที่เหมาะสม

วาริเอเบิล อีควอลไลเซอร์ได้ถูกทดลองขึ้นเมื่อพบปัญหานี้ มันถูกสมมุติขึ้นว่าลักษณะจำเพาะของโครงสร้างถูกควบคุมโดย วาริเอเบิล อิลิเมนต์ (Variable Element) แบบซิงเกิ้ล ซึ่งในกรณีเป็นความต้านทานปรับค่า (Resistance Variable) มันถูกสมมุติว่า สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิที่รู้จักกันในรูปของความถี่และมันเหมือนกับอุณหภูมิทั้งหมด โครงสร้างโดยเฉลี่ยของการลดลงของลักษณะจำเพาะสามารถนำมาใช้ในวงจร โดยการเปลี่ยนแปลงของอิลิเมนต์แบบซิงเกิ้ล

วัตถุประสงค์ของการตัดสินใจในอนาคตมันสะดวกในการแสดงความต้องการในรูปแบบที่ถูกต้อง ถ้าฟังก์ชันโครงข่ายในอุดมคติเกิดการสูญเสีย (loss) ไปต้องใช้สมการด้านล่างในการคำนวณ

$$\theta = F_1(\omega) + F_2(\omega)F_3(R) \quad (2.4.1)$$

เมื่อ R คือ ความต้านทานปรับค่า ฟังก์ชัน $F_2(\omega)$ คอบสนองต่อลักษณะจำเพาะของอุณหภูมิ ซึ่งต้องอยู่ภายใต้การควบคุมอย่างชัดเจน ฟังก์ชัน $F_1(\omega)$ อธิบายถึงการสูญเสียคงที่ (Fixed loss) หรือ ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความคล้ายคลึงของอิกวอไลเซอร์ปกติ มันมีความสำคัญน้อยมาก ตั้งแต่มันเปลี่ยนโดยการเพิ่มของ โครงข่ายคงที่เฉพาะส่วนในโครงสร้างหลายๆ ส่วนที่จะอธิบายมันก็อยู่ภายใต้การควบคุมของเรา ดังนั้น โครงข่ายสามารถใช้ประกอบกับอิกวอไลเซอร์คงที่และอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิที่เหมาะสม ฟังก์ชัน $F_3(R)$ แสดงถึงการปรับของอิลิเมนต์ควบคุมด้วย ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิและรูปแบบของมันซึ่งมีความสำคัญในอันดับรองลงมา

มันไม่ยากที่จะพบวงจร ซึ่งมีหน้าที่อย่างกว้างขวางที่อธิบายได้ด้วยสมการ (2.4.1) ใน ตัวอย่างเกือบทั้งหมดความมุ่งหมายจะเป็นสัดส่วนกันในการกำหนดลักษณะจำเพาะปรับค่า (Variable Characteristic) ซึ่งทำการพิสูจน์ได้ค่าประมาณ วงจรแบบง่าย ซึ่งอธิบายประเภทของ ลักษณะในอุดมคติ ซึ่งหวังว่าตัวอย่างทั้ง 2 จะชัดเจนและถูกต้อง

โครงสร้างประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ในการต่ออนุกรมกับความต้านทานปรับค่า ต่อขนาน กับวงจรความต้านทานแสดงในรูปที่ 2.4.1 ตัวต้านทานปรับค่าที่มีค่าสูงเราอาจจะคาดคะเนนี้ การลด ทอนลดความถี่ทั้งหมดให้ต่ำลง ขณะที่ค่าความถี่ต่ำลง โครงข่ายควรจะทำให้เหมือนกับ “โทน คอนโทรล” ในวิทยุ การตรวจสอบลักษณะจำเพาะที่แท้จริง ก็ถูกแสดงในรูปที่ 2.4.1 ถึงแม้ว่า ลักษณะโดยปกติจะตั้งอยู่ในความเป็นจริง ลักษณะของกราฟจะเปลี่ยนรูปร่างอย่างรวดเร็ว ในทุกๆ ช่วง นอกจากนั้นการสนองตอบต่อความต้านทานที่มีค่าสูง และความถี่สูงแล้ว ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ เกือบจะมีค่าคงที่

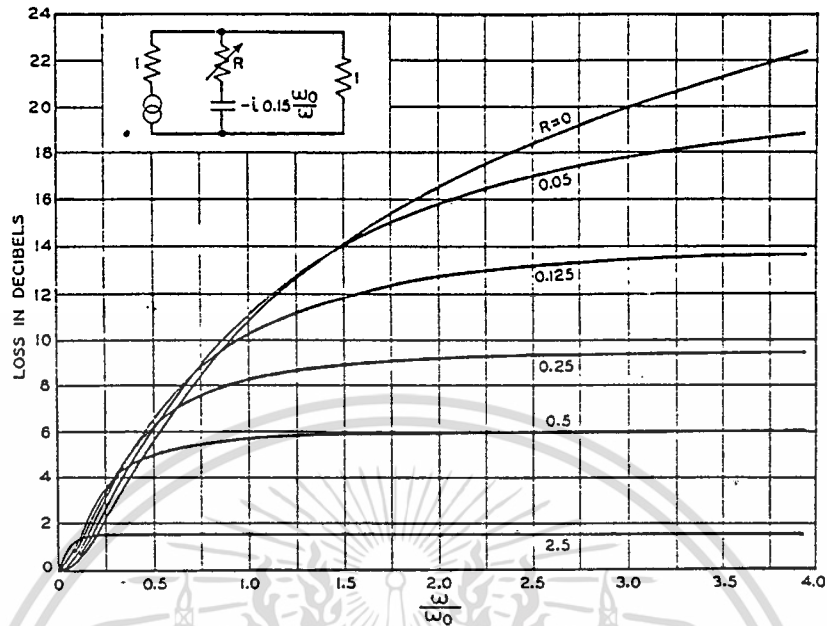
การเปลี่ยนรูปของกราฟในรูปที่ 2.4.1 ซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญมากในการออกแบบของวาริโอ เบิ้ล อิกวอไลเซอร์ ซึ่งอธิบายอย่างละเอียดไว้ในสมการ (2.4.1) มันง่ายต่อการแสดงตัวอย่าง ซึ่งอนุ ญาติให้มีทรานส์เฟอร์ แอดมิแตนซ์ (Transfer Admittance) จากเครื่องกำเนิดถึงอิมพีแดนซ์โหลด ใน โครงข่ายต่างๆ ที่มีความต้านทานปรับค่าแบบเชิงเกิด ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$Y = \frac{ZY_s + RY_o}{Z + R} \quad (2.4.2)$$

เมื่อ R คือ ความต้านทาน

Z คือ อิมพีแดนซ์

$Y_s + Y_o$ เป็นคุณลักษณะกัน คือ การทรานส์เฟอร์ แอดมิแตนซ์ โดยวงจรแบบปิดและวงจร แบบเปิดR มันจะชัดเจนขึ้นโดยการใส่ค่า \log ให้กับ Y ซึ่งแสดงถึง θ ของสมการที่ (2.4.1) ไม่ สามารถเขียนในรูปด้านขวามือ ของความต้องการในสมการ (2.4.1) ความสำคัญของการเปลี่ยนรูป แบบ แสดงในรูปที่ 2.4.1 จำเป็นจะ ต้องเกิดขึ้น



รูปที่ 2.4.1 ลักษณะเฉพาะของโครงสร้างตัวแปรเดียว

ในประเด็นนั้นยังคงความเป็นไปได้ของการได้รับโครงข่ายในการเปลี่ยนรูปซึ่งสามารถปฏิบัติตามเงื่อนไขขอบเขตที่ย่านที่ให้ที่ทนได้ ค่า Y_s, Y_o และ Z คือ ฟังก์ชันทั้งหมดของความถี่ เพื่อตัดสินใจการถ่ายโอนแบบแอดมิแตนซ์ ของ R ทั้ง 3 ค่า การกำหนดการถ่ายโอนอื่นๆ จะคงที่ ถ้าเราสมมุติว่าลักษณะจำเพาะ การตอบสนองต่อ Y_s และ Y_o ถูกกำหนดโดยการเรียกกรองจากวิศวกรบนโครงสร้าง ปัญหาเป็นตัวบิบบังคับให้ต้องเลือก Z ในความสัมพันธ์ของปริมาณนี้ ซึ่งการเปลี่ยนรูปมีน้อยเท่ากับความเป็นไปได้ที่มีการกำหนด อินเตอร์มีเดีย ของ R

ความหลากหลายของความเป็นไปได้ในการเลือกใช้ Z ซึ่งมันจะถูกกำหนดเงื่อนไขโดย

$$Z = \sqrt{\frac{Y_o}{Y_s}} R_o, \quad (2.4.3)$$

เมื่อ R_o เป็นค่าคงที่ นั่นคือ ทางฟิสิกส์ เป็นค่าอ้างอิงของตัวต้านทานปรับค่า เมื่อแทนค่าในสมการที่ (2.4.2) จะได้ว่า

$$Y = \sqrt{Y_o Y_s} \frac{R_o + \frac{R}{R_o} Z}{Z + R}, \quad (2.4.4)$$

สามารถนำมาเขียนในสมการใหม่ที่แตกต่างกันเล็กน้อย ได้ดังนี้

$$e^{-\theta} = e^{-\theta_o} \frac{1 + x e^{-\phi}}{x + e^{-\phi}}, \quad (2.4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $e^{-\theta}$, $e^{-\theta_0}$, x , และ $e^{-\varphi}$ แต่ละตัวเป็นปริมาณของ Y , $\sqrt{Y_0 Y_s}$, $\frac{R}{R_0}$ และ $\frac{Z}{R_0}$ ตามลำดับ

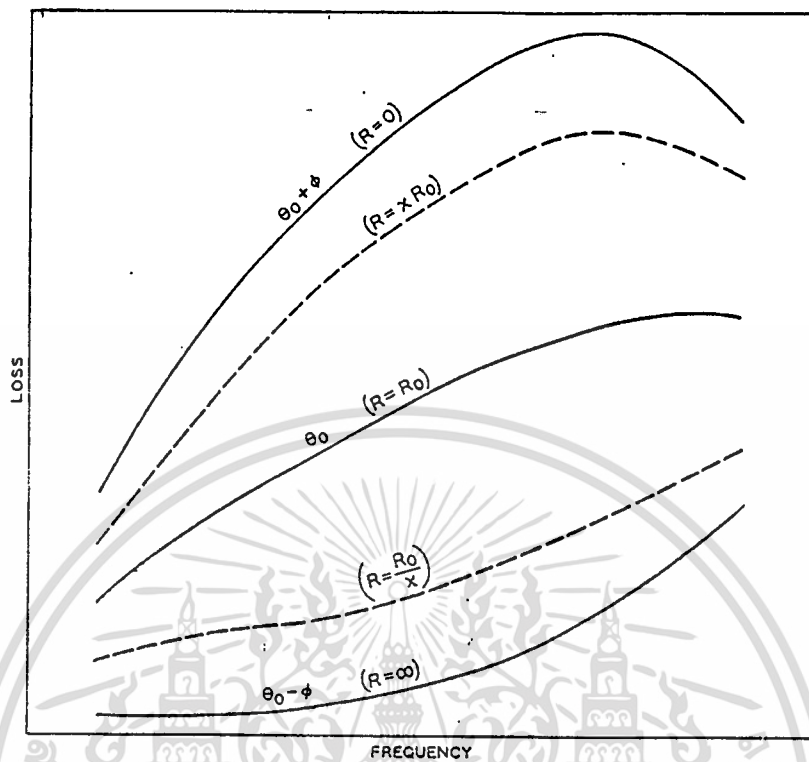
ความสำคัญของการคาดคะเนในสมการที่ (2.4.3) ได้ผลชัดเจน จากการตรวจสอบด้วยสมการที่ (2.4.5) เมื่อ $R=R_0$ ค่าการสูญเสียทั้งหมดของ θ จากวงจร มีค่าเท่ากับ θ_0 ปริมาณ θ_0 สามารถอธิบายด้วยค่าเฉลี่ยหรือ ค่าความสูญเสียทั้งหมด(total loss) การตอบสนองต่อค่าเฉลี่ยหรือค่าอ้างอิงของ R ถูกแสดงด้วยกราฟช่วงกลาง แสดงในรูปที่ 2.4.2 ให้ $R=0$ หรือ $R=\infty$ ให้อยอดสุดของกราฟของ $\theta_0 = \varphi$ สมมาตรกันดังแสดงในรูป ปริมาณ φ ในช่วงปลายสุดเปลี่ยนแปลงไป เมื่อโครงข่ายมีการลดลงของโครงข่ายที่เกิดขึ้นโดยการปรับค่าใน R เมื่อผลตอบสนองที่ปลาย 2 ด้านของกราฟต่อ Y_0 และ Y_s สภาวะนี้สามารถอธิบายได้โดยเงื่อนไขในสมการ (2.4.3) ทรานส์เฟอร์แอดมิแดนซ์ ลักษณะจำเพาะที่สมมาตรกันระหว่างสมการที่ (2.4.1) และ (2.4.2)

มันง่ายต่อการแสดงคู่อื่นๆ ของลักษณะจำเพาะซึ่งสอดคล้องกับค่าของ x ที่แสดงผลซึ่งกันและกัน เช่นแสดงด้วยเส้นประในรูปที่ 2.4.2 จะสมมาตรกับตำแหน่งอ้างอิง θ_0 เส้นนี้แบ่งกลุ่มของลักษณะจำเพาะสมบูรณ์เป็น 2 ส่วนเท่าๆกัน การเปลี่ยนแปลงของลักษณะจำเพาะของตัวแทรกสอดจาก θ_0 ไม่เป็นสัดส่วนอย่างคงที่กับ φ ข้อผิดพลาดสามารถตรวจสอบได้โดยการขยายสูตรจากสมการ (2.4.5) ด้วยอนุกรมกำลังให้อยู่ในเทอมของ φ เราจะพบว่า

$$\theta = \theta_0 + \frac{x-1}{x+1}\varphi + g_3(x)\varphi^3 + g_5(x)\varphi^5 + \dots, \quad (2.4.6)$$

เทอมที่เท่ากันจะไม่ปรากฏ เพราะ รูปแบบจำเพาะของฟังก์ชัน $g_3(x)$ และ $g_5(x)$ ไม่น่าสนใจมากนัก มันจะมีความสำคัญที่จะรู้ค่าสูงสุดของ $g_3(x)$ และ $g_5(x)$ ซึ่งแต่ละตัวมีค่า 0.03 และ 0.02 ตามลำดับ

ในสองเทอมแรกของสมการที่ (2.4.6) สามารถจะพิสูจน์ด้วยปริมาณที่ปรากฏทางขวามือของสมการที่ (2.4.1) กล่าวในเทอมเหล่านี้ที่เกี่ยวข้องและการปรับลักษณะจำเพาะเป็นสัดส่วนอย่างคงที่กับ φ โดยปกติค่าของจำนวนอนุกรม φ รวมตัวกันอย่างรวดเร็ว ซึ่งเทอมของ $g_3(x)\varphi^3$ มีความสำคัญ ตั้งแต่รู้ค่าสูงสุดของ การประมาณค่าการเปลี่ยนรูปก็ทำได้ง่ายขึ้น ถึงแม้ว่า การพิจารณาที่แน่นอนสำหรับความเป็นไปได้ของ “Splitting difference” ในกระบวนการออกแบบ วิธีช่วยแก้ไขข้อพิจารณาที่มันจะกำจัดการเปลี่ยนรูป ประมาณ 0.1 เดซิเบล เมื่อค่าสูงสุดของ $\varphi = 1$ เนเปอร์ การตอบสนองต่อการปรับทั้งหมดในการลดทอนประมาณ 18 เดซิเบล สำหรับค่าอื่นๆ ของ φ การเปลี่ยนรูปอย่างเป็นสัดส่วนของปริมาตรของทั้งหมดเปลี่ยนแปลงไปในทางที่ลดลง



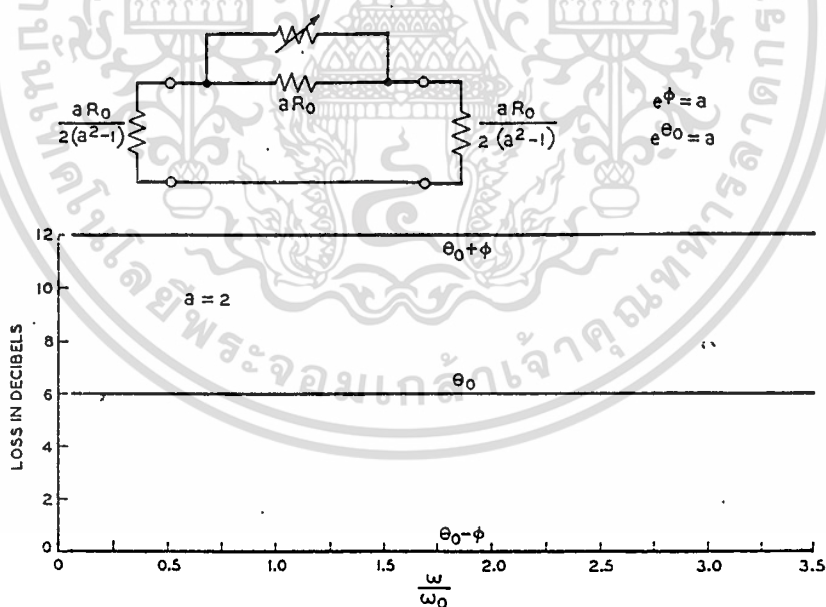
รูปที่ 2.4.2 โค้ดแกรม อธิบายถึงลักษณะพิเศษที่สมมาตร ซึ่งได้รับการอควอไลเซอร์

การประมาณค่าด้วยการคำนวณกระทำบนเครือข่ายจริง มันควบคุมช่วงในทางปฏิบัติที่น่าสนใจมากที่สุด ระบบการสื่อสารส่วนมากเปลี่ยนแปลงในด้านการลดลงประมาณ 18 เดซิเบล อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงไม่ได้รับการยอมรับในระดับช่องที่แตกต่างกันนี้ด้วย ความเกี่ยวเนื่องถึงสิ่งอื่นๆ หรือสัญญาณแทรกสอด ถ้าปัจจัยจำเป็นที่ปรากฏมีทางจะเป็นไปได้ในเวลานาน ความน่าจะเป็นเกิดจากข้อเท็จจริงที่ปฏิบัติ ϕ จริงจะสมบูรณ์ นั้นหมายถึง โครงสร้างจะรับหน้าที่เป็น วาริเอเบิล อควอไลเซอร์ เกี่ยวกับทั้งเฟสและการลดทอนค่าลักษณะจำเพาะ ปกติการเปลี่ยนแปลงของลักษณะพิเศษของการลดทอนเท่านั้นเป็นที่สนใจ ตั้งแต่องค์ประกอบจริงของ ϕ^2 ขึ้นอยู่กับ 2 สิ่งต่อไปนี้ คือ องค์ประกอบจริงและองค์ประกอบในอุดมคติของ ϕ โดยเลือกความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณของทั้ง 2 ตัวให้เหมาะสม เทอมของอันดับที่ 3 เหมือนกับเทอมของคำสั่งอื่นในการขยายตัวโดยทั่วไป เทอมของการรบกวนตัวแรก คือ อันดับที่ 5 และมีสัมประสิทธิ์ที่น้อยมากถ้าเราสมมติให้ความสัมพันธ์ที่หวังไว้ระหว่างองค์ประกอบจริงและองค์ประกอบในอุดมคติของ ϕ มีความเที่ยงตรงอย่างเพียงพอ ในเครือข่ายทางฟิสิกส์ ซึ่งปรากฏในกระบวนการนี้ นั่นคือการผิดเพี้ยนที่จาก 0.1 เดซิเบลของการปรับทั้งหมดในการลดลงให้เพิ่มมากขึ้นถึง 30 หรือ 35 เดซิเบล ตั้งแต่การผิดเพี้ยนในขณะนี้ขึ้นกับกำลังที่ 5 ของการปรับทั้งหมดของการลดทอน ที่น้อยมากสำหรับการเปลี่ยนแปลงในระดับที่เหมาะสม

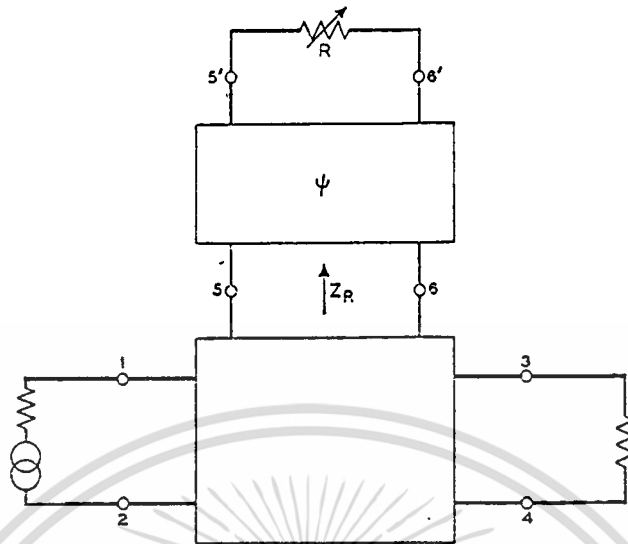
สมமாக ตัวอย่างภายใต้สมมติเดียวกัน ซึ่งจะมีประมาณ 0.001 เดซิเบล จาก การปรับทั้งหมด 12 เดซิเบล

ความสัมพันธ์ทั้งหมดนี้ไม่สามารถใช้ประโยชน์ นอกจากโครงสร้างที่พบในเงื่อนไขทั่วไป ดังสมการที่ 2.4.3 ซึ่งจะสามารถพบ โครงสร้างนี้ใช้สำหรับจุดประสงค์ที่ปรากฏ II ของความต้านทานคงที่ แสดงในรูปที่ 2.4.3 การกำหนดของค่าลักษณะจำเพาะตัวอย่างประกอบ ก่อให้เกิดในการสมมติพารามิเตอร์ a เท่ากับ 2 ซึ่งแสดงด้านล่างของรูป

ข้อสังเกตข้อแรกจะปรากฏลักษณะตัวอย่างประกอบที่ไม่สำคัญ นั่นคือ θ_0 และ ϕ เป็นเพียงค่าคงที่ และโครงสร้างที่มีคุณสมบัติเฉพาะของการควบคุมอัตราขยายโดยปกติ มันมีความเป็นไปได้ที่จะกล่าวนำเครือข่ายเสริมมาในความหมายของ θ_0 และ สามารถกำหนดฟังก์ชันของความถี่ได้ ตัวอย่างเช่น θ_0 สามารถแก้ไขโดยการเพิ่ม อีควอไลเซอร์ ปกติด้วยการเรียงตัวด้วยตัวต้านทานปลายทาง การปรับปรุง ซึ่งอธิบายถึง ϕ ที่เปลี่ยนอาจจะเห็นไม่เด่นชัดนัก มันประกอบด้วยการแนะนำถึงการสมมาตรของเครือข่าย 4 ปลายทาง ที่มีอิมพีแดนซ์จินตภาพ ระหว่างความต้านทานปรับค่าและความต้านทานปลายทาง ซึ่งถูกเชื่อมต่อกันอย่างแพร่หลาย ดังแสดงในรูปที่ 2.4.4



รูปที่ 2.4.3 ชนิดของ อีควอไลเซอร์ วารีเอเบิล ที่สมมาตรกัน



รูปที่ 2.4.4 การปรับลักษณะจำเพาะโดยการเพิ่มของโครงข่ายเสริม

ผลของการเพิ่มโครงข่าย ทำให้ง่ายต่อการเข้าใจ ดังสมการที่กล่าวมาแล้ว มันจะถูกตั้งเกตุว่า สมการจะถูกเขียนภายใต้สมมติฐานที่ R คือ ปริมาณที่แท้จริงมันจะยังมีผลถ้า R คือ ค่าคอมเพล็กซ์ เราต้องการเพียงแทนที่ R โดยอิมพีแดนซ์ของโครงข่ายเสริม ที่สิ้นสุดลง โดยความต้านทานปรับค่า ถ้าเอาแทนการกันขวางนี้ด้วย Z_R สมการที่ได้คือ

$$Z_R = R_0 \frac{x + \tanh \psi}{1 + x \tanh \psi} \quad (2.4.7)$$

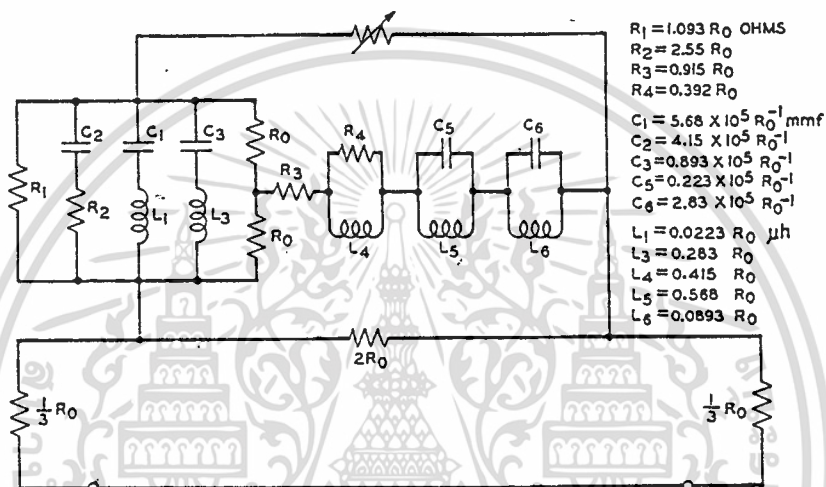
เมื่อ ψ คือ ค่าคงที่ของการถ่ายโอน ของโครงข่ายที่เพิ่มขึ้น และ x คือ อัตราส่วนของความต้านทานปรับค่าต่อ R_0 ค่าของ x มีค่าเหมือนกับค่าของ Z_R/R_0 ตามเงื่อนไขที่ได้กล่าวมาแล้วในผลลัพธ์ของค่าลักษณะจำเพาะที่คงไว้ สูตรของ φ ตัวใหม่จากสมการที่ (2.4.6) จะแทนที่ x ด้วย Z_R/R_0 ดังสมการด้านล่าง

$$\theta = \theta_0 + \frac{x-1}{x+1} e^{-2\psi} \varphi + \text{higher order terms} \quad (2.4.8)$$

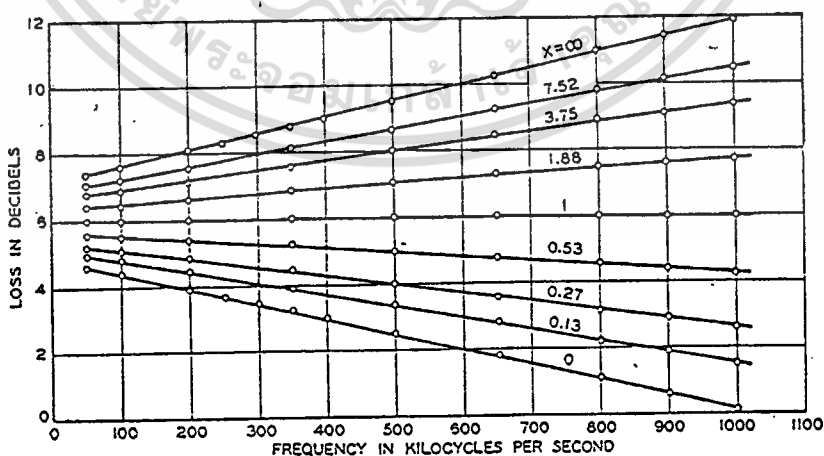
ผลของโครงข่ายที่เพิ่มขึ้นคือ การคูณ φ เดิมด้วย $e^{-2\psi}$

ตัวอย่างของการใช้อุปกรณ์ในการเกี่ยวโยงกันกับโครงข่าย ของรูปที่ 2.4.3 ถูกแสดงในรูปที่ 3.1.5 พารามิเตอร์ a คือถูกเลือกเท่ากับ 2 ซึ่งตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงในการลดทอนของ 12 เดซิเบล โครงข่ายเสริม คือ อีควอไลเซอร์แบบ T บริดจ์ ค่าลักษณะจำเพาะของโครงสร้างแสดงในรูปที่ 2.4.6 การอนุกรมของเส้นตรงที่มีการนำเสนอเป็นกราฟสมมติ ขณะที่วงกลมคือจุดประมาณการที่แท้จริง สเกลของรูปเล็กมากแสดงถึงความแตกต่างระหว่างค่า 2 ค่าอย่างชัดเจน ค่าผิดพลาดที่แท้

จริง ที่กำหนดผิดและค่าผิดพลาดความถี่ประมาณ 0.05 เดซิเบล ของค่าทั้งหมดประมาณครึ่งหนึ่งมาจากการเปลี่ยนรูปของโครงสร้างที่มีอยู่ภายใน ในตัวอย่างนี้ถูกควบคุมโดยเทอม φ' ผลขององค์ประกอบในอุดมคติของ φ พอที่จะมองข้ามได้ ส่วนอีกครั้งหนึ่งที่เหลือมาจากความล้มเหลวของโครงข่ายแบบ T บริดจ์ เพื่อพิสูจน์ค่าลักษณะจำเพาะ φ ด้วยความเที่ยงตรงและสามารถตัดออกโดยการเพิ่มของอิลิเมนต์อื่นๆ ต่อโครงสร้าง



รูปที่ 2.4.5 ชนิดของอิกวอไลเซอร์แสดงในรูปที่ 2.4.3 หลังจากการเพิ่มของโครงข่ายเสริม

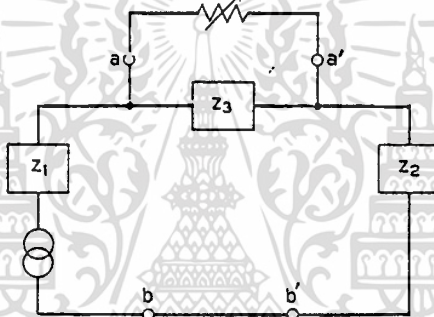


รูปที่ 2.4.6 ค่าลักษณะจำเพาะของโครงสร้างแสดงจากรูปที่ 2.4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตั้งแต่ θ_0 และ φ สามารถควบคุมได้ด้วยโครงข่ายเสริม โครงสร้างแสดงในรูปที่ 2.4.3 ทางด้านทฤษฎีความต้องการทั้งหมดปรากฏออกมา หนึ่งในจำนวนของวงจรอื่นๆ แสดงด้วยสมการที่ (2.4.3) สำหรับตัวอย่างของโครงสร้างอื่นๆ มืองค์ประกอบโดยทั่วไป ดังรูปที่ 2.4.7 จะพบเงื่อนไขกำหนดการอิมพีแดนซ์ Z_1 , Z_2 และ Z_3 มีความสัมพันธ์กันเมื่อโครงข่ายถูกตัดสับโดยการส่งโครงสร้าง 4 ปลายทาง จาก a-a' ถึง b-b' เป็นอิมพีแดนซ์ค่าความต้านทานอุดมคติคงที่เท่ากับ R_0 ที่ a-a'

ในทางกลับกัน โครงข่ายในรูปที่ 2.4.3 ซึ่งทั้ง θ_0 และ φ เป็นเพียงค่าคงที่ โครงข่ายส่วนมากถูกพบด้วยการทำให้ปริมาณทั้ง 2 นี้ สลับซับซ้อนขึ้น จำนวนคุณลักษณะจำเพาะที่ไม่สลับซับซ้อน เป็นสิ่งสนใจเป็นพิเศษ 2 จำนวนแรกแสดงในรูปที่ 2.4.8 มันออกแบบสูตรที่เหมือนกันแต่

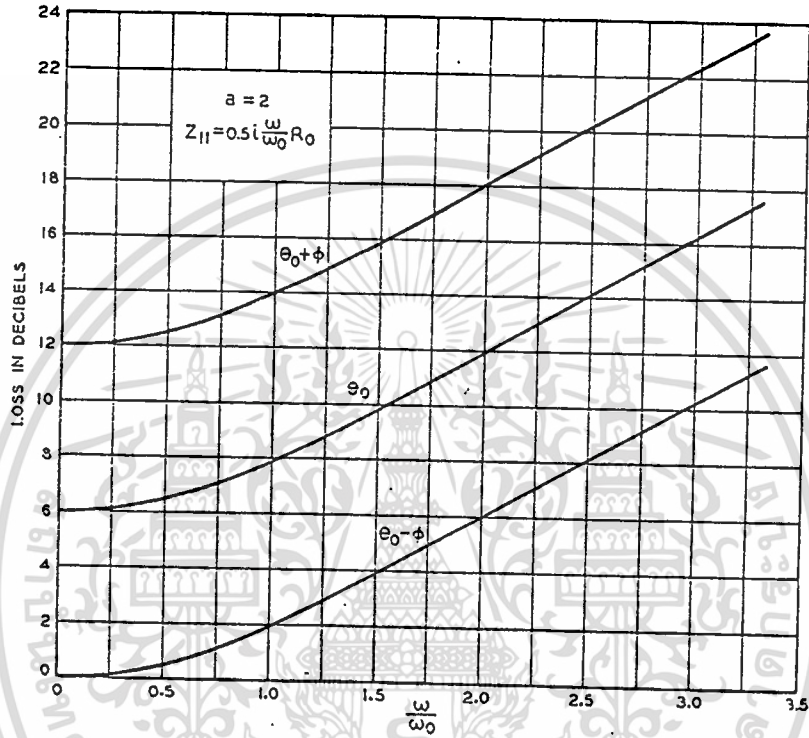
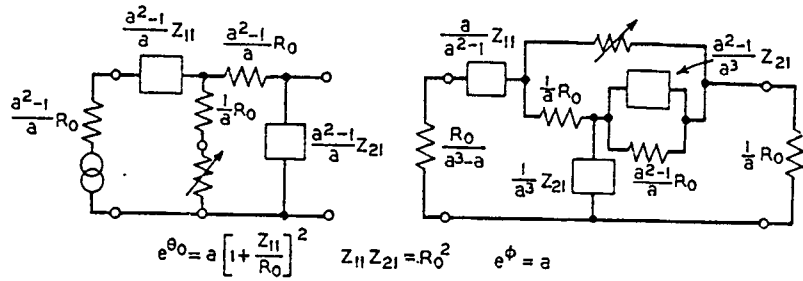


รูปที่ 2.4.7 ไคอะแกรมแสดงรูปทั่วไปของ วารีเอเบิล อิกวอไลเซอร์

หนึ่งในนั้นสิ้นสุดในความต้านทานจำกัดที่การสิ้นสุดทั้งสอง ขณะที่วงจรเปิด เช่น ตารางของหลอดสุญญากาศ, ต้องกำหนดจุดสิ้นสุดลักษณะพิเศษของตัวอย่างประกอบบนสมมติฐาน ซึ่งอิมพีแดนซ์ Z_{11} คือ อินดักแตนซ์แบบง่าย ๆ แสดงด้วยส่วนบนของรูปที่ 2.4.8 φ ยังคงเป็นค่าคงที่ ดังนั้นโครงข่ายเสริมต้องเพิ่มการควบคุม ประจวบกับโครงสร้างรูปที่ 2.4.3 ค่าสูญเสียอ้างอิง θ_0 มีหลากหลายด้วยความถี่และสามารถจะควบคุมโดยการปรับปรุง Z_{11} การออกแบบถูกขัดขวางด้วย Z_{11} และ Z_{21} และปฏิบัติตามขอบเขตของ อิกวอไลเซอร์คงที่ เพื่อยืนยันข้อเท็จจริงว่าสูตรจาก θ_0 เหมือนกับการออกแบบสูตรอิกวอไลเซอร์มาตรฐาน

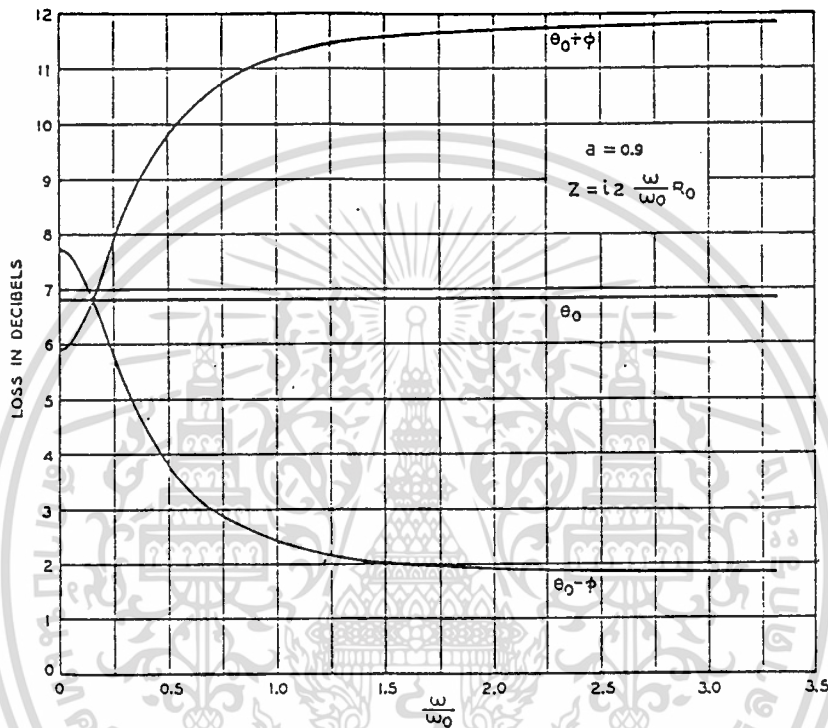
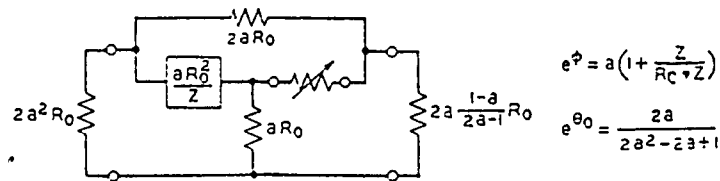
$$e^\theta = 1 + \frac{Z_{11}}{R} \quad (2.4.9)$$

ทางเลือกของ Z_{11} ที่เหมาะสมต้องการเพียงแค่วิธีการออกแบบรูทีน ซึ่งผลตอบแทนที่เหมือนกันกับสูตรมาตรฐานนั้น จะยังคงอยู่สำหรับการออกแบบสมการต่อไป



รูปที่ 2.4.8 วาริโอเบิ้ล อีควอไลเซอร์ ที่ค่าลักษณะจำเพาะอ้างอิงที่มีการเปลี่ยนแปลง

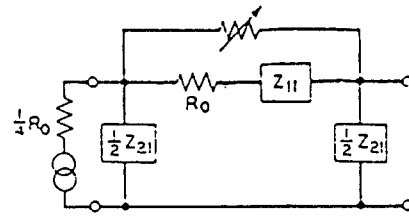
ในรูปที่ 2.4.9 นั้นเป็นรูปแบบโครงข่ายที่ 3 ซึ่งมีคุณสมบัติในการแปลงที่การลดความสูญเสีย จากโครงสร้างรูปที่ 2.4.8 การสูญเสียอ้างอิง, θ_0 เป็นค่าคงที่ ขณะที่ ϕ เปลี่ยนแปลงด้วยความถี่ ในการกระทำที่ขึ้นอยู่กับค่าการเลือกค่า Z การเพิ่มการควบคุม ϕ สามารถระบุโดยการเพิ่มโครงสร้าง สนับสนุนหน้าความต้านทานปรับค่า จากตัวอย่างก่อนหน้านี้ แสดงให้เห็นว่า ในรูปกราฟ ที่ตั้งอยู่ บนสมมติฐานว่า ค่าลักษณะจำเพาะของอิมพีแดนซ์ Z เป็นแบบ อินดักแตนซ์ ซึ่งกราฟที่ได้จะเป็น รูป “see saw” คือการลดทอนลงที่การเพิ่มขึ้นของความถี่ที่แน่นอน ขณะที่ความถี่อื่นจะลดลง ปรากฏการณ์นี้ขึ้นอยู่กับค่าตัวแปร α มันจะหายไปเมื่อ α มีค่า 1/2 หรือ 1 และจะปรากฏ ขึ้นที่ค่าอินเตอร์มีเดีย คือ $\alpha = 1/\sqrt{2}$ ผลที่เหมือนกันนี้ สามารถถูกอธิบายในโครงข่ายที่เราพิจารณา ผ่านไป คือสมการที่ 2.4.8 การลดทอนปรับค่า (Variable Attenuation) จะเปลี่ยนแปลงเครื่องหมาย ถ้าการเลื่อนเฟสของโครงข่ายถูกทำให้เพิ่มขึ้นมากกว่า 45 องศา



รูปที่ 2.4.9 วาริเอเบิล อีควอลไลเซอร์ความต้องการเฉพาะแบนด์ อิมพีแดนซ์ทั่วไปตัวเดียว

ในโครงสร้างที่ 2.4.4 ที่แสดงในรูปที่ 2.4.10 ทั้ง θ_0 และ ϕ มีการปรับค่าผันแปร แต่อย่างไรก็ตามอัตราส่วนของมันยังคงที่และลักษณะจำเพาะของการสูญเสียของโครงสร้างโดยรวมเป็นสัดส่วนกับค่าคงที่ที่ติดตั้งไว้ทั้งหมดของความต้านทานปรับค่า คุณสมบัตินี้ชี้ให้เห็นว่า โครงข่ายอาจจะเป็นที่สนใจสำหรับงานบางอย่าง เช่น การนำประยุกต์ใช้ด้วยการอีควอลไลซ์ของการเปลี่ยนแปลงตามความยาวของสายส่งที่เข้ามา

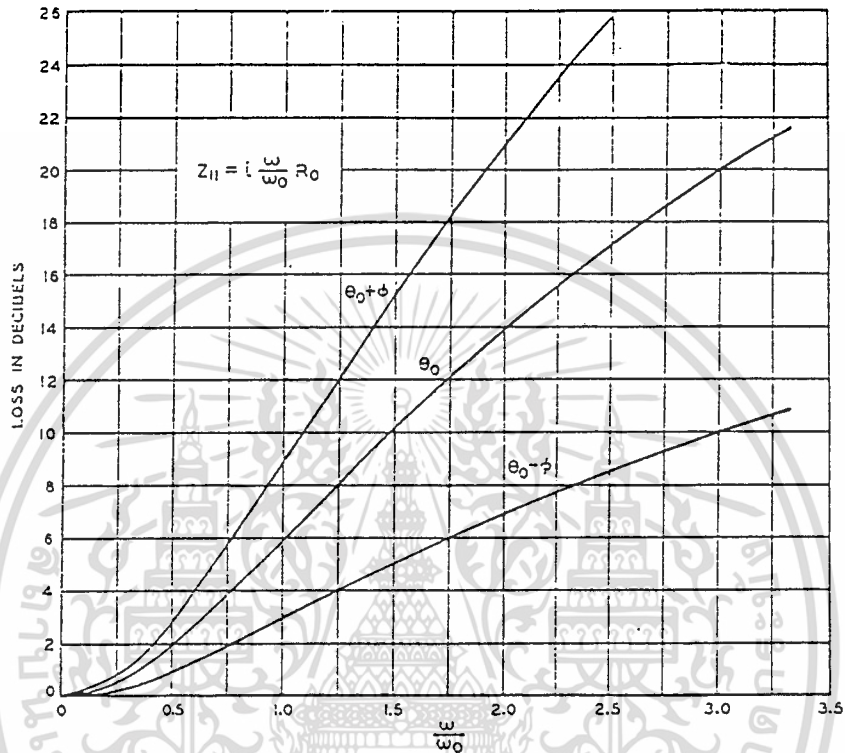
ในโครงข่ายที่ 2.4.6 แสดงในรูปที่ 2.4.11 เป็นโครงสร้างที่ละเอียดมากกว่าโครงข่ายก่อนหน้า



$$e^{\phi} = \left[1 + \frac{Z_{11}}{R_0} \right]$$

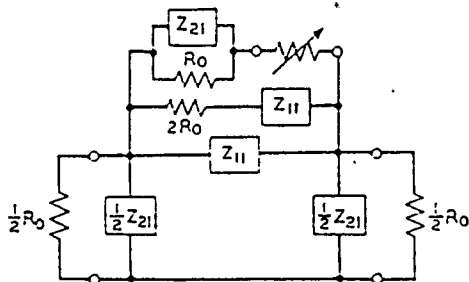
$$e^{\theta_0} = \left[1 + \frac{Z_{11}}{R_0} \right]^2$$

$$Z_{11} Z_{21} = R_0^2$$



รูปที่ 2.4.10 วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ ที่อัตราส่วนคงที่ ระหว่างความสูญเสียอ้างอิงและค่าลักษณะจำเพาะปรับค่า

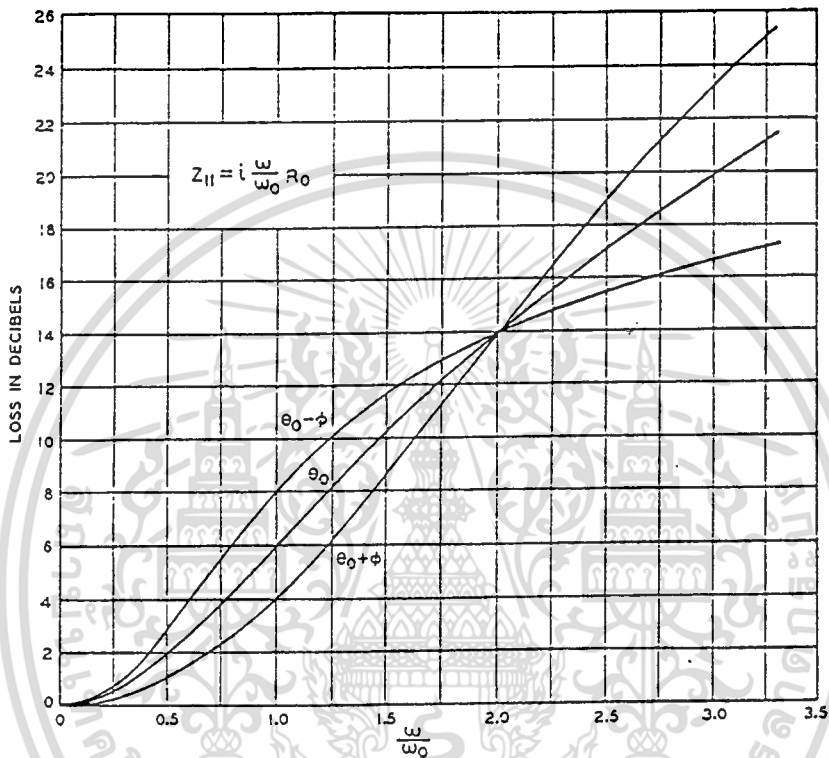
การออกแบบสมการ สัมพันธ์กับความละเอียดและความยากในการปฏิบัติ อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติที่สำคัญ คือ เมื่อ $Z_{11} = 0$ การส่งอย่างสมบูรณ์ของกำลังจากอิมพีแดนซ์ปลายทาง ไปยังจุดอื่นถูกรักษาไว้ที่ระดับต่างๆ ของความต้านทานปรับค่า คุณสมบัตินี้ชี้ให้เห็นว่า โครงข่ายอาจถูกใช้สำหรับระบบที่จำเป็น ในการอีควอไลซ์ วาริเอเบิล การลดทอนขอบช่องระดับสัญญาณต่ำสุด



$$e^\phi = 1 + \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{Z_{11}}{R_0}\right)^2}{1 + \frac{Z_{11}}{R_0}}$$

$$e^{\theta_0} = \left[1 + \frac{Z_{11}}{R_0}\right]^2$$

$$Z_{11} Z_{21} = R_0^2$$

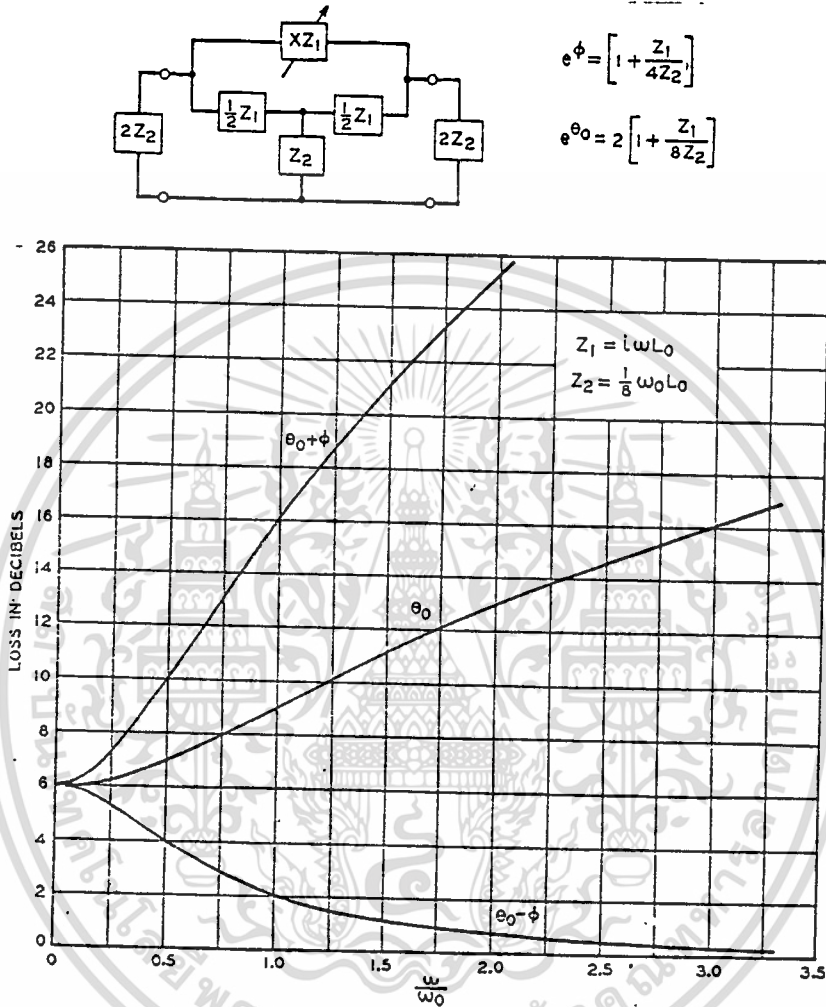


รูปที่ 2.4.11 อีควอไลเซอร์ปรับค่าซึ่งการสูญเสียเป็น 0 ที่ความถี่หนึ่งสำหรับการกำหนดทั้งหมดของการควบคุมอิมพีแดนซ์

โครงสร้างสุดท้าย แสดงในรูปที่ 2.4.12 จุดสำคัญที่น่าสนใจ คือ การควบคุมอิมพีแดนซ์แทนที่จะเป็นตัวต้านทานปรับค่าจะเป็นอิมพีแดนซ์ ทั่วๆ ไปที่ปรับค่า (xZ_1) ในรูปกราฟ ถ้าในกรณีที่ที่เหมาะสมจะปฏิบัติ Z_1 จะเป็นความต้านทาน, อินดักแตนซ์ หรือ ค่าความจุ ในการเพิ่มแบนด์วิดท์ปรับค่าโครงข่ายจะรวมทั้งแบนด์วิดท์ครั้งที่ 2 ค่าของ Z_1 และแบนด์วิดท์ครั้งที่ 3 ค่าต่ออิมพีแดนซ์ที่ 2 (Z_2) และการเปลี่ยนแปลงจากความต้านทานปรับค่าไปเป็นอิมพีแดนซ์ปรับค่า ทำให้เกิดความแตกต่างที่เล็กน้อยในการวิเคราะห์ มันแทบจะไม่มีผลในการแทนที่ R และ R_0 ด้วย Z หรือ Z_0 ในทุกๆ สมการ ดังนั้นในสมการที่ 2.4.3 ถูกปรับปรุงให้เหมาะสมอยู่ในโครงสร้างนี้ ซึ่งผลของลักษณะการลดทอน จะมีรูปแบบที่สมมาตรเหมือนกับที่ได้รับอุปกรณ์ในการควบคุมความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งแสดงในส่วนล่างของรูปที่ 2.4.12 ที่แสดงบนสมมุติฐานที่ว่า อิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 เป็นทั้งความต้านทานและอินดักแตนซ์



รูปที่ 2.4.12 วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ที่มีการควบคุมอิมพีแดนซ์ทั่วไป

โครงสร้างของรูปที่ 2.4.12 จะยังคงเป็นส่วนสำคัญที่ใช้ได้เหมือนสมการปรับค่าอิมพีแดนซ์ปรับค่าถ้ามีการปรับค่าอิมพีแดนซ์ $Z_1/2$ ตัวปลายและแบรนช์ที่ขนานตรงกลางกลายเป็นตัวปรับค่าในส่วนนี้ค่าอิมพีแดนซ์ปรับค่าที่นำเสนอต้องถูกกำหนดให้เป็นค่าปกติ โดยมีโครงสร้างผลลัพธ์เป็นสิ่งจำเป็นในการ อินเวอร์ส ของโครงสร้างรูปที่ 2.4.12 แน่นอนในกรณีที่เกี่ยวข้องกันในแต่รูปแบบอื่นๆ ซึ่งได้บรรยายมานั้น สามารถแทนที่ด้วยการอินเวอร์สตัวมันได้

2.5 วงจรขยายสัญญาณช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูง

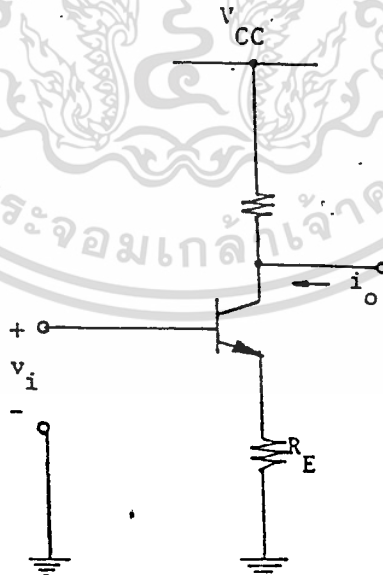
ในหัวข้อนี้ เราจะพิจารณาถึงหลักการออกแบบ และวิเคราะห์วงจรขยายสัญญาณที่มีช่วงความถี่ปฏิบัติงานกว้าง

เราจะเริ่มต้นด้วยการพิจารณาวิธีวิเคราะห์วงจรขยายสัญญาณแบบมีการป้อนสัญญาณกลับ ซึ่งวิธีการวิเคราะห์ที่จะกล่าวถึงนี้ เป็นวิธีการที่ง่าย แน่นนอน และใช้ได้กับทุกวงจรถยายสัญญาณ หลังจากนั้นจะได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบวงจรถยายสัญญาณ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ และมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูง

2.5.1 วงจรถยายสัญญาณป้อนกลับโดยใช้ทรานซิสเตอร์

ในหัวข้อนี้ เราจะพิจารณาถึงคุณสมบัติของวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว สองแบบก่อน โดยในขั้นแรกจะพิจารณาเฉพาะคุณสมบัติที่ความถี่ต่ำ และจะพิจารณาคณะสมบัติปฏิบัติงานที่ความถี่สูงในหัวข้อต่อไป

วงจรถยายสัญญาณแบบแรกที่จะพิจารณา คือแบบสัญญาณป้อนกลับอนุกรม (Series feedback amplifier) ดังเช่นที่แสดงในภาพที่ (2.5.1) โดยไม่ได้แสดงวงจรไบอัสไว้



ภาพที่ 2.5.1 ภาพแสดงวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับแบบอนุกรม โดยมีสัญญาณเข้าอยู่ใน

ลักษณะ ของคักคา และสัญญาณออกอยู่ในลักษณะกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้สัญญาณป้อนกลับเพื่อช่วยรักษาอัตราส่วน i_o/v_i ให้มีค่าคงตัว ไม่แปรเปลี่ยนตามองค์ประกอบของวงจรทัศนคติของทรานซิสเตอร์ วงจรดังกล่าวนี้ มีอิมพีแดนซ์ทั้งจุดสัญญาณเข้าและสัญญาณออกที่มีค่าค่อนข้างสูง แต่โหลดควรมีอิมพีแดนซ์ต่ำ และจะปฏิบัติงานได้ผลดีที่สุดก็ต่อเมื่อโหลดเป็นศูนย์ และสัญญาณเข้าจะต้องอยู่ในลักษณะของศักคา ถ้าสัญญาณเข้าได้มาจากเครื่องกำเนิดสัญญาณกระแส ซึ่งมีอิมพีแดนซ์สัญญาณออกสูง วงจรป้อนกลับจะอยู่ในลักษณะของวงจรปิด

เมื่อเราแทนตัวทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรทัศนคติที่ความถี่ต่ำ และสำหรับสัญญาณระดับต่ำ เราจะได้

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{\alpha}{r_{bb}' / \beta + r_e + R_E} \quad (2.5.1)$$

ซึ่งจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อความต้านทานของโหลด มีค่าต่ำพอสมควร ซึ่งจะเป็นจริงเสมอในกรณีการปฏิบัติงานทั่วไป ถ้า R_E มีค่าสูงจนกระทั่ง $R_E \gg r_e$ และ $R_E \gg r_{bb}' / h_{fe}$ เราจะได้

$$\frac{i_o}{V_i} = \frac{1}{R_E} \quad (2.5.2)$$

แสดงว่าอัตราส่วน i_o/v_i ไม่ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของวงจรทัศนคติเลย ความต้านทานจุดสัญญาณเข้าสำหรับสัญญาณระดับต่ำ จะเท่ากับ

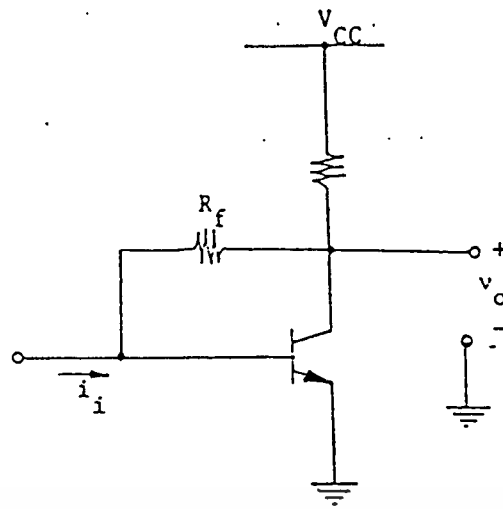
$$r_i = h_{fe} R_E \quad (2.5.3)$$

ส่วนความต้านทานจุดสัญญาณออก จะเท่ากับ

$$r_o = r_{ce} \frac{R_E}{r_e} \quad (2.5.4)$$

ต่อไป เราจะพิจารณาวงจรขยายสัญญาณแบบสัญญาณป้อนกลับคร่อมวงจร (Shunt feedback amplifier) ดังเช่นแสดงในภาพที่ (2.5.2)

เราจะใช้สัญญาณป้อนกลับแบบคร่อมวงจร เพื่อรักษาอัตราส่วน v_o/i_i ให้มีระดับคงตัว วงจรนี้มีอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้าและออกที่มีค่าต่ำ แต่โหลดสำหรับสัญญาณออกควรมีค่าสูง และจะปฏิบัติงานได้ดีที่สุด เมื่อโหลดมีค่าเป็นอนันต์ สัญญาณเข้าควรจะเป็นสัญญาณที่อยู่ในลักษณะของกระแส ถ้าสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณศักคา และมีอิมพีแดนซ์ต่ำ สัญญาณป้อนกลับจะไหลลงดิน



รูปที่ 2.5.2 แสดงวงจรขยายสัญญาณแบบสัญญาณป้อนกลับคร่อม

เมื่อใช้วงจรที่คิดเทียบสำหรับสัญญาณระดับต่ำ เราจะได้

$$\frac{v_o}{i_i} = -\frac{R_f}{1 + \frac{(R_f + r_{bb}' + \beta r_e)(R_f + R_L)}{\beta R_f R_L}} \quad (2.5.5)$$

และ R_L คือความต้านรวมของโหลด โดยทั่วไป

$$R_f \gg (r_{bb}' + \beta r_e) \quad (2.5.6)$$

ดังนั้นสมการ (2.5.5) จะเท่ากับ

$$\frac{v_o}{i_i} \cong -R_f \quad (2.5.7)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า อัตราส่วน v_o/i_i ไม่ได้ขึ้นกับค่าองค์ประกอบของวงจรที่เทียบ

ถ้าอิมพีแดนซ์ของสัญญาณเข้ามีค่าสูง ซึ่งเป็นจริงในทางปฏิบัติ เราจะได้ความต้านทานที่

จุดสัญญาณ เท่ากับ

$$r_o \cong R_f / h_{fe} \quad (2.5.8)$$

ส่วนความต้านทานจุดสัญญาณเข้า จะเท่ากับ $(-R_f/A_v)/r_i$ ซึ่ง r_i คือ ความต้านทานที่จุดเบสของทรานซิสเตอร์ A_v คือค่าขยายสัญญาณสัปดาห์ เท่ากับ

$$A_v \cong -\frac{1}{r_{bb}'/h_{fe} + r_e} \cdot \frac{R_f R_L}{R_f + R_L} \quad (2.5.9)$$

โดยทั่วไป ถ้าวงจรได้รับการออกแบบที่ถูกต้อง

$$-R_f/A_v \ll r_i \quad (2.5.10)$$

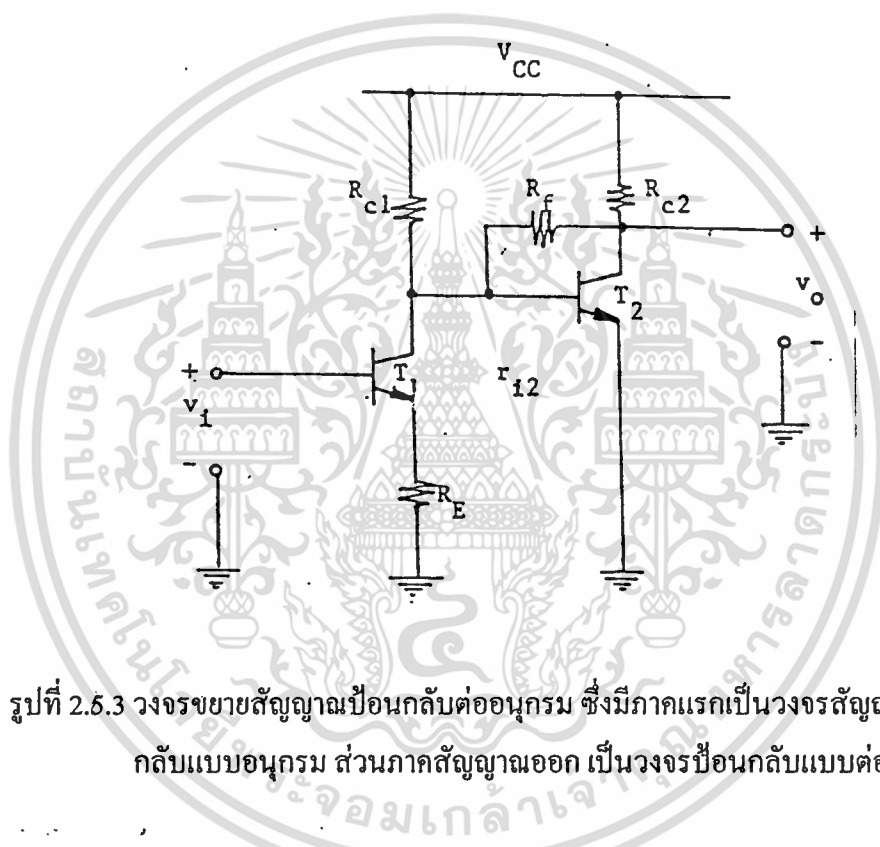
ดังนั้น ความต้านทานจุดสัญญาณเข้าจะเท่ากับ

$$r_i \cong (r_{bb}'/h_{fe} + r_e) \left(1 + R_f/R_L\right) \quad (2.5.11)$$

วงจรถยายสัญญาณทั้งสองนี้ เราอาจนำมาต่ออนุกรมกันได้ ในกรณีแรก เราจะพิจารณาแบบมีวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับอนุกรมเป็นภาคสัญญาณเข้า และวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับต่อคร่อมเป็นภาคสัญญาณออก ดังเช่นที่แสดงในภาพที่ (2.5.3)

ดังนั้นค่าขยายสัญญาณคักดาวจรรวมจะเท่ากับ

$$A_v \equiv \left(\frac{i_o}{v_i} \right)_1 \left(\frac{v_o}{i_i} \right)_2 \equiv \frac{R_{f2}}{R_{E1}} \quad (2.5.12)$$



รูปที่ 2.5.3 วงจรถยายสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรม ซึ่งมีภาคแรกเป็นวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับแบบอนุกรม ส่วนภาคสัญญาณออก เป็นวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับแบบต่อคร่อม

ส่วนอีกกรณีหนึ่ง จะมีวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับแบบต่อคร่อมเป็นภาคแรก และมีวงจรถยายสัญญาณป้อนกลับแบบอนุกรมเป็นภาคหลัง ดังเช่นที่แสดงในภาพที่ (2.5.4)

ดังนั้นค่าขยายสัญญาณกระแสของวงจรรวม จะเท่ากับ

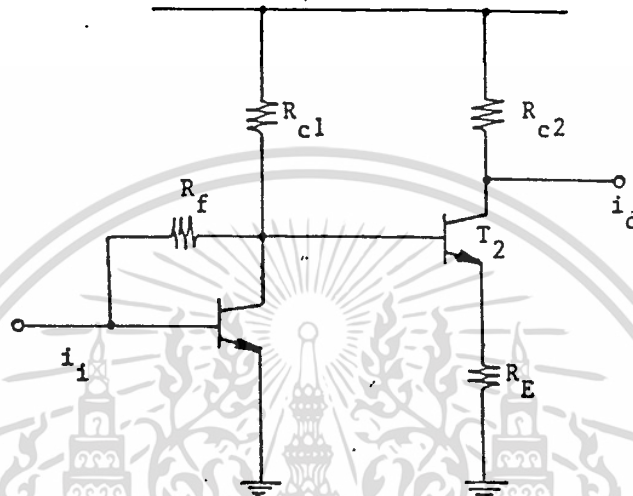
$$A_i = \left(\frac{v_o}{i_i} \right)_1 \left(\frac{i_o}{v_i} \right)_2 \equiv \frac{R_{f1}}{R_{E2}} \quad (2.5.13)$$

ในกรณีของภาพที่ (2.5.3) จะเห็นได้ว่าสัญญาณกระแสออกของ T_1 จะไม่ไหลเข้าจุดสัญญาณเข้าของ T_2 หมด ทั้งนี้เพราะ r_{i2} ไม่เท่ากับศูนย์ในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงมีผลของ R_{c1} นำกระแสบางส่วนรั่วออกไปด้วย ดังนั้นสมการ (2.5.12) จึงต้องคูณด้วยเทอมปรับค่าขยาย η ซึ่งเท่ากับ

$$\eta = \frac{R_c}{R_c + r_{i2}} \quad (2.5.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่โดยทั่วไป η จะมีค่าสูงกว่า 0.95 เสมอ



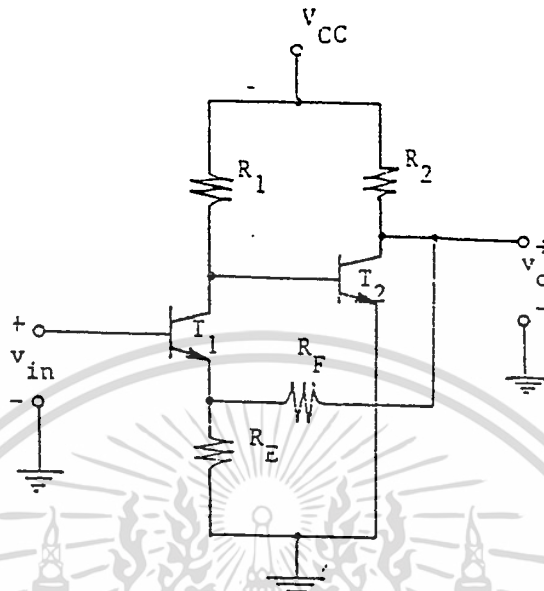
รูปที่ 2.5.4 วงจรขยายสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรม ซึ่งมีภาคแรกเป็นวงจรขยายสัญญาณป้อนกลับต่อคร่อม และภาคที่สองเป็นแบบสัญญาณป้อนกลับต่ออนุกรม

ส่วนในกรณีของภาพที่ (2.5.4) ไม่มีปัญหาที่เกิดขึ้น เพราะสัญญาณศักดาที่จุดสัญญาณออกของ T1 จะเท่ากับสัญญาณศักดาที่จุดสัญญาณเข้าของ T2 เสมอ

จะต้องเน้นอีกครั้งว่า ในหัวข้อนี้ เราได้กล่าวถึงเฉพาะสัญญาณระดับต่ำ และที่ความถี่ต่ำเท่านั้น ที่ความถี่สูง เราจะต้องดัดแปลงวงจรที่เดิม เพื่อให้เกิดความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณออกของวงจรภาคแรกและอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้าของวงจรภาคที่สอง อย่างเช่นในกรณี ที่ความถี่ความถี่ต่ำนี้

2.5.2 วงจรแบบสัญญาณป้อนกลับรวบยอด

วิธีการออกแบบวงจรอีกวิธีหนึ่งเพื่อให้ได้ช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูง คือ โดยการใช้สัญญาณป้อนกลับรวบยอด แบบแรกที่จะกล่าวถึง ใช้ทรานซิสเตอร์สองตัว ดังเช่นที่แสดงในรูปที่ (2.5.5.)



รูปที่ (2.5.5) แสดงวงจรขยายสัญญาณ โดยมีสัญญาณป้อนกลับ
รวมยอด ซึ่ง เหมาะสำหรับขยายศักดาสัญญาณ

ในรูปที่ (2.5.5) วงจรภาคแรกต่ออยู่ในลักษณะป้อนกลับแบบอนุกรม (R_E) อยู่ด้วย ดังนั้น อิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้าจึงมีค่าสูง ส่วนอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณออกจะมีค่าต่ำ จึงเหมาะสำหรับใช้เป็นวงจรวจรขยายศักดาสัญญาณ

วงจรที่กล่าวมานี้ เราอาจจะวิเคราะห์โดยละเอียดได้

ถ้า R_1 และ R_2 มีค่าสูง ซึ่งจะมีผลให้ค่าขยายสัญญาณแบบผ่านตรง (Open-loop gain) มีค่าสูง เราจะได้ค่าขยายศักดาสัญญาณของรูปที่ (2.5.5) เท่ากับ

$$A_v \cong \frac{A_{OPEN-LOOP}^V}{1 - \beta A_{OPEN-LOOP}^V} \tag{2.5.15}$$

ซึ่ง $A_{OPEN-LOOP}^V \cong g_{m2} R_2 \rightarrow \infty$ (2.5.16)

$$\beta \cong R_E / (R_F + R_E) \tag{2.5.17}$$

ดังนั้น สมการ (2.5.15) จะเขียนได้เป็น

$$A_v \cong -(R_F + R_E) / R_E \tag{2.5.18}$$

ส่วนค่าขยายสัญญาณของวงจรในรูปที่ (2.5.15) จะเท่ากับ

$$A_i = \frac{A_{OPEN-LOOP}^I}{1 - \lambda A_{OPEN-LOOP}^I} \tag{2.5.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.5.19) รัคค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง
$$A_{OPEN-LOOP}^i \cong \frac{R_1}{R_E} h_{fe1} \rightarrow \infty \quad (2.5.20)$$

$$\lambda \cong R_E / (R_F + R_E) \quad (2.5.21)$$

ดังนั้น ค่าขยายกระแสสัญญาณจะเท่ากับ

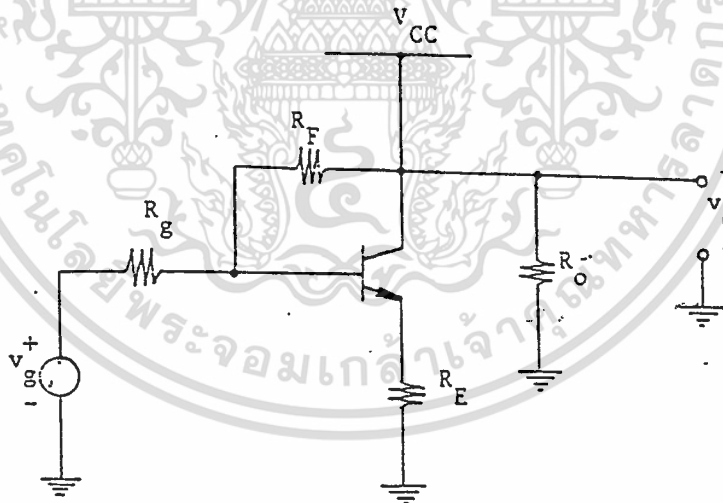
$$A_i \cong -(R_F + R_E) / R_E \quad (2.5.22)$$

เราจะได้ผลตามเช่นในสมการ (2.5.18) และ (2.5.22) ก็ต่อเมื่อในกรณีแรกอิมพีแดนซ์ของสัญญาณเข้ามีค่าต่ำ ส่วนในกรณีหลังก็ต่อเมื่ออิมพีแดนซ์สัญญาณเข้ามีค่าสูงเท่านั้น

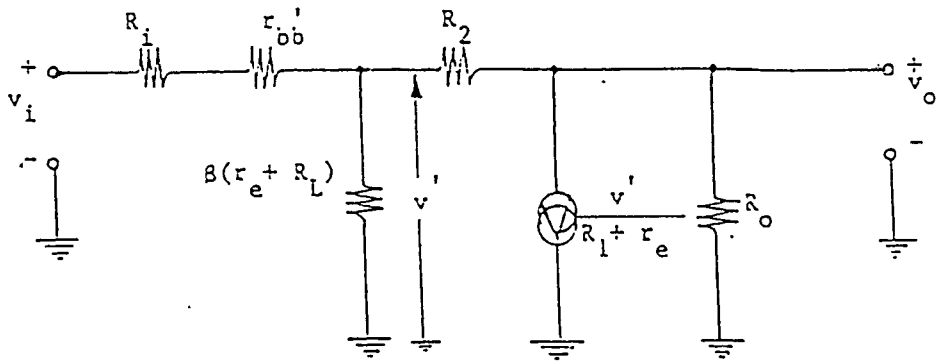
2.5.3 วงจรขยายสัญญาณช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงพิเศษ

ในหัวข้อนี้ เราจะกล่าวถึงตัวอย่างวงจร ซึ่งจะทำหน้าที่ขยายศักดาสัญญาณได้สูง และมีช่วงความถี่ปฏิบัติงานตั้งแต่ DC ถึง 1GHz ซึ่งนับได้ว่าเป็นช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่สูงมาก

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะมี f_T ได้ประมาณ 6 GHz แต่เพื่อให้ได้ช่วงความถี่ปฏิบัติงานสูงกว่า 1GHz จำเป็นจะต้องใช้การป้อนกลับ โดยจะใช้วงจรพื้นฐานของรูปที่ (2.5.6)

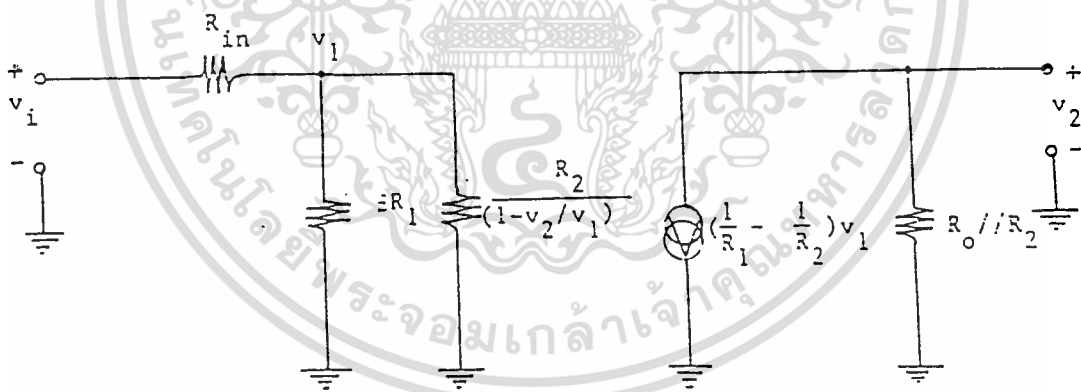


รูปที่ (2.5.6) วงจรขยายสัญญาณ ซึ่งมีสัญญาณป้อนกลับอย่างอนุกรม แต่ต่อคร่อมอยู่ด้วยกัน
วงจรที่เตรียมสำหรับระดับต่ำ ที่ความถี่ต่ำ จะเขียนได้ดังในรูปที่ (2.5.7)



รูปที่ (2.5.7) แสดงวงจรทศเทียบ สำหรับสัญญาณความถี่ต่ำ และระดับต่ำของวงจรในรูปที่ (2.5.6)

ถ้าสัญญาณป้อนกลับมีระดับสูง นั่นคือ R_1 จะมีค่าสูง และ R_2 จะมีค่าต่ำ ดังนั้นผลของ r'_{bb} , R_1 และ r_e จึงมีน้อยมาก และโดยการอาศัยทฤษฎีของมิลเลอร์ เราจะเขียนวงจรในรูปที่ (2.5.7) ได้ ดังเช่นในรูปที่ (2.5.8)



รูปที่ (2.5.8) วงจรดัดแปลงของรูปที่ (2.5.7) โดยอาศัยทฤษฎีของมิลเลอร์

และจากรูป เราจะเขียนได้ว่า

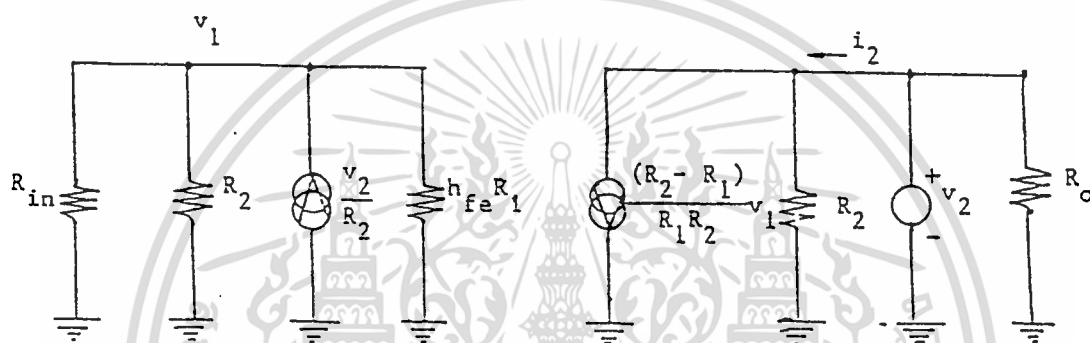
$$\frac{V_2}{V_1} = -R_o // R_2 \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right) = -\frac{R_o}{R_1} \left(\frac{R_2 R_1}{R_2 + R_o} \right) \quad (2.5.23)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{R_2}{(1 - V_2/V_1)} = \frac{R_1(R_2 + R_o)}{(R_1 + R_o)} \quad (2.5.24)$$

และอิมพีแดนซ์สุดท้ายเข้ามา ในกรณีที่ h_{fe} มีค่าสูงเป็นอนันต์ และ R_{in} มีค่าต่ำมากจะได้

$$Z_{in} = R_1 \frac{(R_2 + R_o)}{(R_1 + R_o)} \quad (2.5.25)$$

ส่วนอิมพีแดนซ์สุดท้ายออกมา จะหาได้จากรูปที่ (2.5.9)



รูปที่ (2.5.9) วงจรตัดแปลงของรูปที่ (2.5.8) สำหรับการหาอิมพีแดนซ์สุดท้ายออกมา และเราจะเขียนสมการต่อไปนี้ได้

$$V_1 = \frac{V_2}{R_2} \frac{R_2 R_{in}}{R_2 + R_{in}} \quad (2.5.26)$$

$$\text{และ} \quad i_2 \cong V_2 \left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{(R_2 - R_1)}{R_1 R_2} \frac{R_{in}}{(R_2 + R_{in})} \right\} \quad (2.5.27)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad i_2 = V_2 \frac{(R_1 + R_{in})}{R_1 (R_2 + R_{in})} \quad (2.5.28)$$

$$\text{และ} \quad Z_o \triangleq \frac{V_2}{i_2} \cong R_1 \frac{(R_2 + R_{in})}{(R_1 + R_{in})} \quad (2.5.29)$$

เนื่องจากวงจรที่กล่าวถึงนี้ สัญญาณป้อนกลับจะอยู่ในวงจรภาคเดียวกันหมด ดังนั้นปัญหาเรื่องวงจรจะออสซิลเลท จะมีไม่มากนัก และเนื่องจากสัญญาณป้อนกลับมีระดับสูงมาก ดังนั้นค่าขยายสัญญาณที่ได้จากแต่ละภาคจึงมักจะมีค่าต่ำ และเพื่อให้ได้ค่าขยายสัญญาณตามที่ต้องการโดยทั่วไป เราจะต้องนำวงจรมากกว่าสองภาคมาต่ออนุกรมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าสำหรับค่าอิมพีแดนซ์เฉพาะแต่ละค่า เราจะหาเวลาเคลื่อนผ่าน เพื่อให้ค่า ขยายสัญญาณมีระดับคงตัว ตลอดทั้งช่วงความถี่ปฏิบัติงานที่ต้องการ โดยทั่วไปถ้าค่าอิมพีแดนซ์ เฉพาะตัวสูง ค่าเวลาเคลื่อนที่ผ่านจะต้องต่ำ และกลับกันในกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์เฉพาะตัวต่ำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและวิเคราะห์วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ ซึ่งจะมีรูปแบบของการหาค่า ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) หลายรูปแบบ และการนำการป้อนกลับและการป้อนนำหน้ามาใช้ในทฤษฎี วาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ เพื่อการออกแบบวงจร

3.1 วาริเอเบิลอีควอไลเซอร์ โดยการใช้ การป้อนกลับ และ การป้อนนำหน้า

ก่อนการปฏิบัติตามขั้นตอน ขอให้เราทบทวนหลักการของวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์ ตามแบบของ Bode นี้ก่อน ซึ่งอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) ในทางจินตภาพของ พูพอร์ท จะถูกจำกัดโดยตัวต้านทานปรับค่าได้ xR_0

$$Z_R = R_0(x + \tanh \psi) / (x \tanh \psi + 1). \quad (3.1.1)$$

ซึ่ง R_0 และ Ψ เป็นความต้านทาน และ สัมประสิทธิ์การทรานเฟอร์ของ two-port ตามลำดับ การใช้ twoport ชนิดนี้เป็นเน็ตเวิร์คย่อย (subnetwork) เราสามารถที่จะ หาทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ได้อย่างง่าย

$$\exp(-\theta) = \exp(-\theta)(x + \exp(-\varphi)) / (1 + x \exp(-\theta)). \quad (3.1.2)$$

กระจาย θ ใน (3.2.2) ให้อยู่ในเทอมของ φ

$$\theta \cong \theta_0 + \left\{ \frac{1-x}{1+x} \right\} \varphi + g_3(x)\varphi^3 + g_5(x)\varphi^5 + \dots \quad (3.1.3)$$

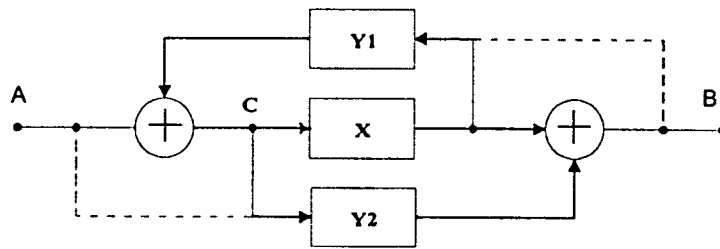
สองเทอมแรกในสมการที่ (3.1.3) เป็นตัวกำหนด φ ซึ่งน้อยกว่า $1Np$ ดังนั้นเราสามารถ ได้ค่าคุณลักษณะ(characteristic) ของการปรับที่สม่ำเสมอและได้สัดส่วน แสดงในหน่วยเดซิเบล

ในเอกสารฉบับนี้ สมการที่ (3.1.2) ถูก สมมุติ (simulate) โดย Signal flow graph ซึ่งมี การป้อนตรง , การป้อนนำหน้า และการป้อนกลับซึ่งแสดงในรูปที่ 3.1.1 มันมีจุดเชื่อมต่อของการป้อนกลับ และการป้อนนำหน้าสี่จุด ซึ่งแสดงโดยเส้นทึบและเส้นประ สำหรับจุดต่อของเส้นทึบทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ของ Signal flow graph แสดงได้ ดังนี้

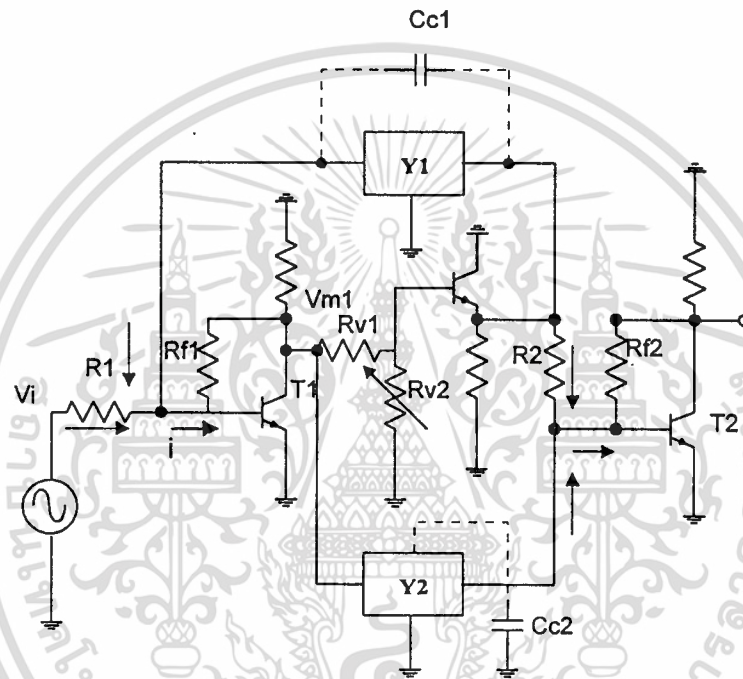
$$V(j\omega) = \frac{\{x + y_2(j\omega)\}}{\{1 - xy_1(j\omega)\}} \quad (3.1.4)$$

เมื่อแทน $-Y_1 = Y_2 = Y$ ใน (3.1.4) ได้

$$V(j\omega) = \frac{\{x + y(j\omega)\}}{\{1 + xy(j\omega)\}} \quad (3.1.5)$$



รูปที่ 3.1.1 แสดง Signal Flow Graph ตามแบบของ Bode



รูปที่ 3.1.2 แสดงวงจรเทียบเท่าของ Signal flow graph ในรูปที่ 3.1.1

ซึ่งมันแสดงให้เห็นได้ง่ายๆว่าทุกจุดเชื่อมต่อกันจะให้ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน เหมือนกันดังที่แสดงในสมการที่ (3.1.5) ซึ่งแยกค่าคงที่ออกไป ถ้าสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ของการป้อนกลับ และการป้อนนำหน้าถูกเลือกอย่างเหมาะสม

เปรียบเทียบกันระหว่างสมการ (3.1.2) กับ (3.1.5) แสดงให้เห็นว่า signal flow graph ในรูปที่ 3.1.1 สามารถที่จะให้วารีเอเบิล อีวอลูเชอร์ ในเทอมของภาคปรับอัตราขยาย X และ shaping network $Y(j\omega)$ โครงสร้างต่างๆจะเป็นไปตาม signal flow graph ในรูปที่ 3.1.1 ตัวอย่างที่ใช้ในรูปที่ 3.1.2 จะสอดคล้องกับการป้อนกลับและการป้อนนำหน้าที่เป็นเส้นทึบในรูปที่ 3.1.1 ให้เราลองศึกษา ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน V_o/V_i ของเน็ตเวิร์ค นี้

Two-port Y_1 และ Y_2 เป็น shaping network และ สมมติว่ามีโครงสร้างเดียวกันในกรณีทั่วไป อย่างไรก็ตามเราก็สามารถใช้ในลักษณะใหม่ซึ่งจะอธิบายต่อไป โดยการใช้โครงสร้างที่แตกต่างกันของ Y_1 และ Y_2 เมื่อให้ Y_1 และ Y_2 แสดงในรูป admittance matrix ประกอบด้วย Y_{21} และ Y_{22} ใน shaping network

ทรานซิสเตอร์ T_1 ร่วมกับตัวต้านทานฟีดแบค R_{f1} จะเปลี่ยนกระแสอินพุต i ไปเป็น แรงดันเอาต์พุต $V_{m1} = -iR_{f1}$ แรงดัน V_i และ V_{m2} ได้ V_i/R_1 และ $V_{m2}Y_2$ ไปเป็นกระแส

$i (=V_i/R_1 + V_{m2}Y_2)$ V_i และ V_{m2} ถูกกระทบ และรวมกันทำให้เกิด แรงดัน

$V_{m1} = -R_{f1}(V_i/R_1 + V_{m2}Y_2)$ เช่นเดียวกัน แรงดันเอาต์พุต V_o สามารถที่จะอธิบายได้โดย

$V_o = -R_{f2}(V_{m2}/R_2 + V_{m1}Y_2)$ ตัวลคทอนซึ่งประกอบไปด้วย R_{v1} และ R_{v2} ซึ่งสัมพันธ์กับ

V_{m1} และ V_{m2} คือ $V_{m2} = kV_{m1}$ ซึ่ง $k = R_{v2} / (R_{v1} + R_{v2})$

เราจะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \left\{ \frac{R_{f1}R_{f2}}{(R_1R_2)} \right\} \cdot \left\{ \frac{(R_2Y_2 + k)}{1 + kR_{f1}Y_1} \right\} \quad (3.1.6)$$

สมการที่ (3.1.6) สามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \left\{ \frac{R_{f1}}{(aR_1R_2)} \right\} \cdot \left\{ \frac{(aR_2Y_2 + X)}{1 + kR_{f1}Y_1 + a} \right\} \quad (3.1.7)$$

ซึ่ง a มีค่าเป็นบวก และ $X = ak$ โดย

$$Y = aR_2Y_2 = R_{f1}Y_1/a \quad (3.1.8)$$

ลดรูปสมการที่ (3.1.7) โดยการเอาตัวคูณที่เป็นค่าคงที่ออกไปจะเทียบเท่าได้กับสมการที่ (3.1.5) ข้อสำคัญก็คือ เราสามารถที่จะได้รับย่านการปรับสูงสุดโดยการทำให้ a มีขนาดใหญ่พอ คือ $0 \leq X \leq a$

สมการที่ (3.1.8) แสดงให้เห็นว่าค่าคุณลักษณะของการปรับ (variable characteristic) Y สามารถประมาณค่าโดยตรง โดย shaping network Y_1 และ Y_2 ดังนั้นการออกแบบวาริเอเบิลอิควอไลเซอร์ชนิดนี้จึงดีกว่าเมื่อเทียบกับชนิดปกติ

สมการชี้ให้เห็นว่าการทดสอบค่าคุณลักษณะของการปรับ สามารถที่จะเป็นจริงได้โดยไม่ต้องใช้ตัวหน่วงซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการแปลงแอดมิแตนซ์(admittance) และการเพิ่มอุปกรณ์ต่างๆ

ข้อสังเกต โครงสร้างในรูปที่ 3.1.2 จะให้ อิมพีแดนซ์(impedances) ทางด้านอินพุต สูง และทางด้านเอาต์พุตต่ำ ดังนั้นจึงไม่มี Buffer Amplifier ขยายสัญญาณ ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวจึงต้องมีความทนและสามารถต้านทานได้

เราได้ออกแบบในทางอุดมคติสำหรับองค์ประกอบของเน็ตเวิร์กมาแล้ว คราวนี้เราลองมาศึกษาถึงรายละเอียดของ แนวความคิดขององค์ประกอบของอิกวอลไลเซอร์โดยปรับเปลี่ยนค่าคุณลักษณะ

3.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาด (Error Analyses)

ก..ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากความจำกัดย่านความถี่ (Bandlimitation) และการชดเชย

ผลการทบทวนของ error \in ใน x ของสมการที่(3.1.5) สามารถที่จะอธิบายได้โดย

$$V(1+\delta) = \{X(1+\epsilon) + Y\} / \{X(1+\epsilon)Y + 1\} \quad (3.2.1)$$

โดย first-order โดยการประมาณ เราได้

$$\delta = [X(1-Y^2) / \{(X+Y)(XY+1)\}] \epsilon \quad (3.2.2)$$

ในทางปฏิบัติ สมมติให้ $|Y| \leq 1$ เราได้

$$\delta = \begin{cases} \{(1-Y^2)/Y\}(\epsilon/X) & , X \gg 1 \\ \{(1-Y)/(1+Y)\} \epsilon & , X \cong 1 \\ \{(1-Y^2)/Y\}(X\epsilon) & , X \ll 1 \end{cases} \quad (3.2.3)$$

จากสมการที่ (3.2.3) ซึ่งให้เห็นว่า $x \cong 1$ ทำให้เกิด δ มากที่สุดสำหรับ ϵ ที่กำหนด กำหนดให้ y ไม่น้อยจนเกินไป ดังนั้นลองศึกษา δ สำหรับในทางปฏิบัติ ซึ่ง first-order มีการจำกัดย่านความถี่

$$X(1+\epsilon) = 1 / (1 + i_f / f_c) \quad (3.2.4)$$

และฟังก์ชัน first-order shaping คือ

$$Y = (1 + i_f / f_1) / (1 + i_f / f_2) \quad (3.2.5)$$

ได้ถูกกำหนดขึ้น ในรูปที่ 3.2.1 วาด $(1+\delta)$ สำหรับ $f_1 = 3$ และ $f_2 = 1$ นำ f_c แทน a พารามิเตอร์สามารถที่จะเห็นได้จากภาพ ซึ่ง f_c สามารถที่จะเลือกได้มากกว่า 10 ครั้ง ซึ่งกว้างเท่ากับแบนด์วิดท์ ทางด้านส่ง ในการที่จะทำให้ error มีขนาดเล็กลงอย่างเพียงพอ โดย error นี้มาจากการขยายทางเฟสแบบไม่เป็นลิเนียร์ เนื่องมาจากการคัทออฟในย่านความถี่สูง (high-frequency cutoff) ในสมการที่ (3.2.4) หนทางหนึ่งที่จะชดเชยสำหรับเฟสแบบไม่เป็นลิเนียร์ คือ ตัดย่านความถี่สูงออกไป (สมการที่ 3.2.4) เช่นแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$X(1+\epsilon) = (1 + i_f / f_{c1}) / \left\{ (1 + i_f / f_{c2}) (1 + i_f / f_c) \right\} \quad (3.2.6)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง f_{c1} และ f_{c2} สามารถที่จะหาโดยการทำให้ เฟสของความถี่ต่ำ (low-frequency phase) จากสมการ (3.2.6) แบบ ลิเนียร์กับความถี่ นั่นคือ

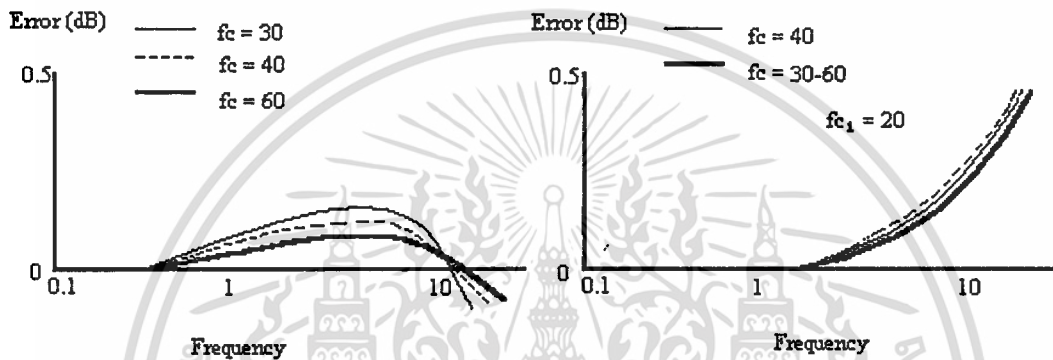
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{c1}^{-1} = f_{c2}^{-2} + f_c^{-1} \quad (3.2.7)$$

วิธีการของการชดเชยนี้ได้อธิบายในรูปที่ 3.2.1

อีกวิธีการของการชดเชยทำให้ได้ shaping network สอง network เขียนสมการที่ (3.2.1) ใหม่ได้เป็น

$$V(1+\delta) = \{X(1+\epsilon) + Y_2\} / \{X(1+\epsilon)Y_1 + 1\} \quad (3.2.8)$$



รูปที่ 3.2.1 ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นเนื่องจากความจำกัดย่านความถี่ ในวงจรที่ใช้ในการทดลอง

และใช้ Y_1 และ Y_2 โดยให้

$$Y_1 = Y(1+\epsilon) \quad (3.2.9)$$

$$Y_2 = Y(1+\epsilon) \quad (3.2.10)$$

ดังนั้นเราจะได้ $\delta = \epsilon$ ซึ่งหมายถึง การขยายทางเฟสเป็นแบบไม่เป็นลิเนียร์ไม่สนับสนุน error ทางแอมพลิจูดในคุณลักษณะของการปรับ การชดเชยในสมการที่ (3.2.9) และ (3.2.10) สามารถที่จะดำเนินการ โดยการแก้ไขเพิ่มเติมในรูปที่ 3.1.2 สำหรับการจำกัดย่านความถี่ (bandlimitation) ในสมการที่ (3.2.4) ซึ่งอธิบายโดยเส้นประ (C_{c1} และ C_{c2}) ในรูปที่ 3.1.2 วิธีการนี้จะถูกทดสอบโดยตัวอย่างวงจรใช้งานในหัวข้อที่ 3.3

ข. การลด Error โดยใช้ Shaping Networks

ผลกระทบของ error ขนาดเล็กใน Y_1 และ Y_2 ในสมการที่ (3.1.4) สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

$$V(1+\delta) = \{X + Y_2(1+\epsilon_2)\} / \{XY_1(1+\epsilon_1) + 1\} \quad (3.2.11)$$

ถ้า ϵ_1 และ ϵ_2 มีขนาดเล็กอย่างเพียงพอ เราจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta = \left\{ Y_2 / (X + Y_2) \right\} \epsilon_2 - \left\{ XY_1 / (XY_1 + 1) \right\} \epsilon_1 \quad (3.2.12)$$

สำหรับในทางปฏิบัติสมมติให้ $|Y_1|$ และ $|Y_2| \ll 1$ สมการที่ (3.2.12) จะลดรูปได้เป็น

$$|\delta| \leq \begin{cases} |\epsilon_1| & , X \gg 1 \\ |\epsilon_2 - \epsilon_1|/2 & , X \cong 1 \\ |\epsilon_2| & , X \ll 1 \end{cases} \quad (3.2.13)$$

ดังนั้นจะได้

$$|\delta| \leq \max\{|\epsilon_1|, |\epsilon_2|\} \quad (3.2.14)$$

ในสมการที่ (3.2.14) แสดงให้เห็นว่าแม้จะให้ shaping networks 2 ตัว ความไวของ วาริโอเบิ้ล อิควอไลเซอร์ ตามนี้ก็เกือบที่จะเหมือนกับการวิเคราะห์ที่มี Shaping Network เพียงตัวเดียว

ค. การลดการขยายขึ้นเนื่องจากความผิดเพี้ยน

กราฟ (a) ในรูปที่ 3.2.2 อธิบายถึงการขยายขึ้นเนื่องจาก error ของสมการที่ (3.1.3) ซึ่งเราสามารถที่จะ ลด error โดยการใช้อัตราแตกต่างเล็กๆ ระหว่าง y_1 และ y_2 ดังตัวอย่างโดยให้

$$Y_1 = Y + b \quad (3.2.15)$$

$$Y_2 = Y / (1 + b) \quad (3.2.16)$$

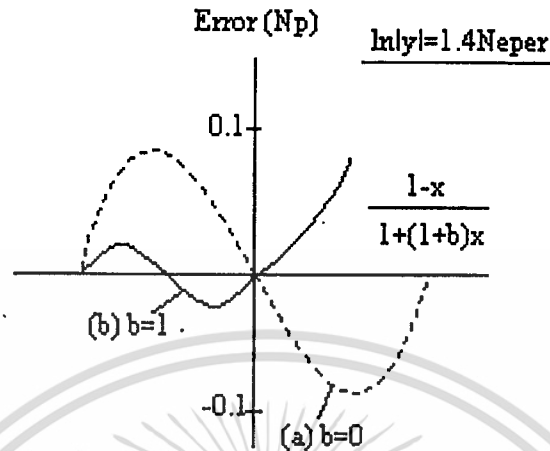
จากสมการที่ (3.1.4) เราได้

$$V' = \left\{ X + Y / (1 + b) \right\} / \left\{ X(Y + b) + 1 \right\} \quad (3.2.17)$$

เมื่อ b เป็นค่าคงที่ ซึ่งเป็นตัวกำหนดรูปร่างของ error สมการที่ (3.2.17) สามารถที่แจกแจงออกได้เป็น

$$\ln(v') = -\ln(1 + b) + \left[(1 - X) / \{1 + (1 - b)X\} \right] \ln(Y) + \dots \quad (3.2.18)$$

การขยายขึ้นเนื่องจาก error ใน (3.2.18) ได้แสดงในรูปที่ 3.2.2 (Curve b) การเปรียบเทียบระหว่าง curve(a) และ (b) แสดงให้เห็น error ที่เกิดขึ้นถูกลดลงไปอย่างมาก ภายใต้ย่านสูงสุดของการปรับครั้งหนึ่ง ในรูปที่ 3.2.2 เฟสของ Y ไม่ได้นำมาใช้ในการพิจารณา เพื่อความง่าย ข้อสำคัญคือในทางปฏิบัติค่า b ที่เหมาะสมที่สุดมักจะขึ้นอยู่กับเฟสของ Y การลด error แบบนี้จะมีประโยชน์เมื่อเราใช้วาริโอเบิ้ล อิควอไลเซอร์ ในครั้งหนึ่งของย่านสูงสุด



รูปที่ 3.2.2 ตัวอย่างการขยายขึ้นเนื่องจากความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในวาริเอเบิลอิควอไลเซอร์ซึ่งคำนวณโดย $\ln |y| = 1.4 Np$ (a) ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขยาย (b) ความผิดพลาดที่ลดลงโดยการใช้ความแตกต่างกันของ network

3.3 การออกแบบวงจรในทางปฏิบัติ

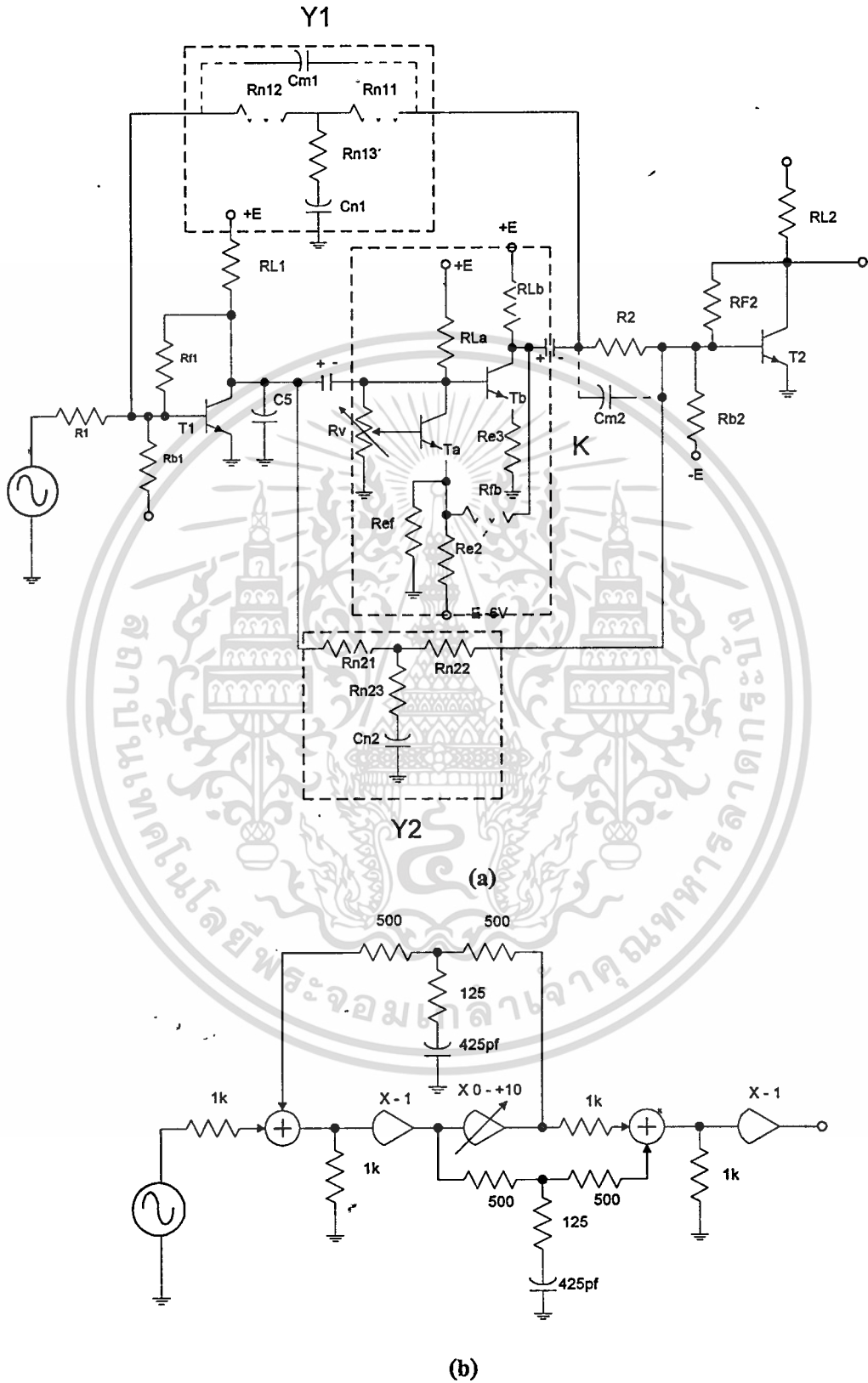
ในส่วนนี้จะอธิบายเกี่ยวกับวงจรในทางปฏิบัติ การวิเคราะห์และการออกแบบโดยตรงของวาริเอเบิลอิควอไลเซอร์ ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวงจรมีค่า $f_T = 1 \text{ GHz}$ และตัวเก็บประจุทางด้านคอลเลกเตอร์มีค่าประมาณ 1 pF ตัวเก็บประจุทางด้านคอลเลกเตอร์เป็นตัวจำกัดย่านของการขยาย

วงจรมีได้ออกแบบสำหรับใช้ในย่านวิดีโอ ซึ่ง shaping function ที่ใช้ในตัวอย่างนี้คือ

$$Y = \left(1 + i f / f_1\right) / \left(1 + i f / f_2\right) \quad (3.3.1)$$

เมื่อ $f_1 = 3 \text{ MHz}$ และ $f_2 = 1 \text{ MHz}$ ซึ่งนี่เป็นค่าคุณลักษณะ โดยประมาณของ \sqrt{f}

ในสมการที่(3.1.7) การเพิ่มค่าคงที่ $\{Rf1Rf2/(aR1R2)\}$ ถูกกำหนดขึ้นเพื่อที่จะทำให้เป็นเอกภาพ ซึ่งมักจะกำหนดโดย $Y1 = Y2 = Y \text{ mho}$, จากสมการที่ 3.4.11 ซึ่ง $a^2 = Rf1/R2$ เมื่อ $a = 1$ ดังนั้น $Rf1 = R2$ และใน (3.1.8) ต้องการ $Rf1 = 10-10K\Omega$ สำหรับใช้ในย่าน Video ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งต้องการ $Rf1 \leq 2K\Omega$ สำหรับ T1 มีตัวเก็บประจุทางคอลเลกเตอร์ (C5) ประมาณ 1 pF



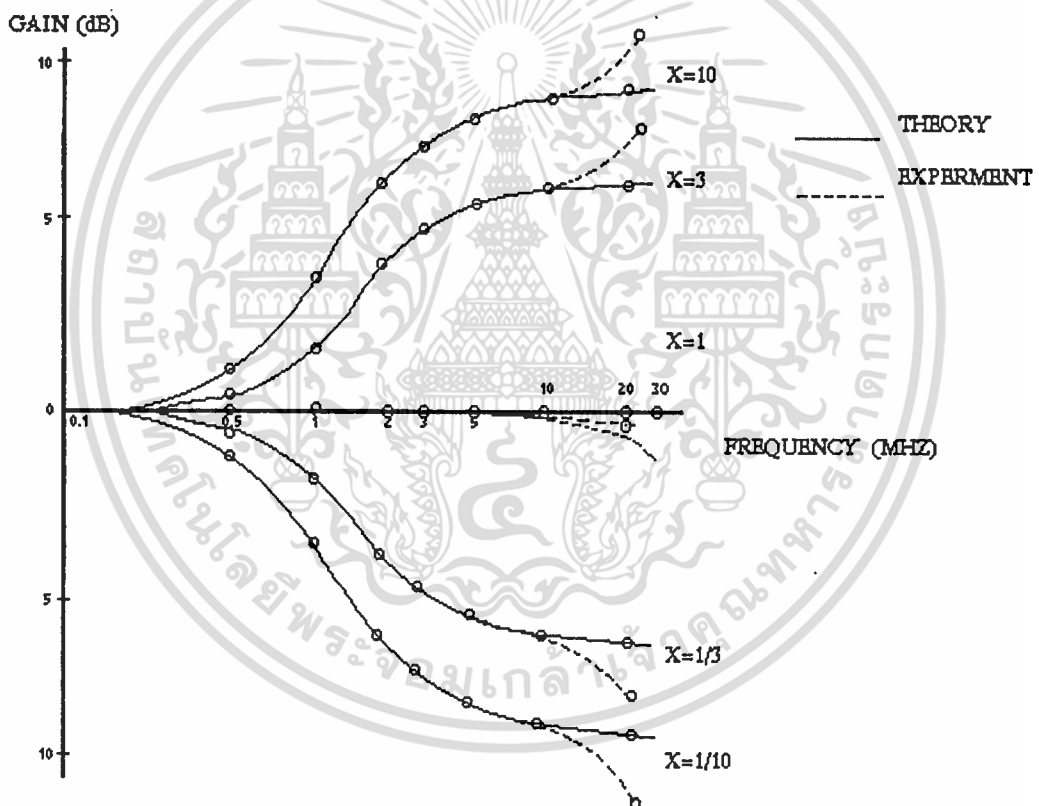
รูปที่ 3.3.1 วงจรที่ออกแบบใช้งานในย่านความถี่วีดีโอ

(a) ส่วนประกอบของวงจรใช้งาน (b) วงจรเทียบเท่าของ (a) ในทางจินตภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของการวิจัยในฟิสิกส์ประยุกต์ คณะฟิสิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น โครงสร้างจากรูปที่ 3.1.2 จะถูกออกแบบสำหรับการทดสอบในย่านวีดีโอ ดังเช่นที่แสดงในรูปที่ 3.3.1(a) รูปที่ 3.3.1(b) แสดงวงจรถียบเท่าของ (a) ในเทอมของจินตภาพเมื่อ $a = 1$ ดังนั้น $R_{f1} = 1 \text{ K}\Omega$ ทำให้ $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$ ด้วย และ $0 \leq k \leq 10$ ในสมการที่(3.1.7) อัตราขยายจาก 10 +82 และ -100 เปอร์เซ็นต์ จากย่านการปรับแบบเต็มๆ ในหน่วยเดซิเบล แบนด์วิดธ์ของวงจรถียบเท่าจะมีค่าประมาณ 70 MHz ซึ่งคาดว่าจะทำให้เกิด error ทางแอมพลิจูด น้อยกว่า 0.1 dB ในย่านความถี่วีดีโอ ($\leq 5 \text{ MHz}$) จากสมการที่ 2.3.7 จะได้ $A_{vf} = -R_{f1}/R_1$ เมื่อ $A_{vf} = -1$ ดังนั้น $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ ซึ่งในทำนองเดียวกัน R_2 ที่มีค่า = $1 \text{ K}\Omega$ จะทำให้ $R_{f2} = 1 \text{ K}\Omega$ ด้วย นอกจากนี้ ความต้านทานการให้ไบอัสทางขาเบสของ T1 และ T2 คือ R_{b1} และ R_{B2} ที่ป้อนแรงดัน $-V_{cc}$ จะมีค่า $5.1 \text{ K}\Omega$ ทั้งสองตัว



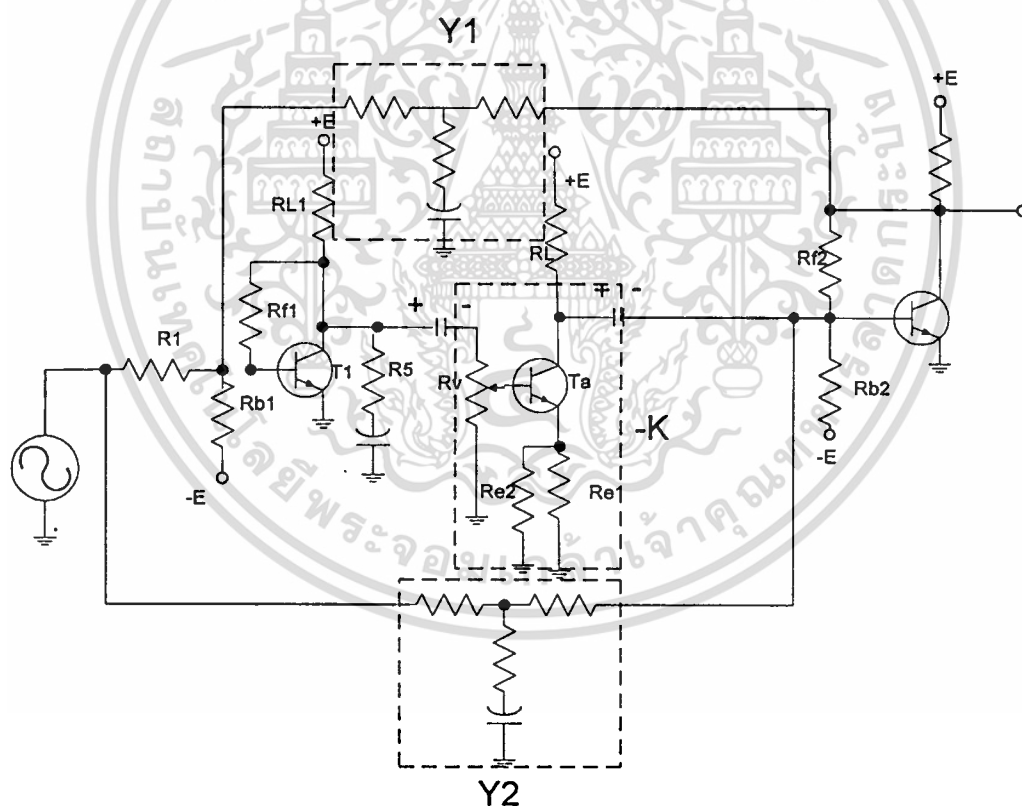
รูปที่ 3.3.2 แสดงผลการตอบสนองทาง แอมพลิจูด และความถี่ของ โครงสร้างในรูปที่ 3.3.1 ก่อนการชดเชย และหลังการชดเชย

รูปที่ 3.3.2 แสดงผลของการทดสอบ Error ทางแอมพลิจูดซึ่งน้อยกว่า 0.1 dB ในย่านความถี่วีดีโอซึ่งต้องการ error ขนาดใหญ่ซึ่งพบในย่าน 10 MHz ขึ้นไป error เหล่านี้สามารถที่จะมาจาก ความจำกัดของย่านขยาย ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.2. การชดเชยแบบที่สองตามวิธีการใน หัวข้อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 3.2.ก (Cc1 และ Cc2) ของรูปที่ 3.3.1(a) ถูกใช้เพื่อที่จะลด error ดังเช่นที่แสดงโดย double circle ในรูปที่ 3.3.2 มันสามารถที่จะแสดงให้เห็นง่ายๆว่า Cc2 ในรูปที่ 3.3.1(a) สามารถที่จะใช้แทนสำหรับ Cc2 ในรูปที่ 3.1.2

เน็ตเวิร์คที่แสดงในรูปที่ 3.3.3 ก็ให้ผล(ดังรูปที่ 3.3.2) เช่นเดียวกัน โดยเน็ตเวิร์ค นี้ได้มาจากส่วนประกอบที่เป็นเส้นประในรูปที่ 3.1.1 โดยเน็ตเวิร์ค ที่แสดงนี้จะมี feedback delay time มากกว่าเน็ตเวิร์ค ในรูปที่ 3.3.1 ดังนั้น μB shaping (G และ R_s) จึงค่อนข้างจะยุ่งยาก สำหรับค่า x ที่มากๆ (3.1.8 ถึง 3.1.10)

เราสามารถที่จะใช้ Dual gate FET แทน ทรานซิสเตอร์ T2 ในรูปที่ 3.3.3 ในกรณีนี้เราสามารถที่จะควบคุมอัตราการปรับได้อย่างอัตโนมัติ โดยการให้ dc bias supply กับหนึ่งในสองสภาวะ



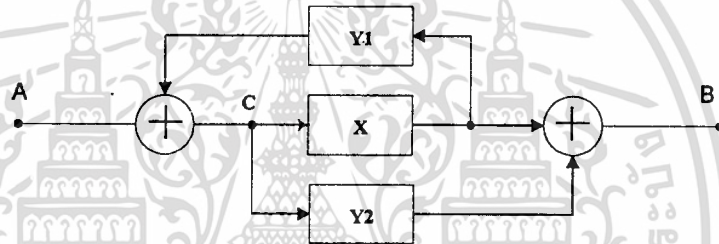
รูปที่ 3.3.3 แสดงวงจรของโครงสร้างที่เป็นเส้นประ ในรูปที่ 3.1.1

วงจรที่ศึกษาในส่วนนี้ใช้ C-Coupling (ประมาณ $10 \mu\text{F}$ สำหรับ cutoff ในย่านความถี่ต่ำ = 10 Hz) ดังนั้นมันจึงเหมาะสำหรับ Network แบบ Hybrid Integration หรือ Discrete ซึ่งต่อแบบ Direct Coupling ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์มากกว่า (6-8 ตัว) โดยไม่ทำให้เกิดการสั่นเปลืองพลังงาน

3.4 การคำนวณและวิเคราะห์สมการ

จากวาริเอเบิล อีควอลไลเซอร์ในหัวข้อที่ 3.1 ในส่วนนี้จะเป็นการวิเคราะห์ และพิสูจน์เปรียบเทียบทรานเฟอร์ฟังก์ชันของบล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างการทำงาน และทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรที่ใช้จริงที่ใช้แทนบล็อกไดอะแกรม

1. พิสูจน์หา ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของบล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างการทำงาน



รูปที่ 3.4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างของวาริเอเบิล อีควอลไลเซอร์

พิสูจน์หาทรานเฟอร์ฟังก์ชันจากบล็อกไดอะแกรม

$$CX + CY_2(j\omega) = B \quad (3.4.1)$$

$$CXY_1(j\omega) + A = C \quad (3.4.2)$$

$$C - CXY_1(j\omega) = A$$

$$C[1 - XY_1(j\omega)] = A$$

$$C = \frac{A}{1 - XY_1(j\omega)}$$

$$\frac{A(X)}{1 - XY_1(j\omega)} + \frac{A(Y_2(j\omega))}{1 - XY_1(j\omega)} = B \quad (3.4.3)$$

$$\frac{A(X + Y_2(j\omega))}{1 - XY_1(j\omega)} = B$$

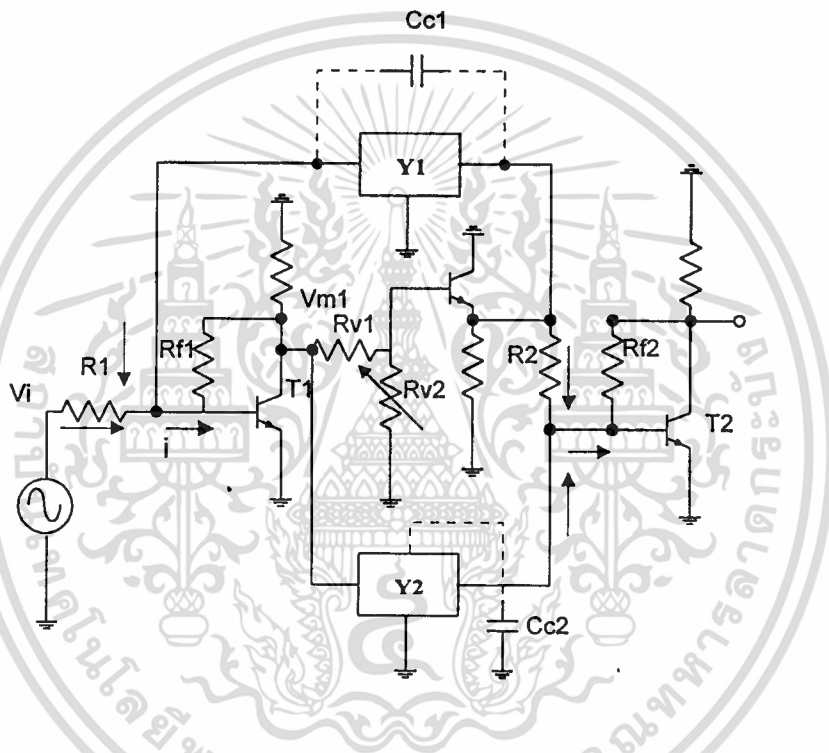
$$\frac{B}{A} = \frac{(X + Y_2(j\omega))}{1 - XY_1(j\omega)}$$

$$-Y_1 = Y_2 = Y$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V(j\omega) = \frac{B}{A} = \frac{X + Y(j\omega)}{1 + XY(j\omega)} \quad (3.4.4)$$

2. พิสูจน์ หา ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรที่ใช้งานเทียบกับทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ของบล็อก ไดอะแกรมของวาริเอเบิล อีควอไลเซอร์



รูปที่ 3.4.2 แสดงวงจรใช้งานที่เทียบได้กับบล็อก ไดอะแกรมในรูปที่ 3.4.1

$$i_i = i + i_{Y1}$$

$$\frac{V_1}{R_1} = i + (-V_{m2}Y_1)$$

$$i = \frac{V_1}{R_1} + V_{m2}Y_1$$

จากสมการที่ (2.5.7) ในทฤษฎีบทที่ 2 หัวข้อ ซึ่งค่า $V_m = -iR_{f1}$

$$\therefore V_{m1} = -R_{f1} \left[\frac{V_1}{R_1} + V_{m2}Y_1 \right] \quad (3.4.5)$$

$$i_{Y2} = i_{Y1} + i_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(V_{m1}Y_2) = -\left(\frac{V_{m2}}{R_2}\right) + i_o$$

$$i_o = V_{m1}Y_2 + \frac{V_{m2}}{R_2}$$

จาก $V_o = -i_o R_{f2}$

$$\therefore V_o = -R_{f2} \left[V_{m1}Y_2 + \frac{V_{m2}}{R_2} \right] \quad (3.4.6)$$

$$V_{m2} = kV_{m1} \quad \text{-----*}$$

$$V_o = -R_{f2} \left[V_{m1}Y_2 + \frac{kV_{m1}}{R_2} \right] \quad (3.4.7)$$

จาก (3.4.5)

$$V_{m1} = -R_{f1} \left[\frac{V_i}{R_1} + (V_{m2}Y_1) \right]$$

$$-\frac{V_{m1}}{R_{f1}} = \frac{V_i}{R_1} + V_{m2}Y_1$$

$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_{m1}}{R_{f1}} + V_{m2}Y_1$$

$$V_i = -R_1 \left[\frac{V_{m1}}{R_{f1}} + V_{m2}Y_1 \right]$$

แทนค่า $V_{m2} = kV_{m1}$

$$\therefore \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_{f2} \left[(kV_{m1}/R_2) + V_{m1}Y_2 \right]}{-R_1 \left[(V_{m1}/R_{f1}) + kV_{m1}Y_1 \right]}$$

$$= \frac{R_{f2} \left[\frac{k + Y_2 R_2}{R_2} \right] V_{m1}}{R_1 \left[\frac{1 + kY_1 R_{f1}}{R_{f1}} \right] V_{m1}}$$

$$= \frac{R_{f2} \left[k + Y_2 R_2 \right]}{R_2} \times \frac{R_{f1}}{R_1 \left[1 + kY_1 R_{f1} \right]}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_1 R_2} \left[\frac{k + Y_2 R_2}{1 + kY_1 R_{f1}} \right] \quad (3.4.8)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (3.4.7) ใหม่โดยการคูณ a เข้าทั้งสมการ โดย a = X/k หรือ X=ak

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{aR_{f1}R_{f2}}{aR_1R_2} \cdot \frac{aR_2Y_2 + ak}{a + akR_{f1}Y_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{R_{f1}R_{f2}}{aR_1R_2} \cdot \frac{aR_2Y_2 + ak}{1 + \frac{akR_{f1}Y_1}{a}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{f1}R_{f2}}{aR_1R_2} \cdot \frac{aR_2Y_2 + X}{1 + \frac{XR_{f1}Y_1}{a}}$$

จาก $Y = aY_2R_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a}$

$$\therefore \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{f1}R_{f2}}{aR_1R_2} \cdot \frac{X + Y(f)}{1 + XY(f)}} \quad ; \quad a \text{ คงที่} \quad (3.4.9)$$

จากสมการ (3.4.9) เมื่อเรานำ สมการค่าคงที่ที่ขึ้นอยู่กับอยู่ในสมการออกไปจากสมการ สมการที่ได้ก็จะเท่ากับสมการที่พิสูจน์จากโครงสร้างการทำงานสมการที่ (3.4.4)

$$\boxed{V(j\omega) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{X + Y(f)}{1 + XY(f)}} = \boxed{V(j\omega) = \frac{B}{A} = \frac{X + Y(j\omega)}{1 + XY(j\omega)}}$$

3. พิจารณาค่าคงที่ a และ ตัวแปร X

จาก $Y = aY_2R_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a}$

$$V(j\omega) = \frac{X + Y_2(j\omega)}{1 + XY_1(j\omega)} = \frac{X + Y(j\omega)}{1 + XY(j\omega)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{f1}R_{f2}}{aR_1R_2} \cdot \frac{aR_2Y_2 + X}{1 + \frac{XR_{f1}Y_1}{a}}$$

เมื่อ $X = ak$

$$Y_1 = Y_2 \quad , \quad a^2 = R_{f1}/R_2$$

$$= \{[X + Y]/[1 + XY]\}$$

เมื่อ θ, θ, φ จาก

$$\exp(-\theta) = \exp(-\theta_0)(x + \exp(-\varphi))/(1 + x \exp(-\varphi))$$

ขยาย θ ในสองเทอมของ φ

$$\theta \cong \theta_0 + \{(1+k)/(1+k)\}\varphi$$

$$\therefore Y = \exp(-\varphi)$$

$$= aR_2Y_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore Y = aY_2R_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a} \quad (3.4.10)$$

จาก $aY_2R_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a}$

$$Y_2 = \frac{R_{f1}Y_1}{a^2R_2}$$

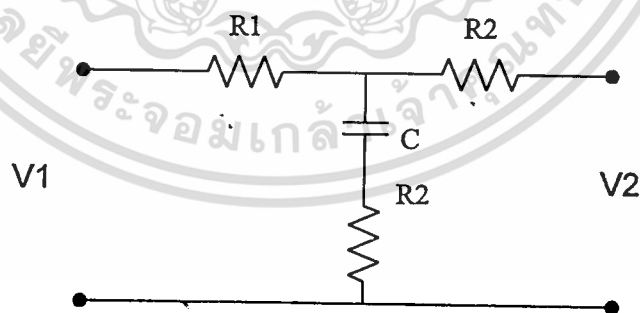
$$a^2 = \frac{R_{f1}}{R_2}$$

$$a = \sqrt{\frac{R_{f1}}{R_2}} \quad (3.4.11)$$

จาก $X = ak$

$$\therefore X = \sqrt{\frac{R_{f1}}{R_2}} \cdot \frac{R_{V2}}{R_{V1} + R_{V2}} \quad (3.4.12)$$

4. พิจารณาคุณทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ Shaping Network Y_1 และ Y_2 ที่ใช้ในวงจร



รูปที่ 3.4.3 แสดง Shaping Network ที่ใช้ในวงจร Y_1 , Y_2

Open Circuit Voltge Gain ($A_{vn} = \frac{V_2}{V_1}$)

$$A_{vn} = V_2/V_1 \Big|_{I_2=0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\frac{1/sc + R_2}{R_1 + 1/sc + R_2} \cdot V_1}{V_1} \\
 &= \frac{1 + scR_2}{sc(R_1 + R_2) + 1} \\
 A_{vm} &= \frac{1 + sT_3}{1 + sT_1} \tag{3.4.13}
 \end{aligned}$$

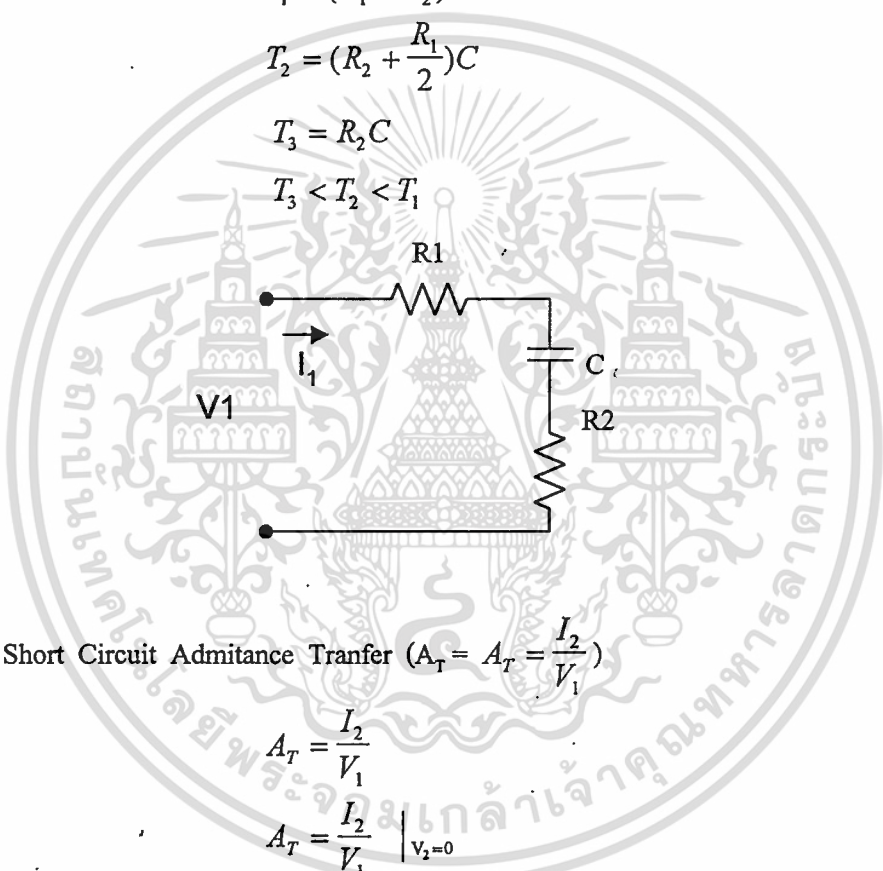
เมื่อกำหนดให้

$$T_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$T_2 = (R_2 + \frac{R_1}{2})C$$

$$T_3 = R_2C$$

$$T_3 < T_2 < T_1$$



Short Circuit Admittance Transfer ($A_T = A_T = \frac{I_2}{V_1}$)

$$A_T = \frac{I_2}{V_1} \tag{3.4.14}$$

$$A_T = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0}$$

จากรูป

$$-I_2 = \frac{V_x}{R_1} \tag{3.4.15}$$

$$V_x = V_1 - V_y \tag{3.4.16}$$

$$V_y = I_1 R_1 \tag{3.4.17}$$

หา V_y โดยหา I_1 ก่อน

$$I_1 = \frac{V_1}{R_T} \quad ; \quad R_T = \frac{R_1 + R_1 \times (R_2 + 1/sc)}{R_1 + (R_2 + 1/sc)}$$

$$R_T = R_1 + \frac{sCR_1R_2 + R_1}{sCR_1 + sCR_2 + 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้ภายในเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1}{sCR_1 + sCR_2 + 1} \\
 R_T &= \frac{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1}{sCR_1 + sCR_2 + 1} \\
 I_1 &= \frac{V_1}{R_T} \\
 I_1 &= \frac{V_1(sCR_1 + sCR_2 + 1)}{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1}
 \end{aligned}$$

แทน I_1 ลงใน (3.4.17)

$$\begin{aligned}
 V_y &= I_1 R_1 \\
 &= \frac{V_1(sCR_1^2 + sCR_2R_1 + R_1)}{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1}
 \end{aligned}$$

แทน V_y ลงใน (3.4.16)

$$\begin{aligned}
 V_x &= V_1 - V_y \\
 &= \frac{V_1(sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1) - V_1(sCR_1^2 + sCR_2R_1 + R_1)}{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1} \\
 &= \frac{V_1(sCR_1R_2 + R_1)}{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1} \\
 &= \frac{V_1(sCR_1R_2 + R_1)}{sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1} \\
 &= \frac{-V_1(sCR_1R_2 + R_1)}{sCR_1^3 + 2sCR_1^2R_2 + 2R_1^2} \\
 \frac{I_2}{V_1} &= \frac{-(sCR_1R_2 + R_1)}{sCR_1^3 + 2sCR_1^2R_2 + 2R_1^2} \\
 \frac{I_2}{V_1} &= \frac{-R_1(sCR_2 + 1)}{R_1(sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1)} \\
 &= \frac{-(sCR_2 + 1)}{R_1(sCR_1^2 + 2sCR_1R_2 + 2R_1)}
 \end{aligned}$$

เมื่อ

$$T_3 = R_2 C$$

$$T_2 = \left(R_2 + \frac{R_1}{2}\right) C$$

จะได้

$$\frac{I_2}{V_1} = \frac{-(1 + sT_3)}{2R_1(1 + sT_2)} \quad (3.4.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

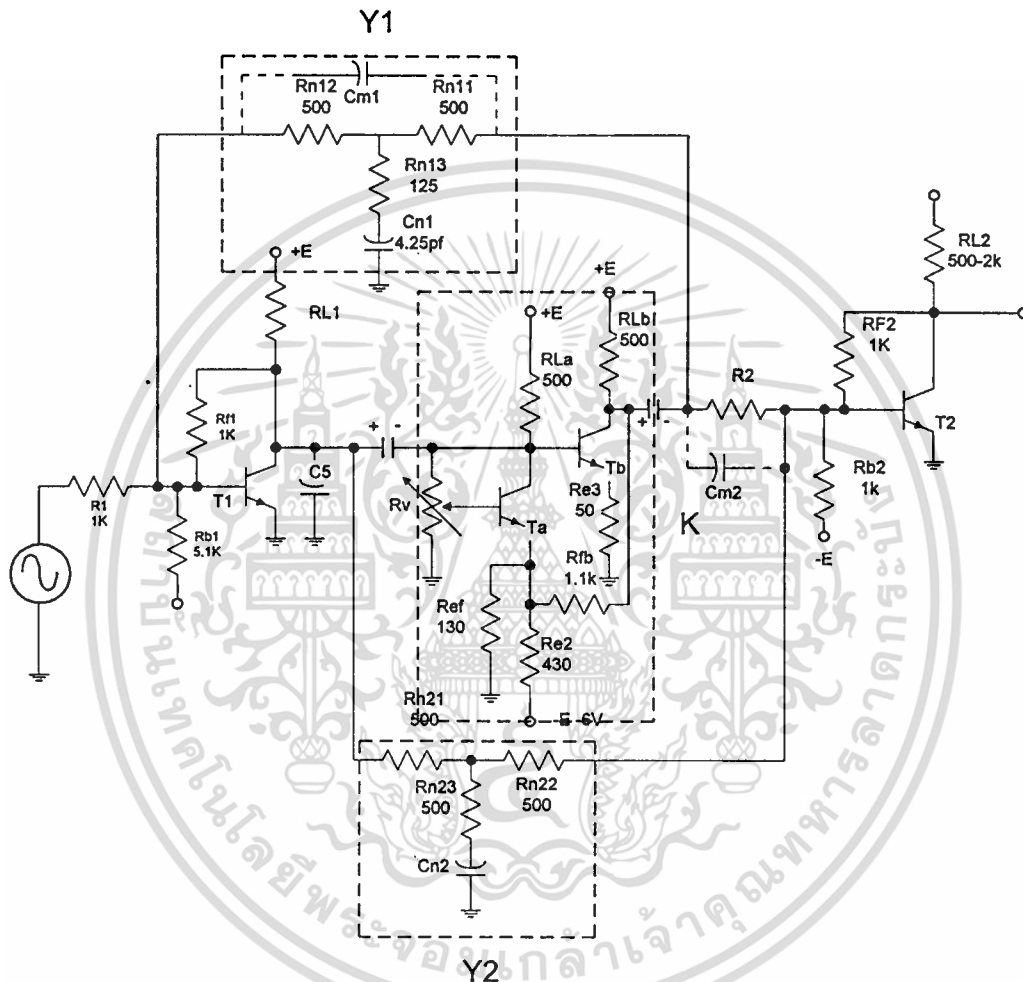
การจำลองการทำงานของวงจร โดยการใช้โปรแกรม PSPICE

ในบทนี้เป็นการทดสอบวงจร หลังจากที่ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรที่จะใช้งานแล้ว ว่าผลที่ได้จากการคำนวณจะเป็นไปตามทฤษฎี หรือไม่ ซึ่งการทดลองของเราในขั้นตอนนี้เราจะยังไม่ประกอบวงจรทดลองในห้องทดลอง แต่เราจะทำการทดลอง จำลองการทำงานของวงจร โดยการใช้โปรแกรม Pspice for Windows ก่อน

โปรแกรม Pspice เป็นโปรแกรมช่วยในการทดสอบวงจรที่เราออกแบบ ก่อนที่เราจะนำไปสร้างวงจรจริงๆ Pspice ไม่ได้เป็นโปรแกรมออกแบบวงจร แต่มันเป็นเพียงโปรแกรมตรวจสอบความถูกต้องของการออกแบบ เมื่อเราได้ทำการออกแบบ คำนวณวงจรเสร็จแล้ว เราจะใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลองการทำงานของวงจรซึ่งถ้าเรากำหนดได้ถูกต้อง ผลการจำลอง ก็จะได้ตามที่เราคือต้องการ ถ้าผลจากการคำนวณของเรา สัมพันธ์กับผลที่ได้จากการจำลอง มันก็จะเป็นการยืนยันได้ว่าการออกแบบของเราจะทำงานได้จริงๆ ในการทดลองในห้องทดลอง ถ้าการจำลองของโปรแกรม Pspice ไม่สัมพันธ์ถูกต้องตรงกับการออกแบบของเรา ก็แสดงว่า การออกแบบของเรา หรือ ไม่ก็การจำลองการทำงาน ของเราเกิดความผิดพลาดขึ้น ซึ่งเราจะต้องมาทำการตรวจสอบการออกแบบของเราอีกครั้งหนึ่ง แล้วก็ทำการจำลองหาข้อผิดพลาด ถ้าผลจากการคำนวณของเรา ไม่ตรงตามผลจากการจำลอง ก็จะเป็นการยืนยันได้ว่า วงจรของเราจะไม่ทำงาน ในการทดลองในห้องทดลอง ซึ่งมันเป็นการสะดวกและรวดเร็วกว่า ในการที่เราจะหาข้อผิดพลาดของวงจรโดยการใช้การจำลอง แทนที่จะไปหาจุดผิดพลาดในห้องทดลอง เพราะว่าการจำลอง ไม่ต้องสร้างวงจรจริงๆ และส่วนต่างๆของวงจรก็เปลี่ยนแปลงได้ง่ายกว่า

4.1 การทดลองจำลองการทำงาน

วงจรที่เราใช้ในการทดลอง จำลองการทำงาน หลังจากที่ได้ออกแบบแล้วในบทที่ 3 แสดงได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง

1. การทดลองจะทำการแยกวงจรในแต่ละภาคของวงจรรวมมาทำการทำการจำลองการทำงาน หาผลการตอบสนองทางแอมพลิจูด และความถี่ ของวงจรในแต่ละส่วนก่อนว่าให้ผลการตอบสนองตรงตามทฤษฎีหรือไม่

ซึ่งวงจรวารีเอเบิล อีควอไลเซอร์ จะประกอบไปด้วยภาคต่างๆ คือ ภาครวมสัญญาณ ภาคปรับอัตราขยาย และภาคป้อนกลับ และภาคป้อนนำหน้าที่มี Shaping Network 2 ส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 ทดลองหาการตอบสนองทางแอมพลิจูด และความถี่ของวงจรในส่วนที่เป็นวงจร Adder



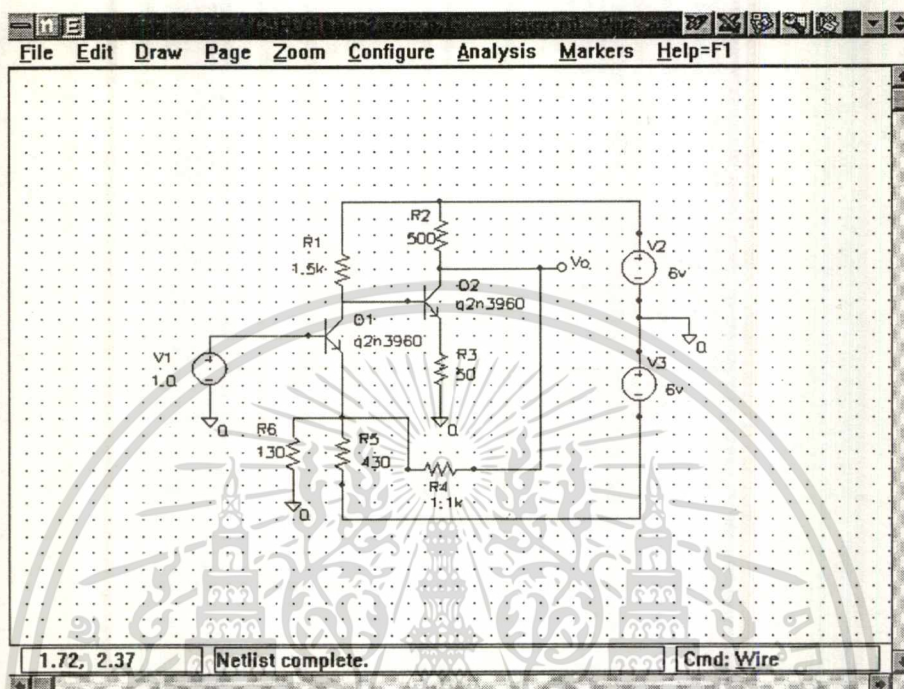
ก. แสดงวงจร Adder ที่ใช้ในการทดลองใน pspice

ข. แสดงผลการตอบสนองทางแอมพลิจูด ต่อความถี่ของวงจร

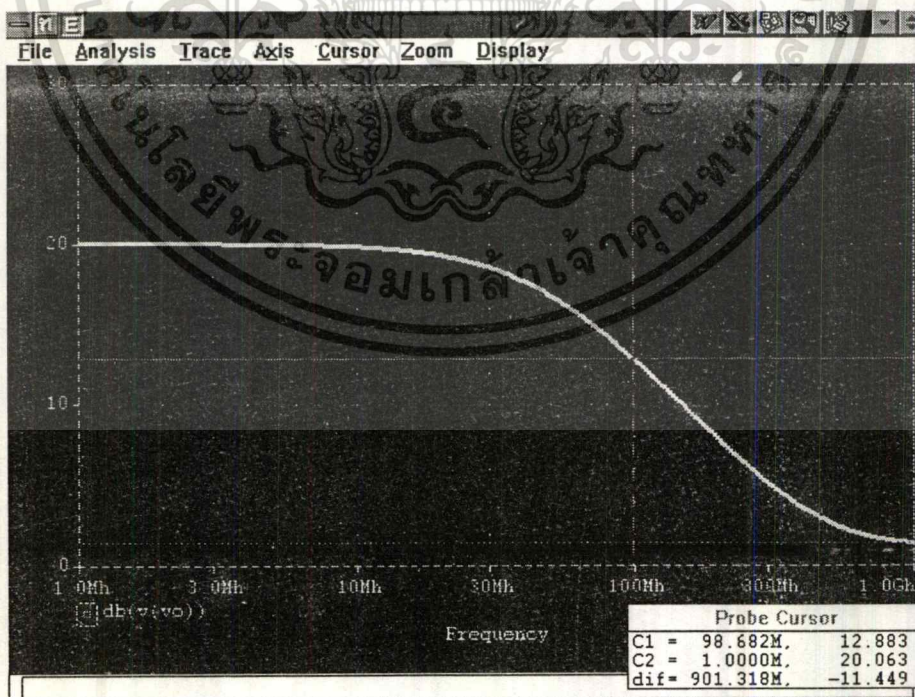
รูปที่ 4.1.2 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง และผลการตอบสนองที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ทดลองหาการตอบสนองของวงจรในส่วนที่เป็นวงจรถ่ายสัญญาณ



ก. แสดงวงจรถ่ายสัญญาณที่ใช้ในการทดลองใน Pspice

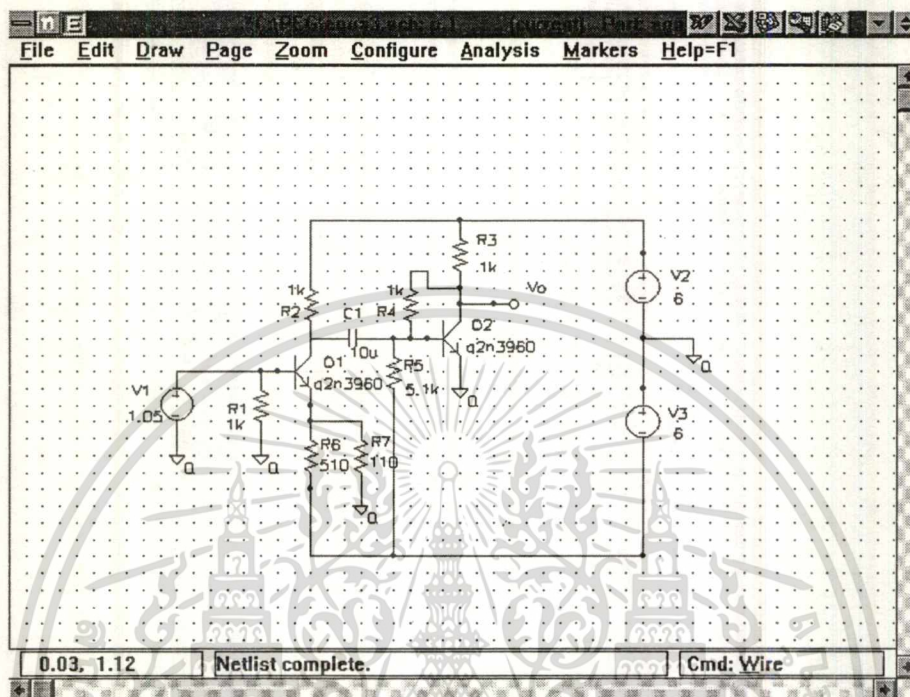


ข. แสดงผลการตอบสนองทางแอมพลิจูด ต่อความถี่ของวงจร

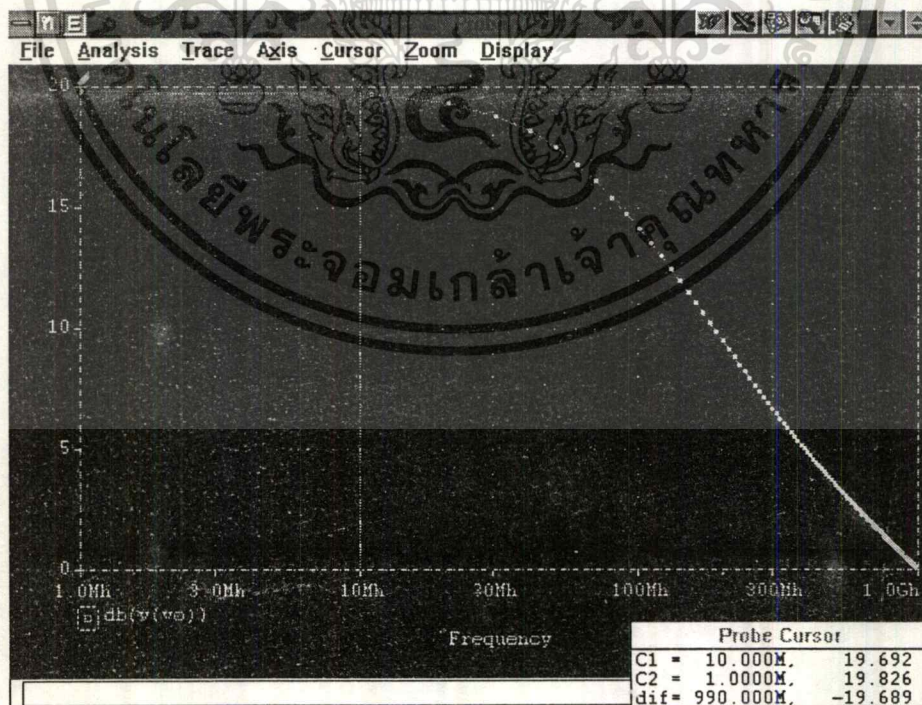
รูปที่ 4.1.3 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง และผลการตอบสนองที่ได้จากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ทดลองหาผลการตอบสนองของวงจรในส่วนที่ 3



ก. แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองใน Pspice



ข. แสดงผลการตอบสนองทางขนาดและแอมพลิจูด

รูปที่ 4.1.4 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง และผลการตอบสนองทางแอมพลิจูด

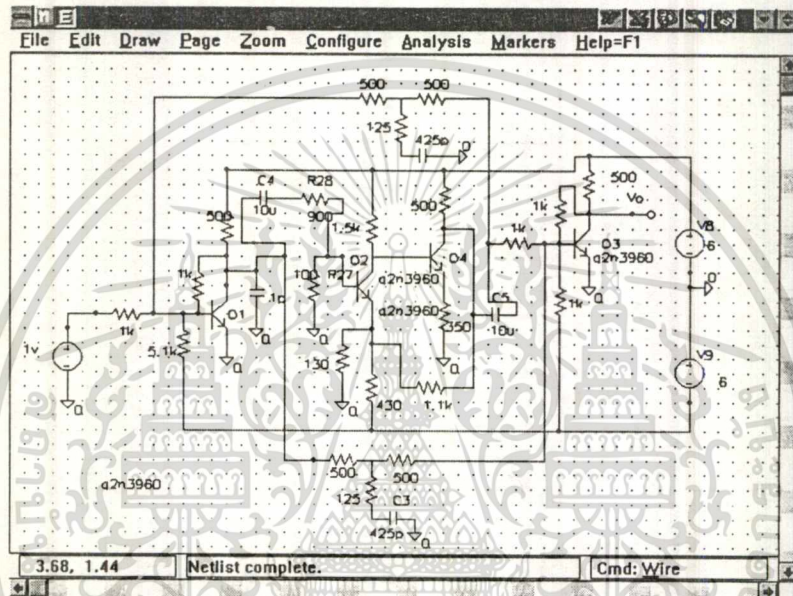
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการทดลอง จำลองการทำงานของวงรวมทั้งหมด เพื่อหาผลการตอบสนองทางแอมพลิจูด และความถี่

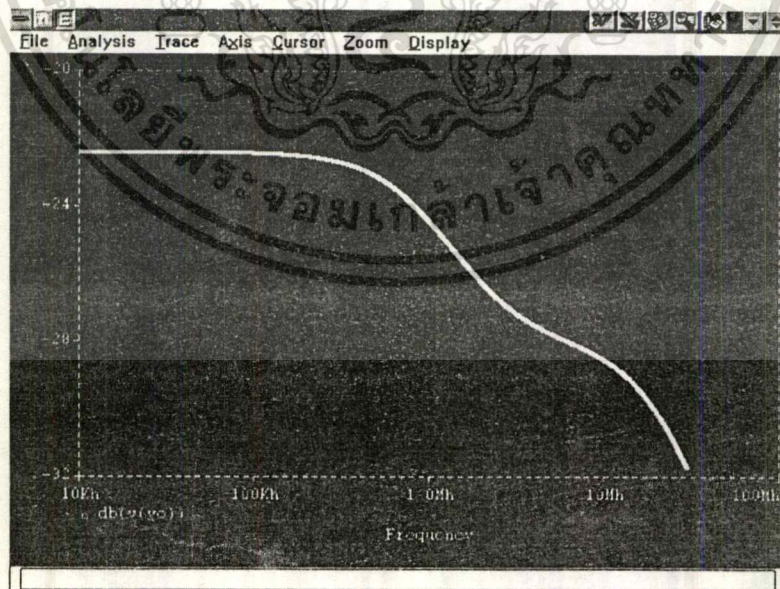
จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3

$$\text{เมื่อ } X = ak, \quad k = Rv2/(Rv1+Rv2), \quad a = \sqrt{(Rf1/R2)}$$

- 2.1 ทดลองโดยให้ $a = 1$ ในที่นี้จะได้ $Rf1 = 1k, R2 = 1k$ ทดลองโดยการปรับเปลี่ยนค่า Rv เพื่อให้ได้ X ตามค่าที่ต้องการ ทดสอบหาการตอบสนอง



ก. วงจรของวาริเอเบิลควอไลเซอร์ที่ใช้ทดลองใน Pspice

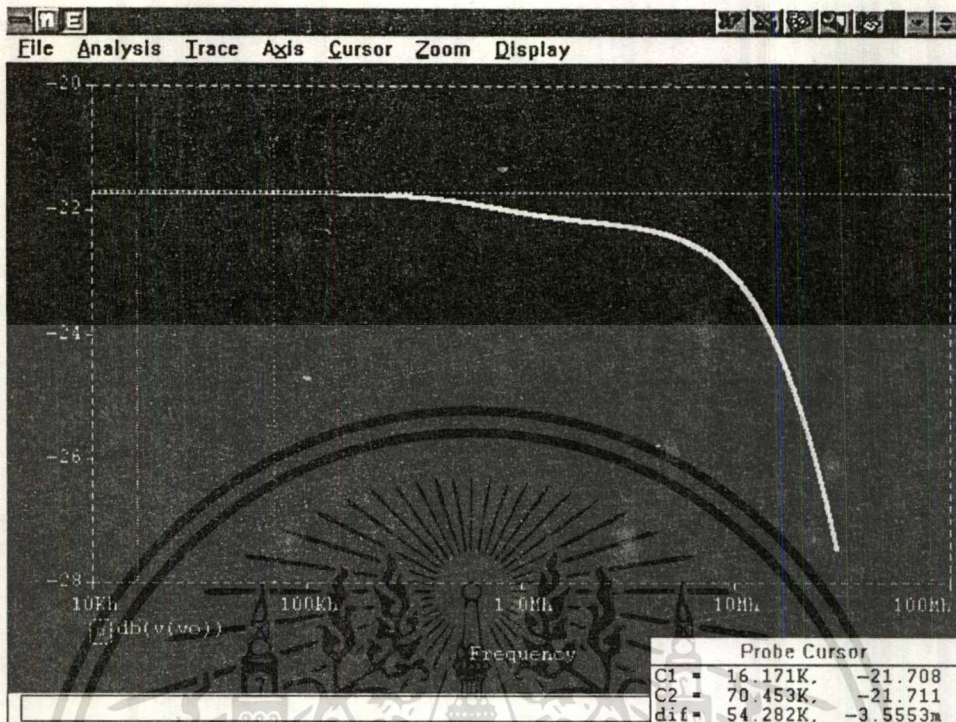


ข. ผลการตอบสนอง เมื่อให้ $a = 1, X = 1/10$

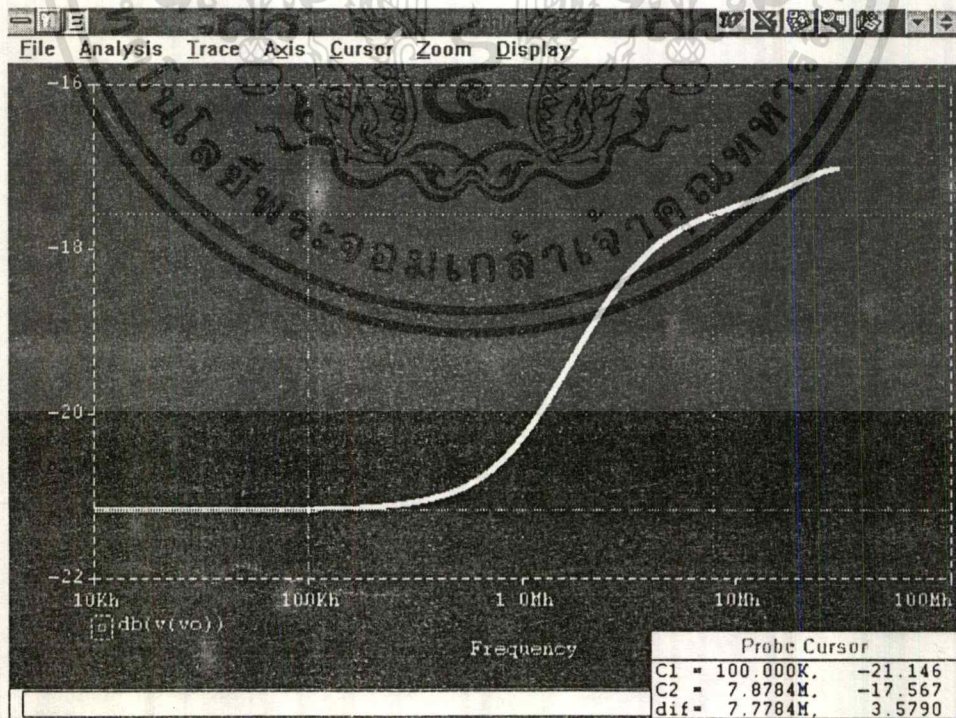
รูปที่ 4.1.5 ก. แสดงวงจรที่ใช้ทดลองในโปรแกรม Pspice

ข. แสดงผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนด $a=1, x=1/10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกมัดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

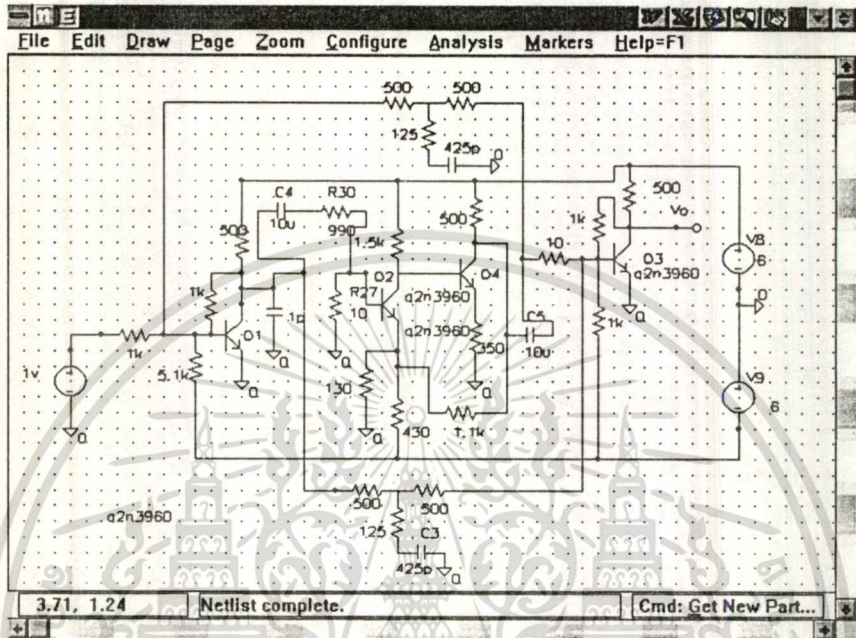


รูปที่ 4.1.6 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 1$, $X = 1/3$

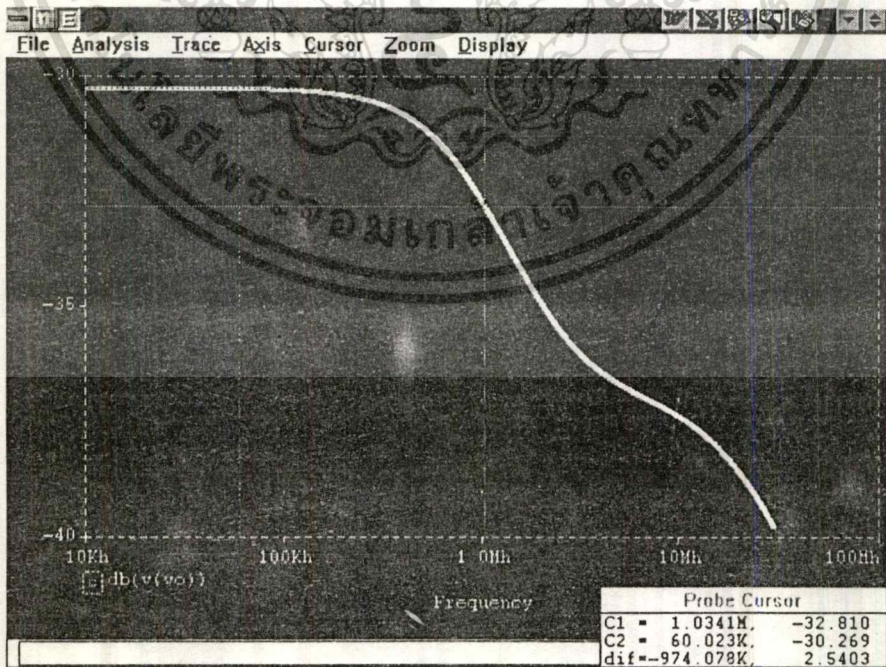


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 4.1.7 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 1$, $X = 1$ ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทดลองโดยเปลี่ยนให้ $a = 10$ ในที่นี้จะได้ $Rf1 = 1k, R2 = 10$ ทดลองโดยการปรับเปลี่ยนค่า Rv เพื่อให้ได้ X ตามค่าที่ต้องการ ทดสอบหาการตอบสนอง

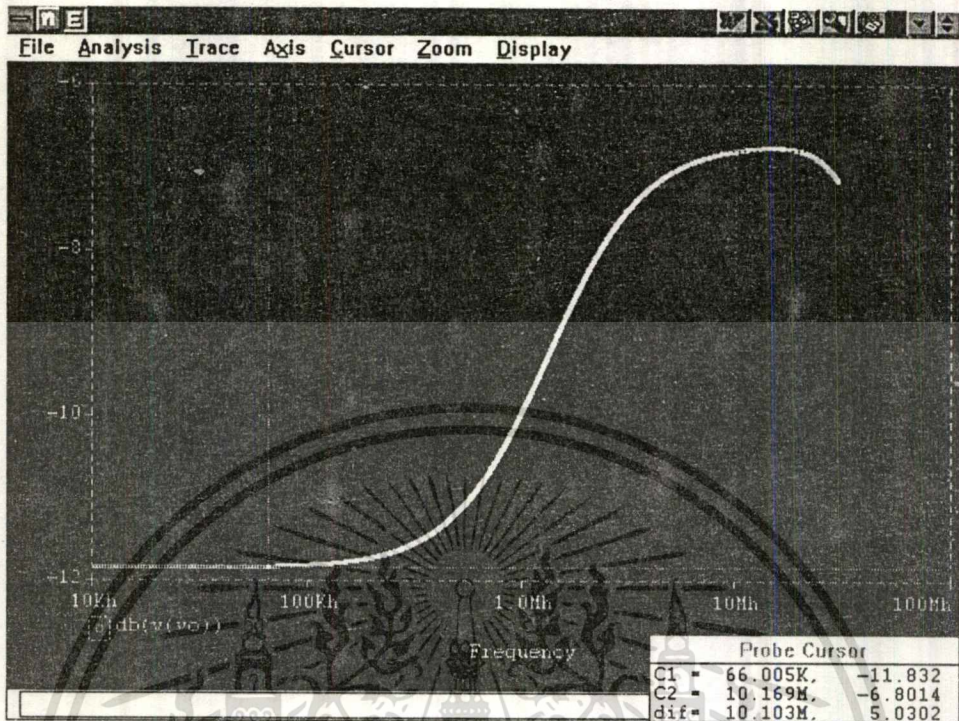


รูปที่ 4.1.8 แสดงวงจรที่ใช้ทดลองในโปรแกรม Pspice

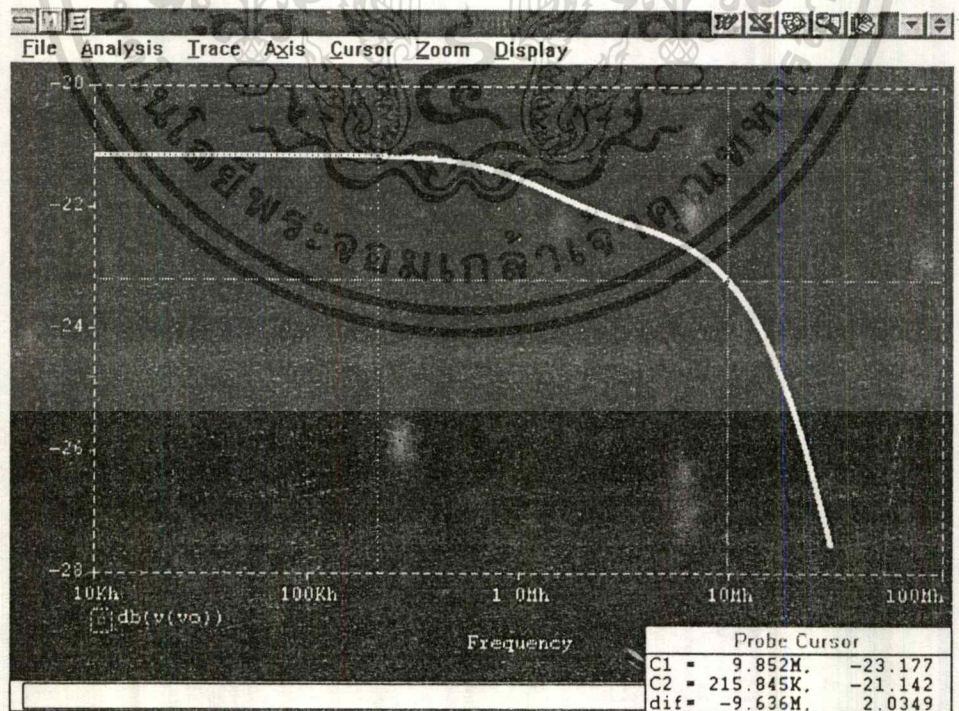


รูปที่ 4.1.9 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 10, X = 1/10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

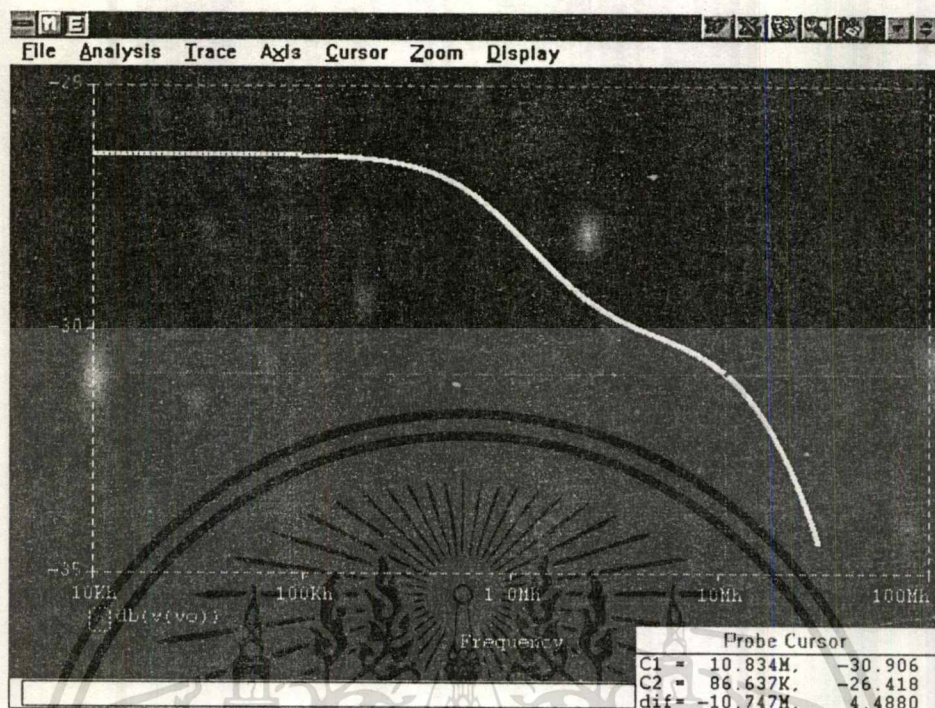


รูปที่ 4.1.10 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 10$, $X = 10$

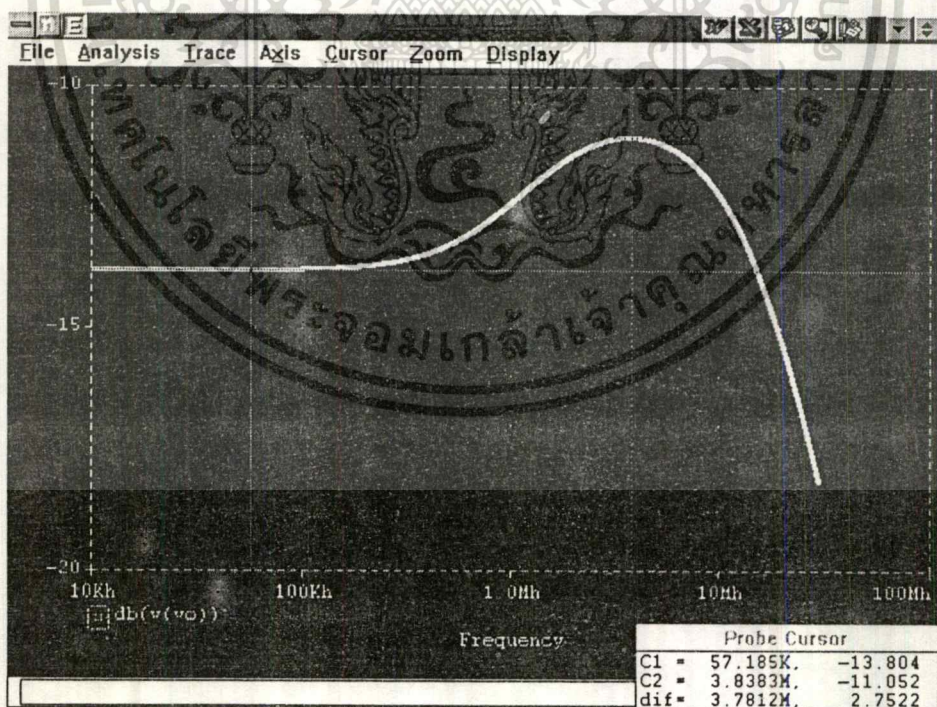


รูปที่ 4.1.11 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 10$, $X = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

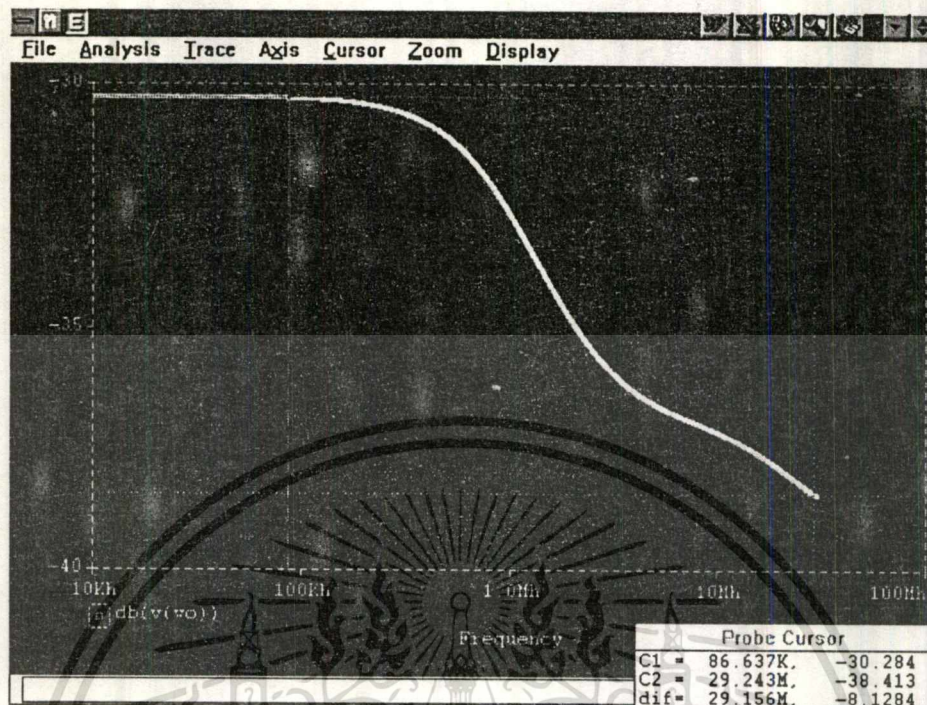


รูปที่ 4.1.12 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 10$, $X = 1/3$



รูปที่ 4.1.13 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 10$, $X = 3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.16 ผลการตอบสนองทางขนาดเมื่อกำหนดให้ $a = 1$, $X = 10$ โดยเมื่อมีการต่อ $Cc1$, $Cc2$

4.2 สรุปผลการจำลองการทำงาน

จากการทดลองทำการจำลองการทำงาน หากการตอบสนองทางแอมพลิจูดและความถี่ของวงจรแล้วนั้น จะเห็นได้ว่าเราสามารถที่จะปรับค่าคุณลักษณะของการตอบสนองได้ โดยการปรับตัวต้านทาน R_v ให้เปลี่ยนแปลงไปตาม X ที่เราต้องการ

ในการชดเชยความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจาก Bandlimitaion ของวงจร เมื่อมีการ ใช้เทคนิคคือการต่อ $Cc1$, $Cc2$ เข้าในวงจร จะเห็นได้ว่าความผิดเพี้ยน ที่เกิดขึ้นสามารถลดลงไปได้ระดับหนึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับ การไม่ต่อ $Cc1$, $Cc2$

แต่ในการจำลองการทำงานของวงจรโดยการใช้โปรแกรม Pspice นี้ ก็ยังมีข้อจำกัดอยู่ในบางประการคือ ในการปรับเปลี่ยนค่า X ของวงจรซึ่งก็คือการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ (R_v) ในวงจรเพื่อให้ได้อัตราการขยายตามที่ต้องการนั้น ไม่สามารถที่จะปรับเปลี่ยนโดยการปรับไปเรื่อยๆ แล้วให้ผลการตอบสนองตอบสนองแบบทันทีได้ เมื่อมีการปรับเปลี่ยน จะต้องทำการ RUN โปรแกรมใหม่ทุกครั้งเพื่อดูผลการตอบสนอง ซึ่งมีผลทำให้ผลการตอบสนองที่ได้จะได้ออกมาในลักษณะเป็นแบบกำหนดค่า X คร่าวๆ ยังไม่สามารถที่จะดูผลการตอบสนองแบบต่อเนื่องได้

ซึ่งผลจากการจำลองการทำงาน ที่ได้นี้เป็นการทดสอบทางซอฟต์แวร์ ว่าวงจรที่เราจะนำไปใช้งาน ออกแบบได้ถูกต้องหรือไม่เป็นการยืนยันได้ว่าวงจรของเราสามารถนำไปใช้งาน ทดลองต่อวงจรจริงต่อไปได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

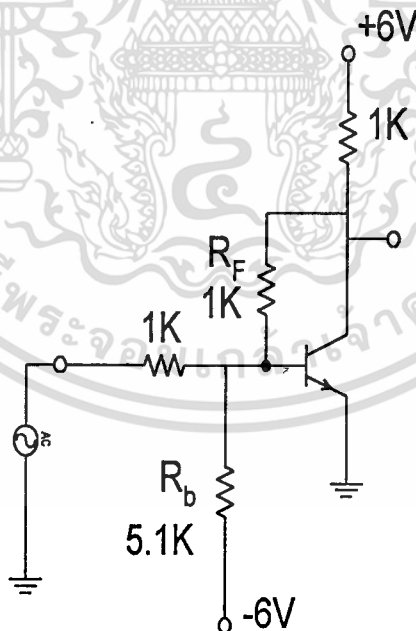
บทที่ 5

การทดลองและการทดสอบ

ในบทนี้จะนำวงจรที่ได้จากการออกแบบมาทำการทดลอง และทำการทดสอบการแก้ความผิดเพี้ยนด้วยสัญญาณมีอดดูเลข ไซน์กำลังสอง ซึ่งส่วนของการทดลองของวงจร แอ็คทีฟ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์ จะแบ่งการทดลองออกเป็น 2 ช่วง โดยทำการวัดสัญญาณของแต่ละวงจรและทำการทดลองวงจรรวม แล้วนำผลการทดลองทั้ง 2 นี้ทำการพล็อตค่า ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ เพื่อที่จะเปรียบเทียบผลการทดลองจริงที่ได้กับผลของการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice ในบทที่แล้ว ในส่วนของการทดสอบจะใช้สัญญาณมีอดดูเลข ไซน์กำลังสองที่ระดับความถี่ต่างๆ มาทำการทดสอบ

5.1 การทดลองวัดสัญญาณของวงจรแต่ละภาค

5.1.1 วงจรทรานซิสเตอร์แบบป้อนกลับ



รูปที่ 5.1.1 วงจรทรานซิสเตอร์แบบป้อนกลับ

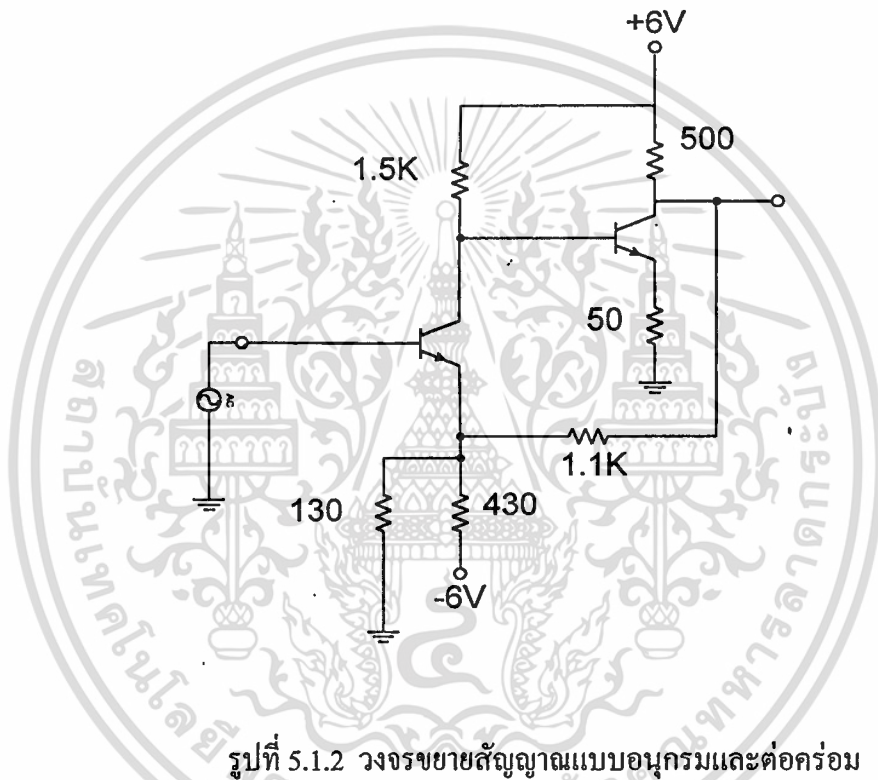
-ประกอบวงจรตามรูปที่ 5.1.1 โดยใช้ค่า $R_F = 1\text{ K}\Omega$ $R_b = 5.1\text{ K}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่อง Video Sweep Generator ที่ความถี่ ตั้งแต่ 100KHz ถึง 30 MHz

-ทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตด้วยออสซิลโลสโคป แล้วบันทึกผลที่ได้ลงในตารางที่ 5.3.1

5.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบอนุกรม และต่อคร่อม



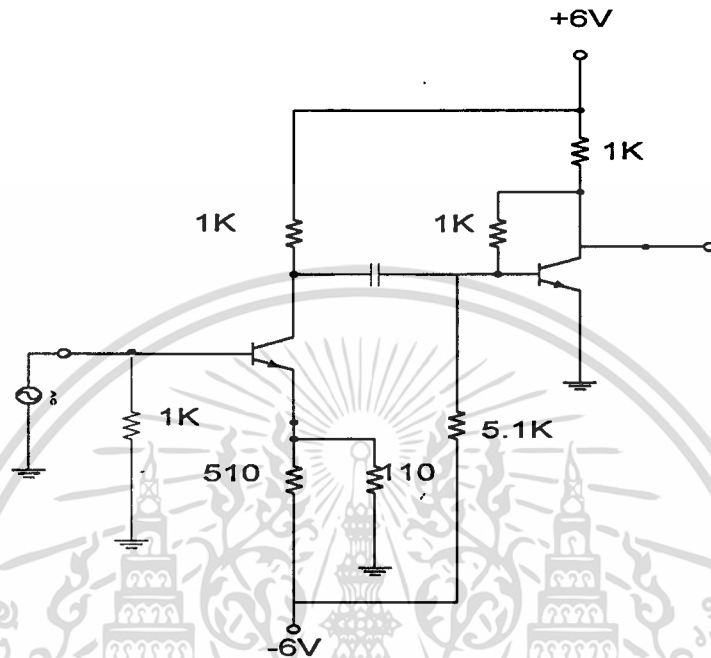
รูปที่ 5.1.2 วงจรขยายสัญญาณแบบอนุกรมและต่อคร่อม

-ประกอบวงจรตามรูปที่ 5.1.2

-ป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่อง Video Sweep Generator ที่ความถี่ ตั้งแต่ 100KHz ถึง 30 MHz

-ทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตด้วยออสซิลโลสโคป แล้วบันทึกผลที่ได้ลงในตารางที่ 5.3.2

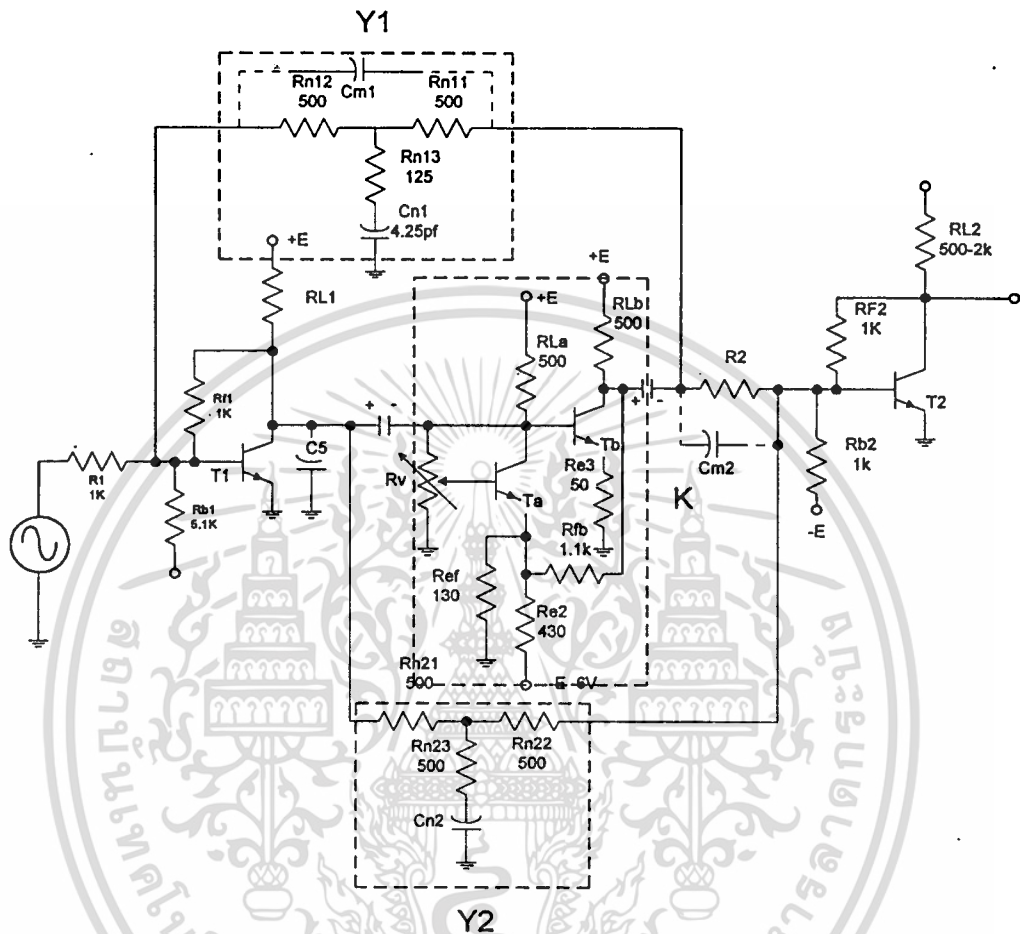
5.1.3 วงจรขยายทรานซิสเตอร์ป้อนกลับแบบอนุกรม



รูปที่ 5.1.3 วงจรขยายทรานซิสเตอร์ป้อนกลับแบบอนุกรม

- ประกอบวงจรตามรูปที่ 5.1.3
- ป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่อง Video Sweep Generator ที่ความถี่ ตั้งแต่ 100KHz ถึง 30 MHz
- ทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตด้วยออสซิลโลสโคป แล้วบันทึกผลที่ได้ลงในตารางที่ 5.3.3

5.2 การทดลองวัดสัญญาณของวงจรแอมป์ฟาริเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์



รูปที่ 5.2.1 วงจรแอมป์ฟาริเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์

- ประกอบวงจรตามรูปที่ 5.2 .1
- ป้อนสัญญาณอินพุท จากเครื่อง Video Sweep Generator ที่ความถี่ ตั้งแต่ 100KHz ถึง 30 MHz
- ทำการปรับค่า ความต้านทานปรับค่าได้
- ทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุทแล้วบันทึกผลการวัดสัญญาณที่ได้จากการวัดทางออสซิลโลสโคป ลงใน ตารางที่ 5.3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการทดลอง

Frequency (MHz)	VI(volt)	VO(volt)	Gain(dB)
0.1	0.5	0.46	-0.72
0.5	0.5	0.46	-0.72
1	0.49	0.45	-0.73
2	0.49	0.44	-1.13
3	0.48	0.42	-1.159
4.43	0.48	0.41	-1.369
10	0.42	0.35	-1.583
15	0.34	0.28	-1.68
20	0.32	0.26	-1.803
30	0.26	0.22	-1.855

ตารางที่ 5.3.1 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.1

Frequency (MHz)	VI(volt)	VO(volt)	Gain(dB)
0.1	0.5	4.2	18.48
0.5	0.5	4.2	18.48
1	0.49	4.1	18.45
2	0.49	3.4	16.82
3	0.48	3.2	16.47
4.43	0.48	3.1	16.20
10	0.42	2.7	16.16
15	0.34	2.1	15.81
20	0.32	2.0	15.91
30	0.26	1.6	15.78

ตารางที่ 5.3.2 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

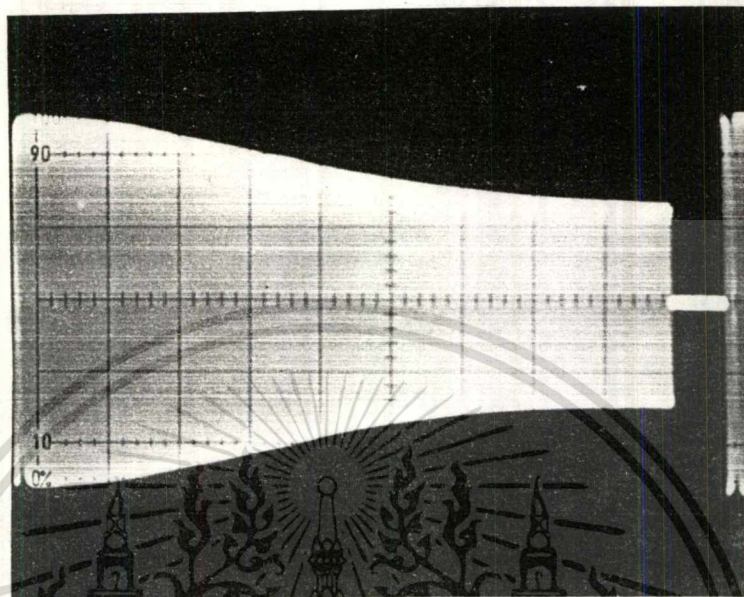
Frequency (MHz)	VI(volt)	VO(volt)	Gain(dB)
0.1	0.5	3.8	17.61
0.5	0.5	3.8	17.61
1	0.49	3.8	17.79
2	0.49	4	18.23
3	0.48	4.5	19.43
4.43	0.48	4.5	19.43
10	0.42	2.5	15.49
15	0.34	2	15.39
20	0.32	1.5	13.97
30	0.26	1.2	12.64

ตารางที่ 5.3.3 บันทึกผลการทดลองที่ 5.1.3

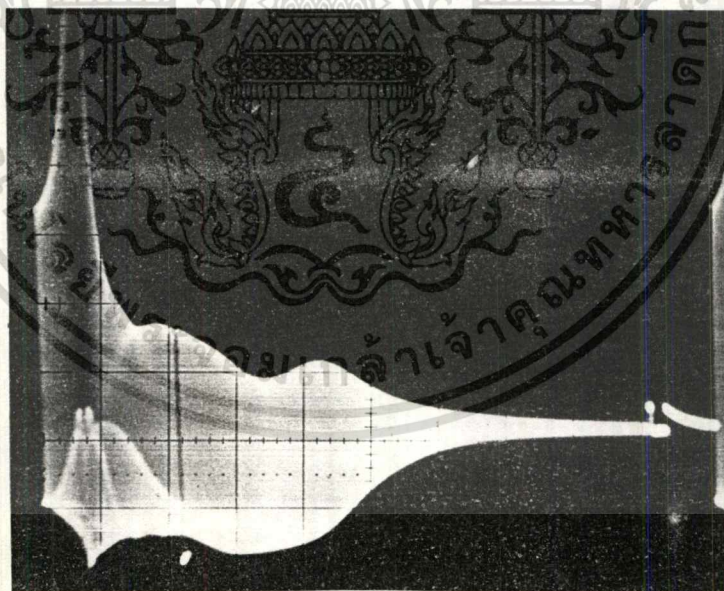
Frequency (MHz)	VI(volt)	VO(volt)	Gain(dB)
0.1	0.5	0.75	3.52
0.5	0.5	0.4	-1.93
1	0.49	0.3	-4.26
2	0.49	0.22	-6.95
3	0.48	0.21	-7.18
4.43	0.48	0.2	-7.60
10	0.42	0.16	-8.38
15	0.34	0.12	-9.04
20	0.32	0.1	-10.10
30	0.26	0.08	-10.23

ตารางที่ 5.3.4 บันทึกผลการทดลองที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. สัญญาณอินพุตจากเครื่อง Video Sweep Generator



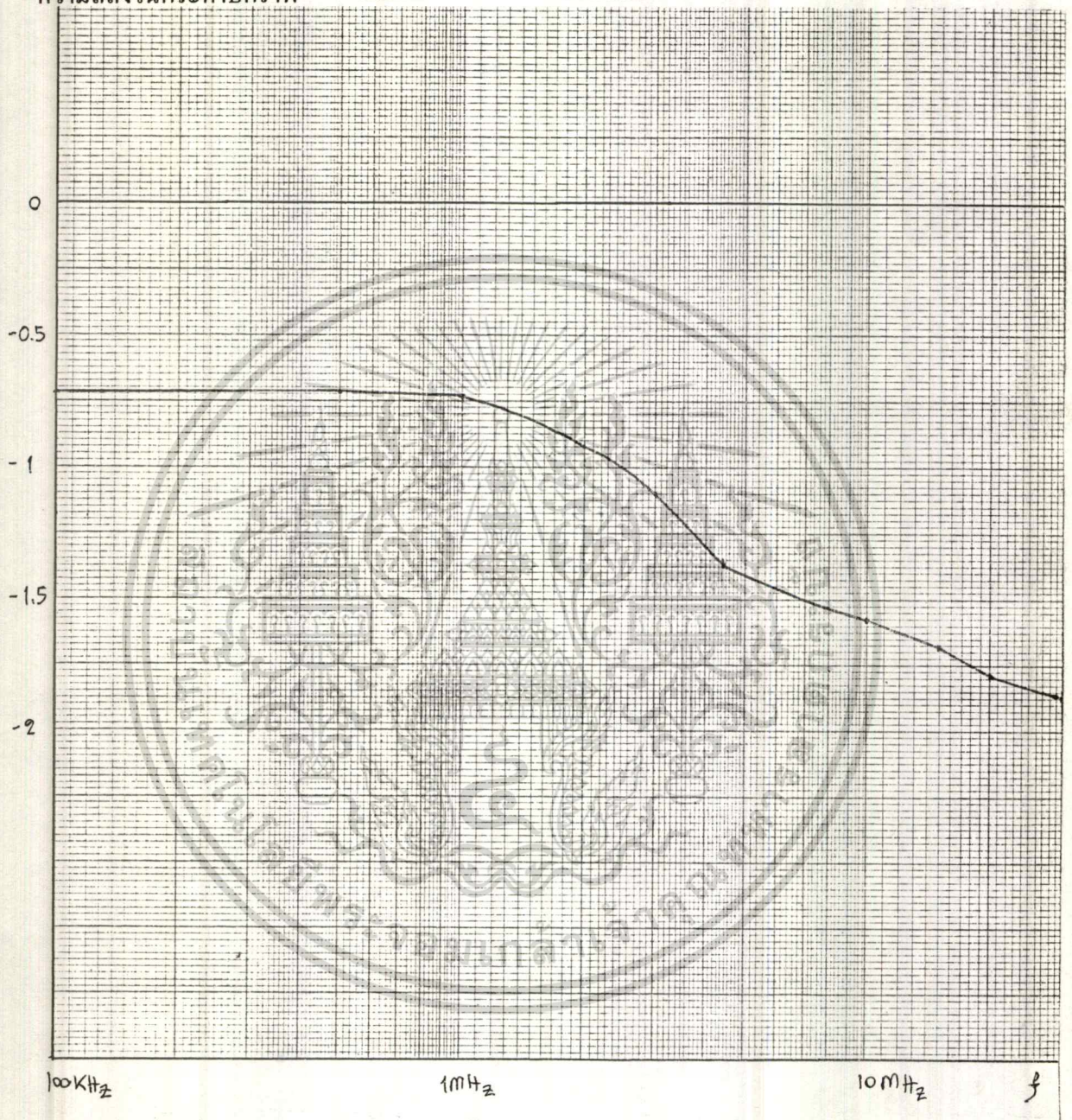
ข. แสดงผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ที่วัดได้จากเครื่องออสซิลโลสโคป

รูปที่ 5.3.1 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจรวารีเอเบิล อิกวอไลเซอร์

โดยการป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่อง Video Sweep Generator

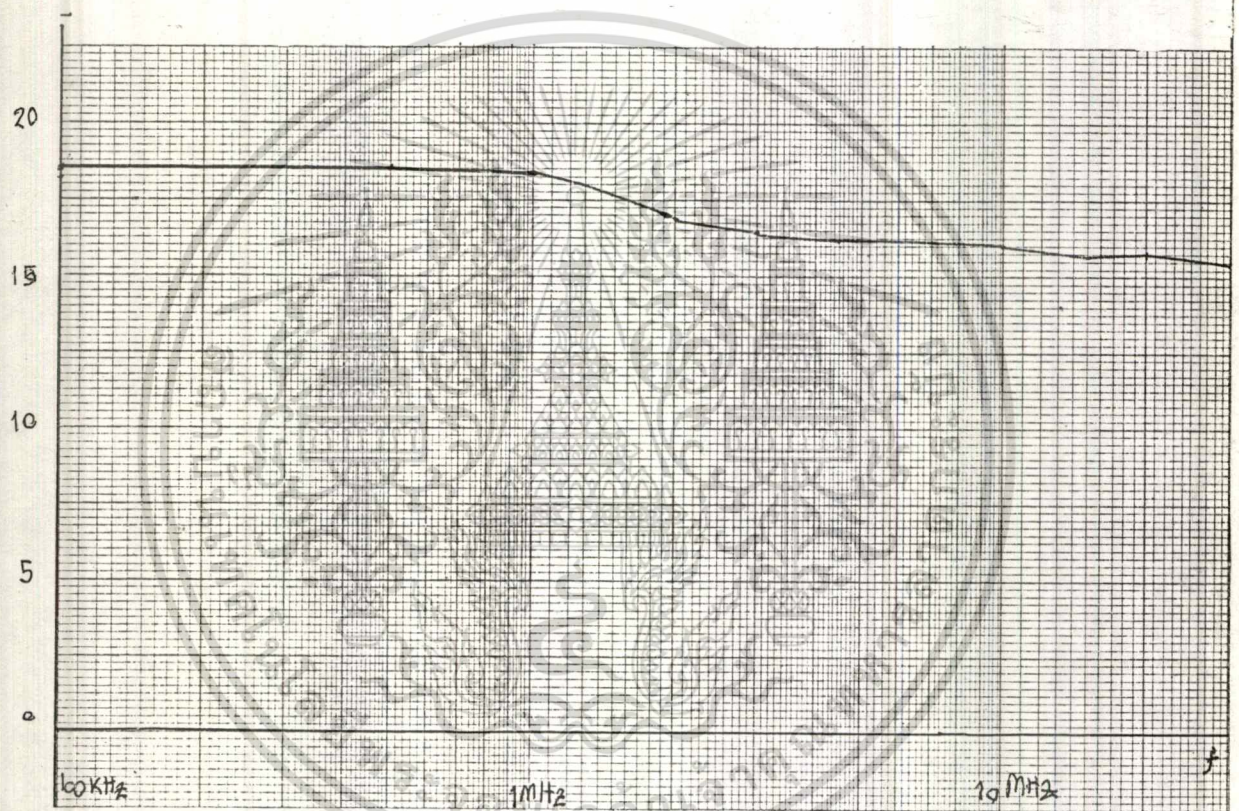
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำผลจากรายงานที่ผลการทดลองมาทำการพล็อตกราฟ ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ลงในกระดาษกราฟ



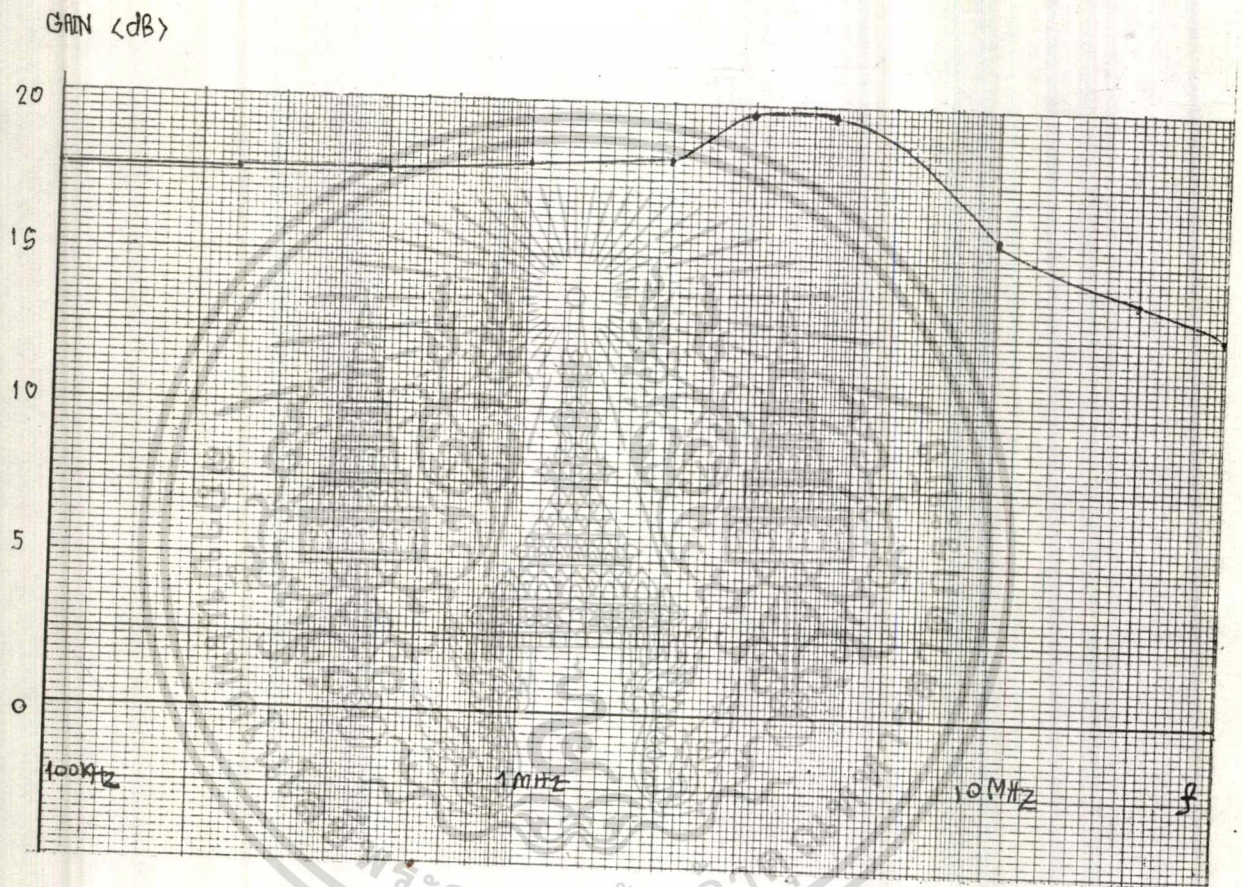
รูปที่ 5.3.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรรูปที่ 5.1.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3.3 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรรูปที่ 5.1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3.4 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรรูปที่ 5.1.3

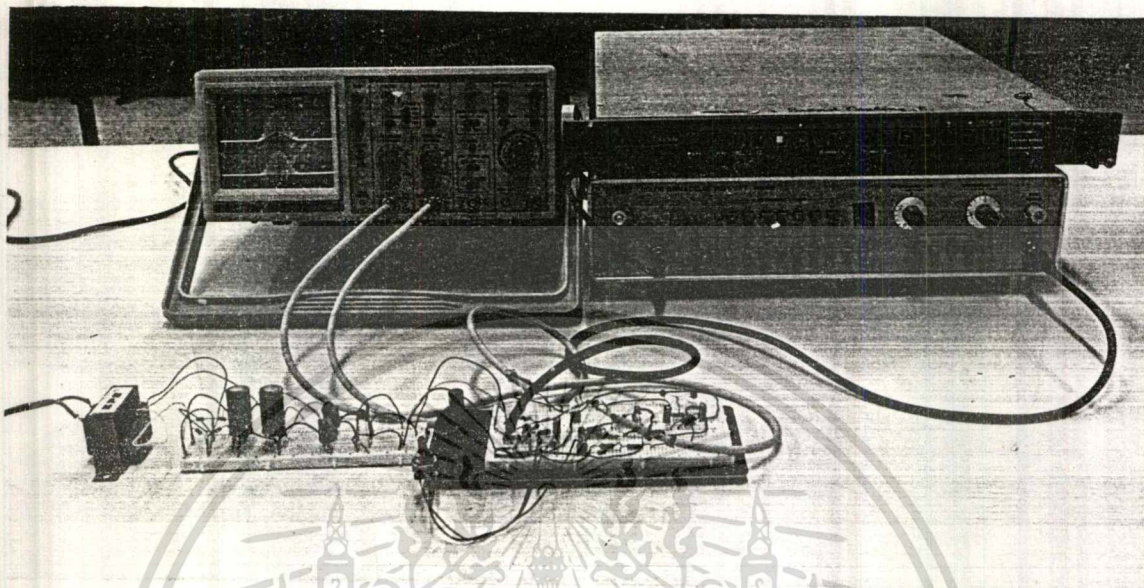
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3.5 กราฟแสดงผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ ของวงจรรูปที่ 5.2.1

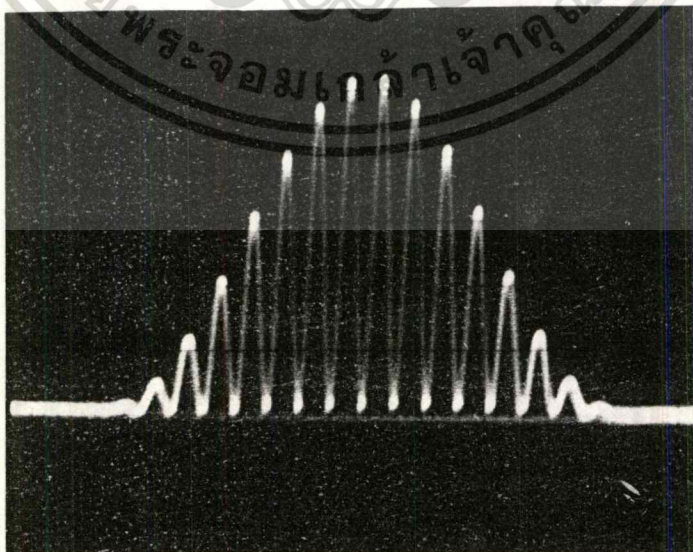
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การทดสอบวงจร ด้วยสัญญาณมอดดูเลท ไซน์กำลังสอง พัลส์



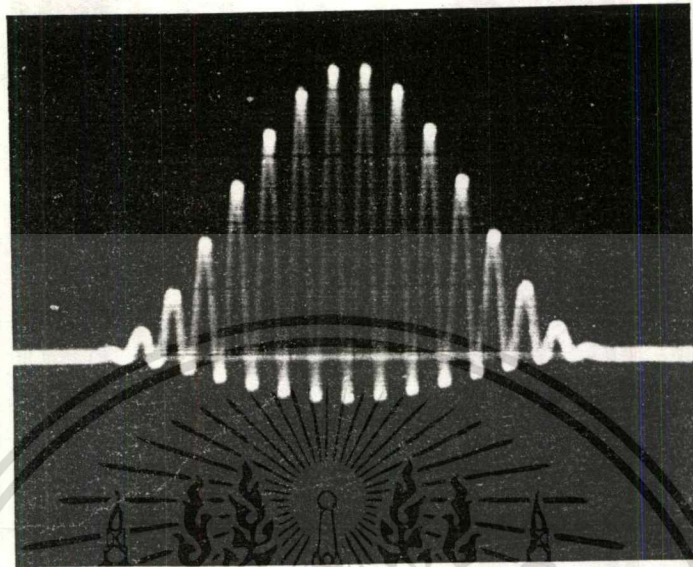
รูปที่ 5.4.1 รูปแ่งการทดลองต่อเข้ากับเครื่องมือการทดสอบ

- ทำการต่อวงจรเข้ากับเครื่องมือต่างๆ ดังรูปที่ 5.4.1
- เลือกรูปสัญญาณที่จะใช้ทดสอบจากเครื่อง Component Television Generator
- ป้อนสัญญาณมอดดูเลท ไซน์กำลังสอง พัลส์ จากเครื่อง Color Gain&Delay Test Set เข้าวงจร แอ็คทีฟ วาริเอเบิล โลว์ อิกวอไลเซอร์ โดยป้อนสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนทางขนาดที่ระดับ 0 dB ,3dB และ -3dB วัดสัญญาณรูปคลื่นที่ป้อนเข้าวงจร ด้วยออสซิลโลสโคป

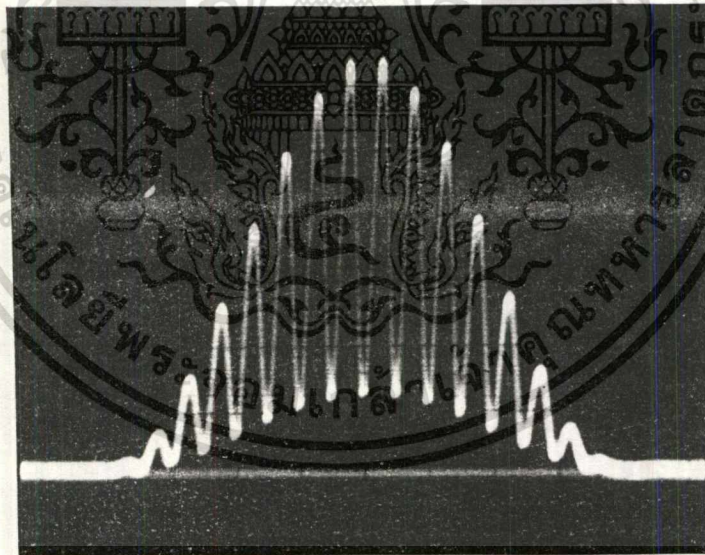


รูปที่ 5.4.2 แสดงผลของสัญญาณมอดดูเลท ไซน์กำลังสอง ที่ระดับ 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4.3 แสดงผลของสัญญาณมือคดดูเลทไซน์กำลังสอง ที่ระดับ 3 dB



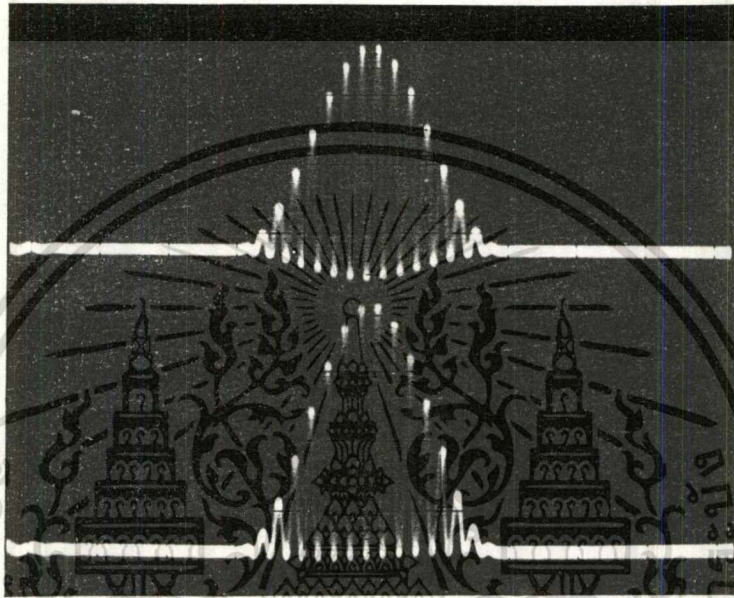
รูปที่ 5.4.4 แสดงผลของสัญญาณมือคดดูเลทไซน์กำลังสอง ที่ระดับ -3 dB

-ป้อนระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดที่ค่าระดับต่างๆ คือ 1 dB, 2 dB, 3 dB, -1 dB, -2 dB และ -3 dB ตามลำดับ โดยทำการปรับความต้านทานปรับค่าของวงจร เพื่อแก้ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณระดับต่างๆ

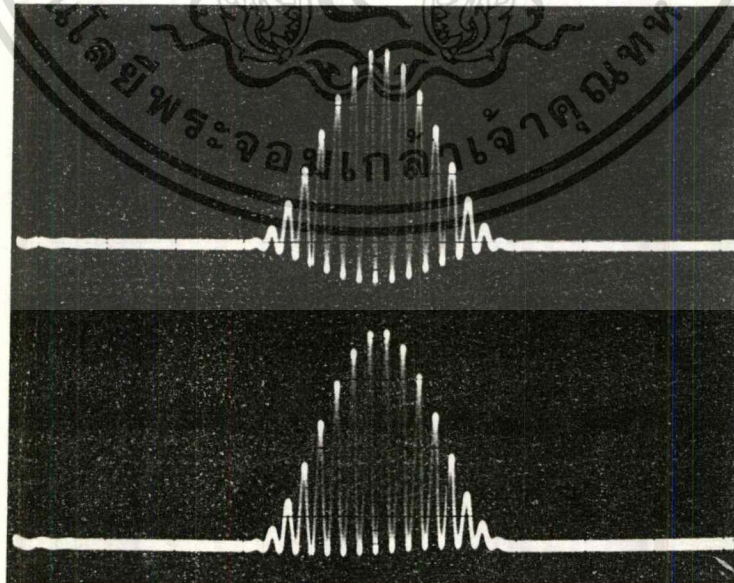
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-บันทึกผลสัญญาณรูปคลื่นที่ได้จากการปรับระดับความผิดเพี้ยน เปรียบเทียบกับสัญญาณผิดเพี้ยนที่ป้อนเข้ามาทางด้านอินพุทของวงจร ที่ความผิดเพี้ยนทางขนาดระดับ ต่างๆ

5.5 ผลที่ได้จากการทดสอบวงจร ด้วยสัญญาณมอดูเลท ไชน์กำลังสอง พัลซ์

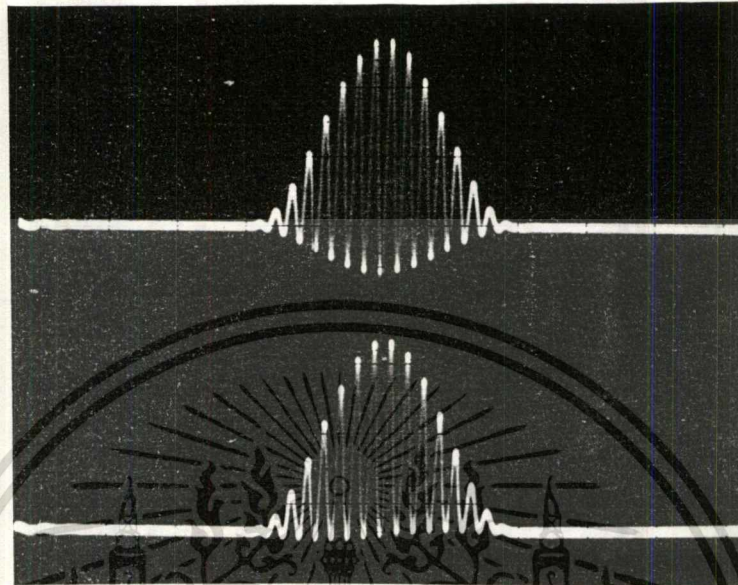


รูปที่ 5.5.1 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ 1 dB

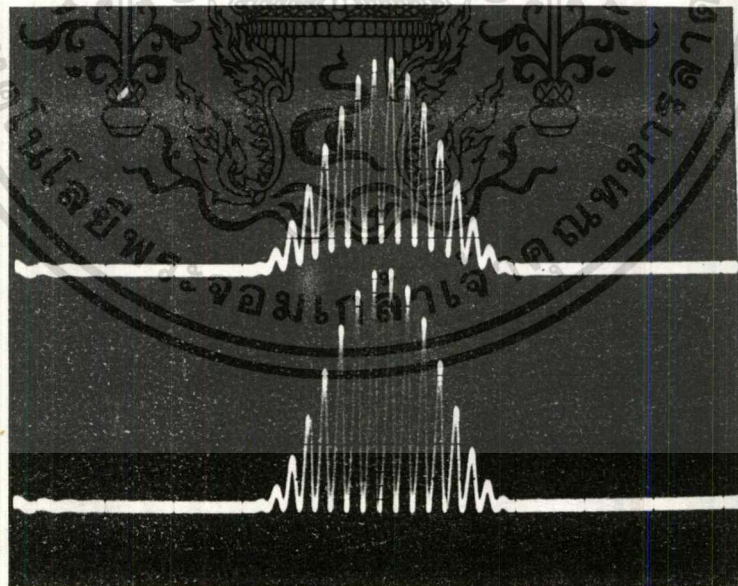


รูปที่ 5.5.2 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ 2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

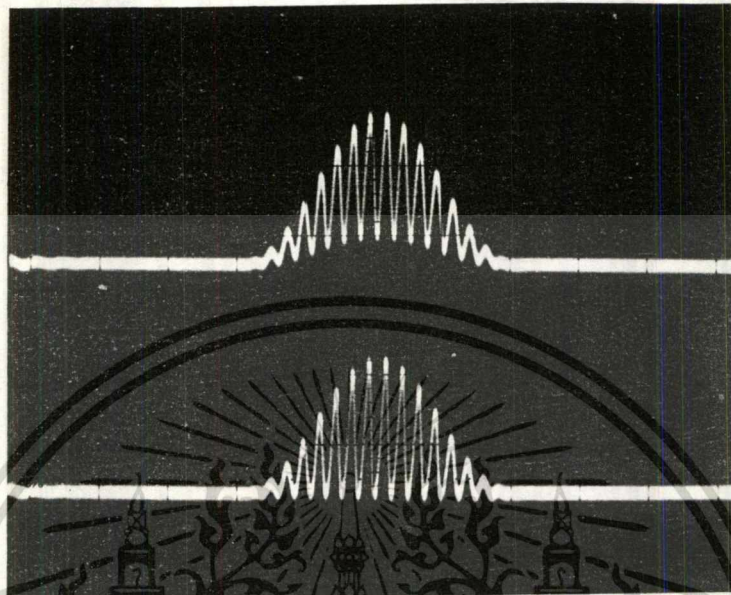


รูปที่ 5.5.3 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ 3 dB

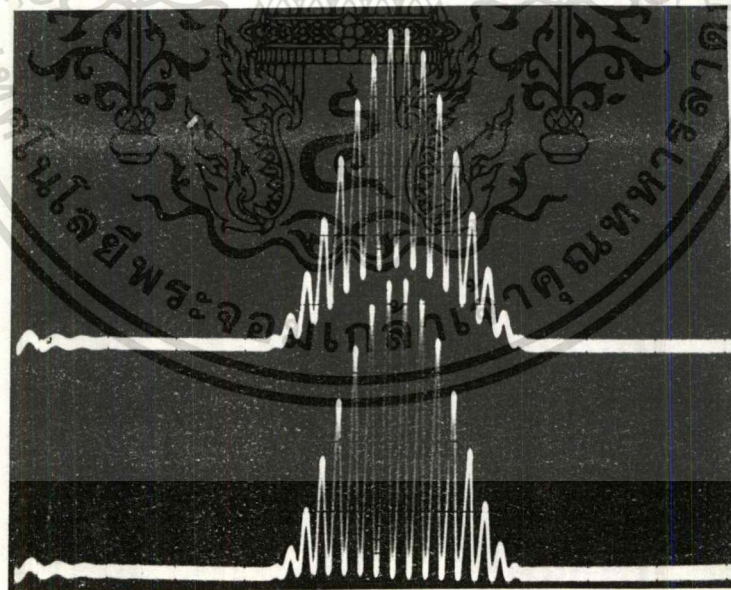


รูปที่ 5.5.4 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5.5 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ -2 dB



รูปที่ 5.5.6 แสดงผลการเปรียบเทียบระดับความผิดเพี้ยนทางขนาดของสัญญาณ ที่ระดับ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

วงจรถักที่ฟ วารีเอเบิล ไลน์ อีควอไลเซอร์ จะมีคุณลักษณะในการปรับเพื่อยกระดับหรือลดระดับสัญญาณความถี่ขึ้นทางขนาดที่ความถี่ 4.43 เมกกะเฮิร์ต ของสัญญาณซับแคเรียสในระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งวงจรมีขนาดเล็ก ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ และอุปกรณ์อาร์ซี เพียงไม่กี่ตัวโดยจะตัดอินคัลเตอร์ ออกไปจากวงจรมีการใช้ แชนเปลิ่งเน็ตเวิร์ค 2 เน็ตเวิร์ค เพื่อชดเชยความถี่ขึ้น วงจรนี้ไม่ ต้องการบัฟเฟอร์ แอมพลิไฟเออร์ และภาคปรับอัตราขยาย สามารถที่จะต่อแบบ คอมมอนกราวด์ได้

ในการทดลอง วัดผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของวงจร จะใกล้เคียงกับผลจากการจำลองการทำงานการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และ ผลที่ได้จากทฤษฎี ซึ่งสามารถที่จะทำงานในย่านความถี่วีดีโอ โดยความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรจะมีค่าตั้งแต่ 100 กิโลเฮิร์ต - 30 เมกกะเฮิร์ต ซึ่งจะต่างกับการจำลองการทำงานด้วย Pspice ที่สามารถให้ผลตอบสนองได้ ถึง 1 กิกะเฮิร์ต ดังนั้นผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่จะอยู่ในช่วง 100 กิโลเฮิร์ต - 300 เมกกะเฮิร์ต เท่านั้น ปัญหาในการทดลองค่าที่ได้จากการวัดระดับแรงดัน ด้วยเครื่องออสซิลโลสโคปอาจ ทำให้การพล็อตค่า Frequency Response คลาดเคลื่อนบ้างในการทดลองเมื่อเพิ่มค่าคาปาซิเตอร์เพื่อชดเชยความถี่ขึ้น ผลการตอบสนองที่ได้จะมีระดับอัตราขยายทางขนาดในช่วงความถี่สูง เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย คนดูเหมือนระดับอัตราขยายที่ความถี่สูงที่

ในส่วนของการทดสอบวงจรจะใช้สัญญาณมอดูเลทไซน์กำลังสอง เพื่อทดสอบความสามารถในการปรับระดับความถี่ขึ้นต่างๆ ซึ่งผลจากการปรับเป็นที่น่าพอใจ โดยอัตราขยายทางขนาดสามารถปรับได้ทั้งสโลปบวกและลบ ดังนั้นวงจรถักที่ฟ วารีเอเบิล ไลน์อีควอไลเซอร์ จึงสามารถใช้ในการแก้ปัญหาคือความถี่ขึ้นทางขนาดของสัญญาณ วีดีโอได้จริง

จากวงจรที่ได้ออกแบบนี้จะเป็นพื้นฐาน เพื่อที่จะพัฒนางจรใหม่ประสิทธิภาพ และประโยชน์ในการใช้งานได้กว้างขึ้น ซึ่งในอนาคตอาจจะออกแบบวงจรโดยการพัฒนาจจรให้เป็น ออปแอมป์ หรือ พัฒนาให้สามารถปรับระดับความถี่ขึ้นของสัญญาณทางเฟสได้ด้วย ซึ่งทางคณะผู้จัดทำหวังว่าปริญาณิพนธ์นี้ จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

กราบขอบพระคุณ พ่อแม่ เป็นอย่างสูงที่ทำให้การสนับสนุนการศึกษาและ ให้กำลังใจเสมอมา
ขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ ในภาคเทคนิคอุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ ประสิทธิ์
ประสาทวิชาการต่างๆ แก่คณะผู้จัดทำ

ขอขอบคุณ บุคคลต่างๆ ดังต่อไปนี้ที่มีส่วนช่วยปริญญานิพนธ์ให้สำเร็จ อันได้แก่ พี่อ้อค ที่
ให้คำแนะนำ และช่วยเหลือในการทำงาน หญิงอร และคุณอ๋า (ส.จ.พ.) พี่หน้อย และน้องเพชร ที่
ช่วยงานด้านเอกสาร ขอบคุณคำติชมและความช่วยเหลือจากเพื่อนๆ ขอบคุณกำลังใจทุกดวง

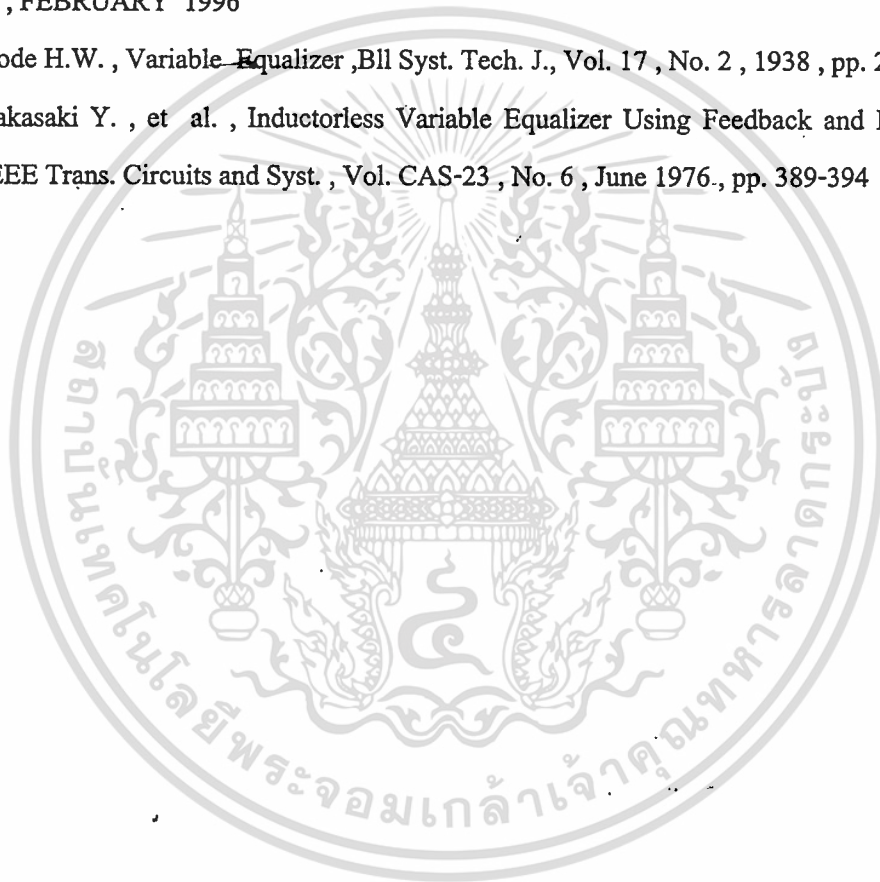
และท้ายสุดนี้ ปริญญานิพนธ์นี้จะสำเร็จลุล่วงไปไม่ได้หากขาดบุคคลท่านหนึ่ง คือ ท่าน
รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช ที่กรุณาให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาในการทำโครงการ และการ
จัดทำปริญญานิพนธ์ มาโดยตลอด คณะผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

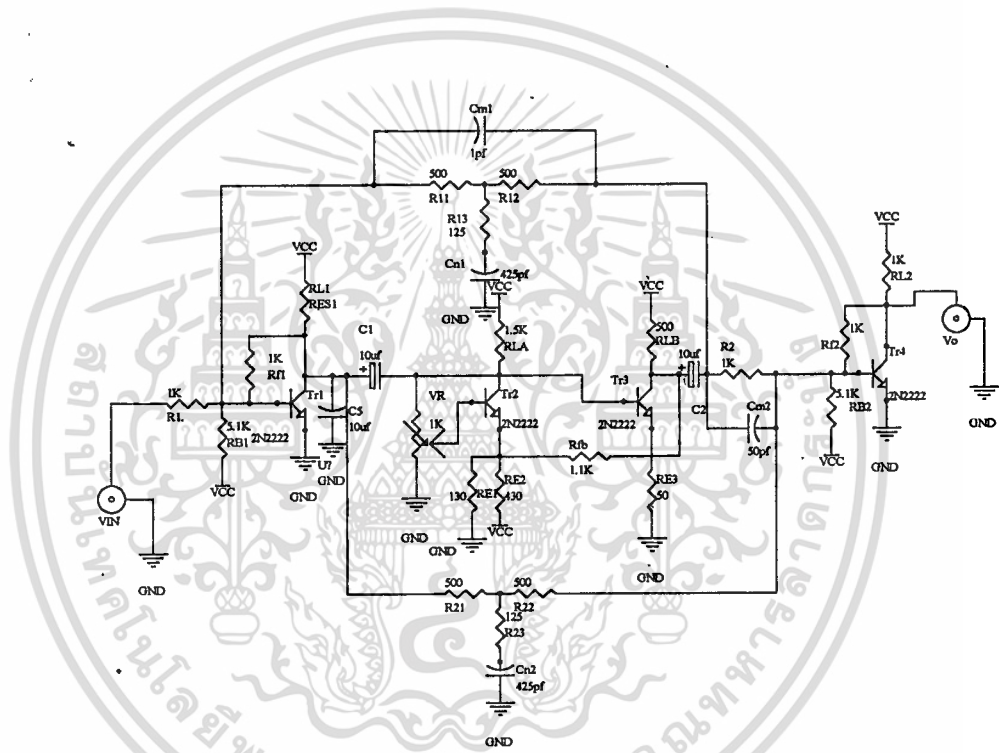
1. กนก เจริญพงษ์เวช , การตรวจสอบสัญญาณวีดีโอ , หน้าที่ 21-23
2. ไพศาล สิทธิโยภาสกุล , การออกแบบและการประยุกต์ใช้งานวงจรแอกทีฟคิสทริบิวท์อาซีไลน์ฟิลเตอร์ , หน้า 4-20
3. E.M. Cherry MSC , Phd , and D.E. Hooper , ME , Craduates Proceeding , IEE , Vol. 110 , No. 2 , FEBRUARY 1996
4. Bode H.W. , Variable Equalizer ,Bll Syst. Tech. J., Vol. 17 , No. 2 , 1938 , pp. 229-224.
5. Takasaki Y. , et al. , Inductorless Variable Equalizer Using Feedback and Feedforward , IEEE Trans. Circuits and Syst. , Vol. CAS-23 , No. 6 , June 1976. , pp. 389-394



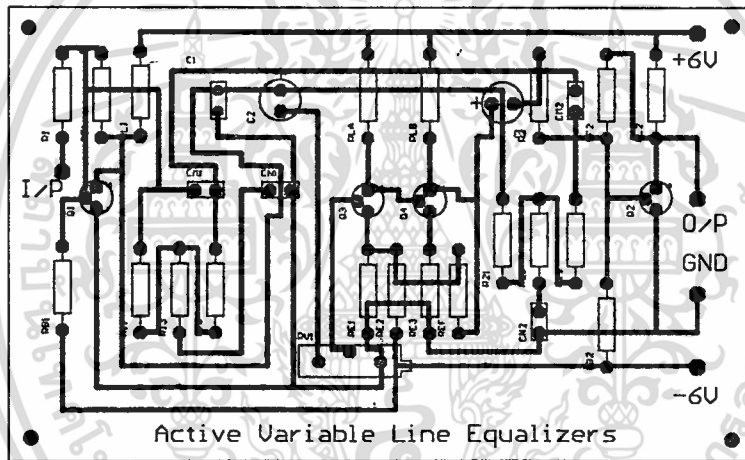
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



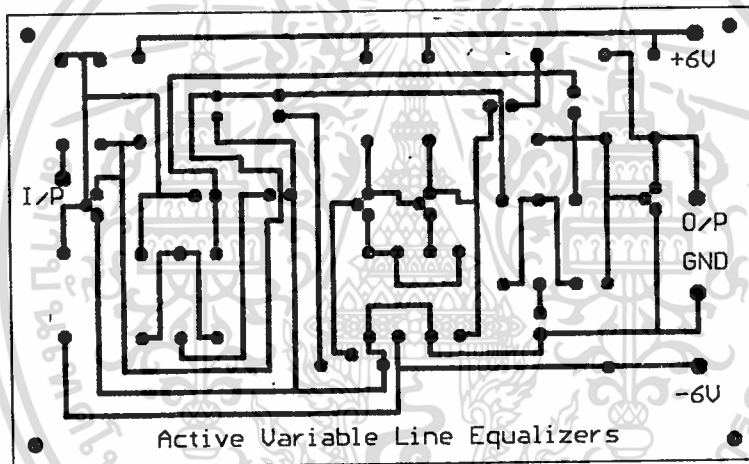
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



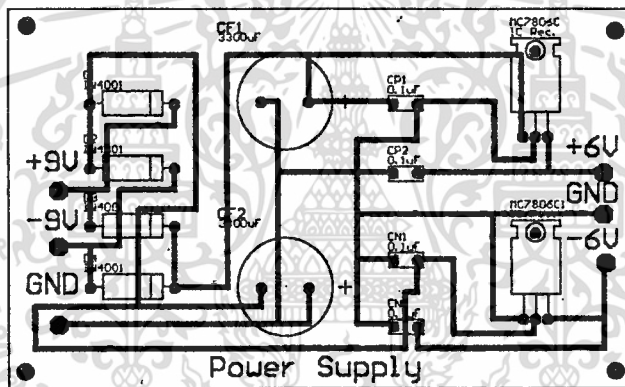
Title		
Size	Number	Revision
B		
Date:	4-Apr-1997	Sheet of
File:	CASINOPROJECT.SCH	Drawn By:



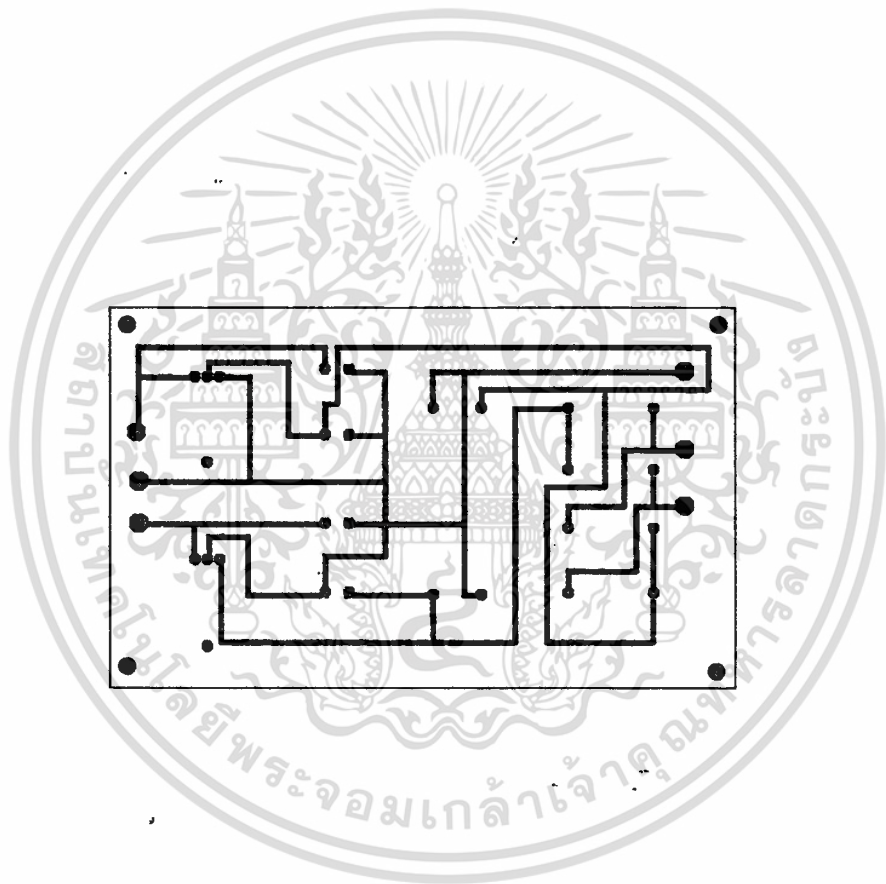
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



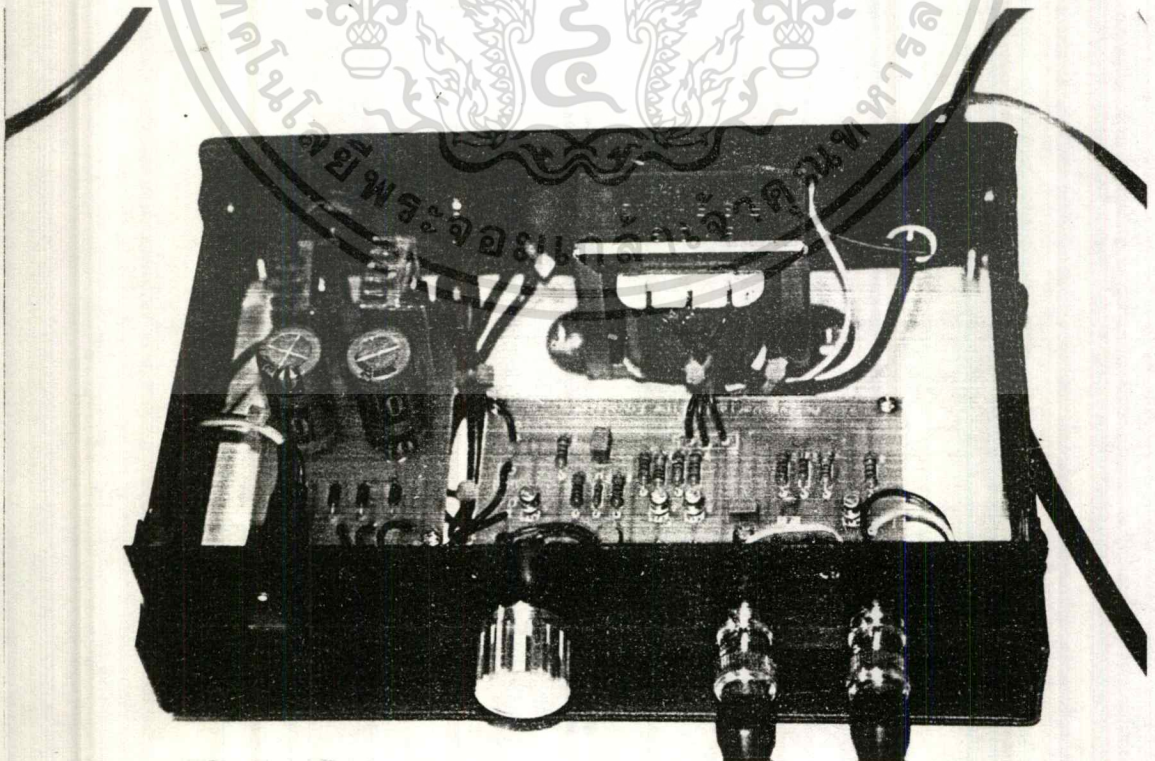
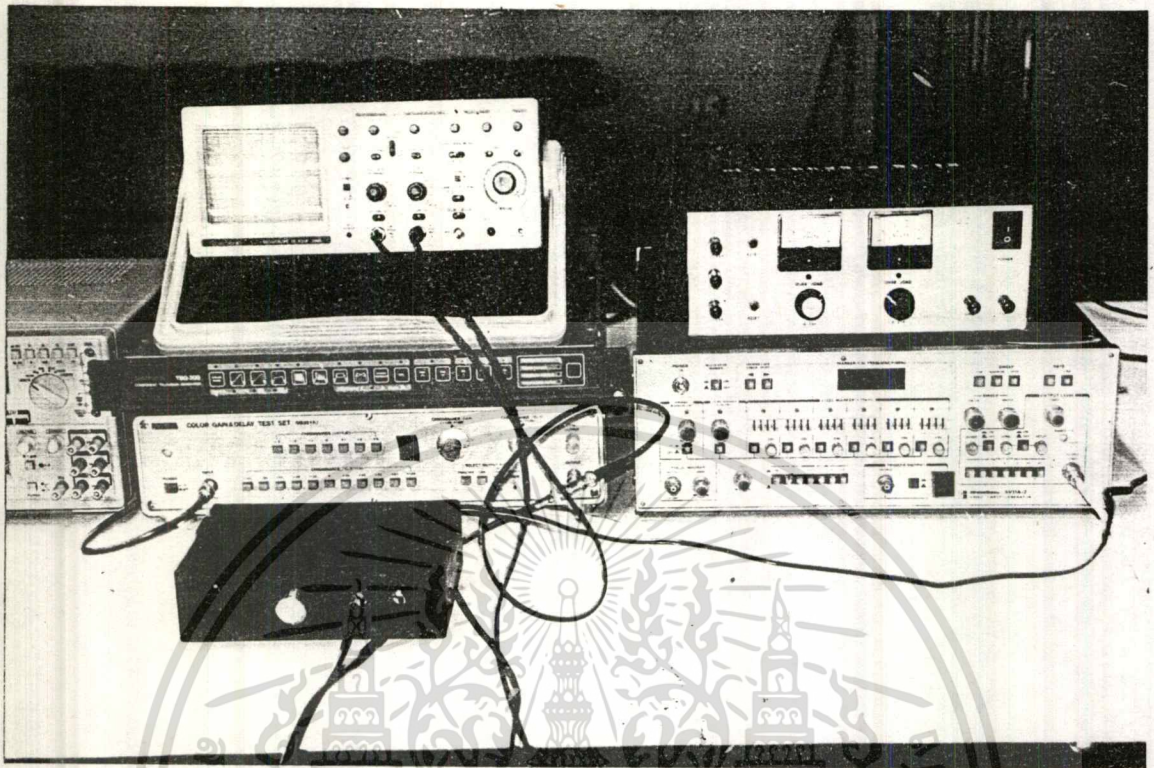
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



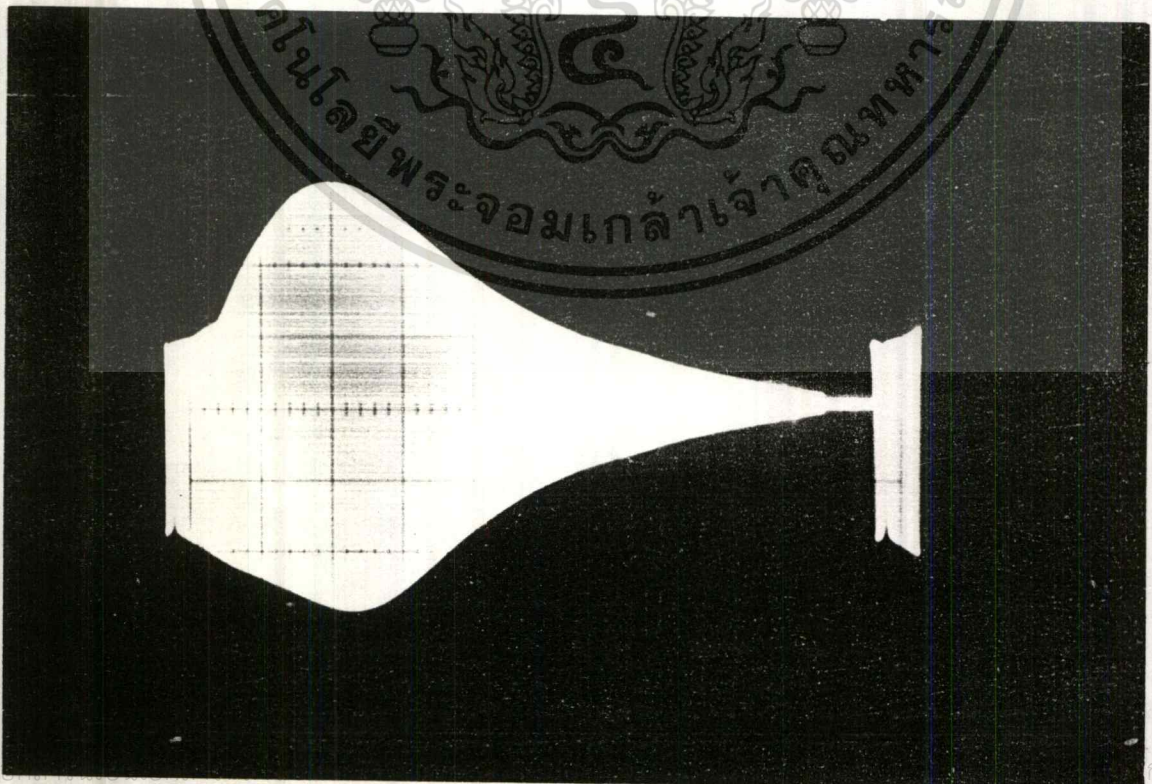
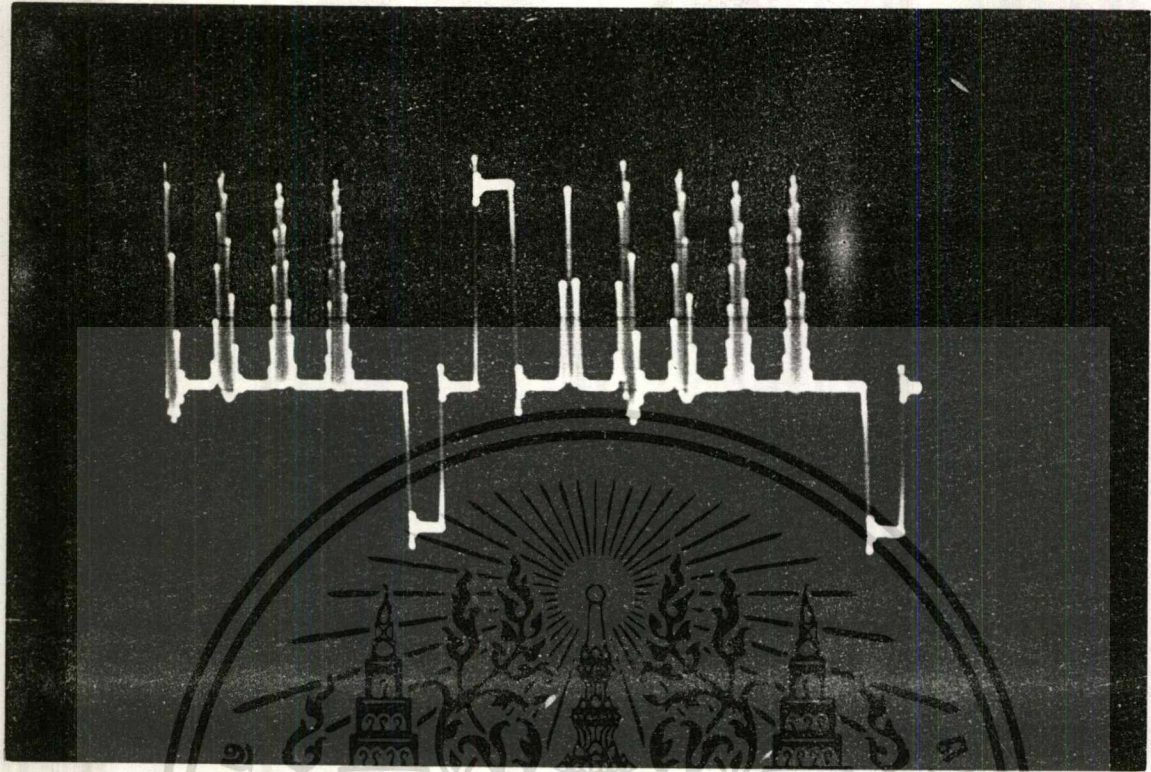
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

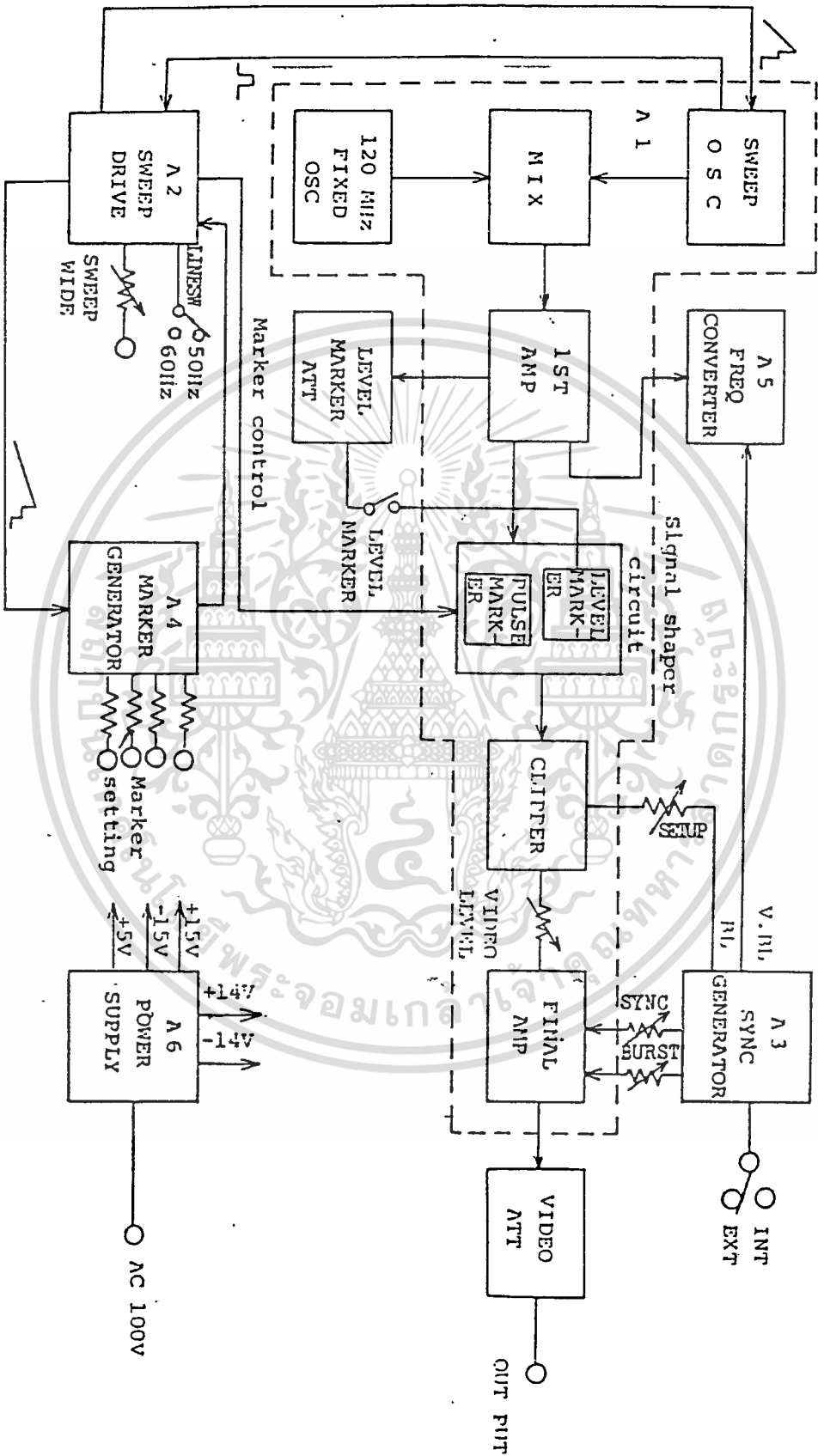


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SV11 VIDEO SWEEP GENERATOR
System diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

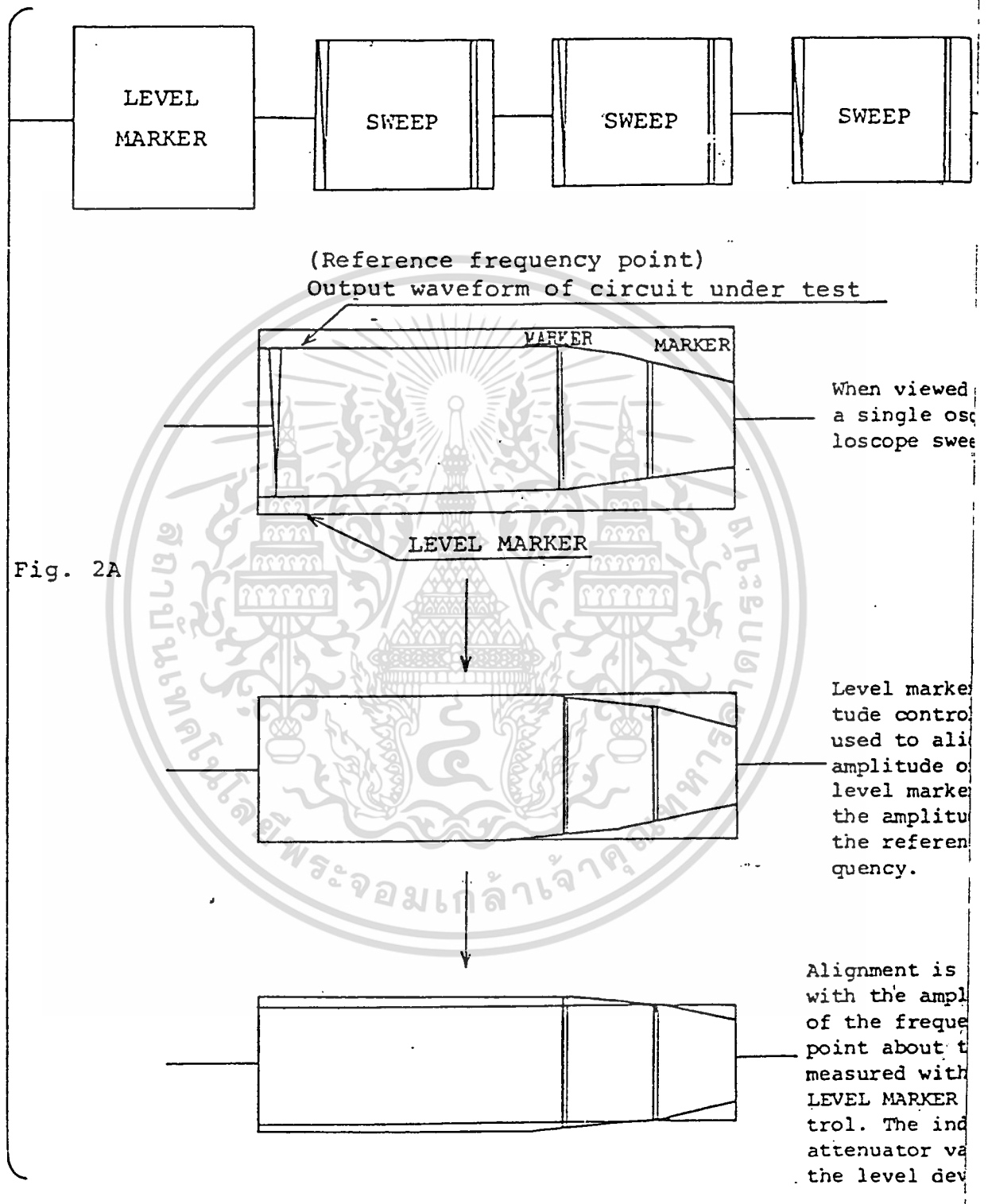
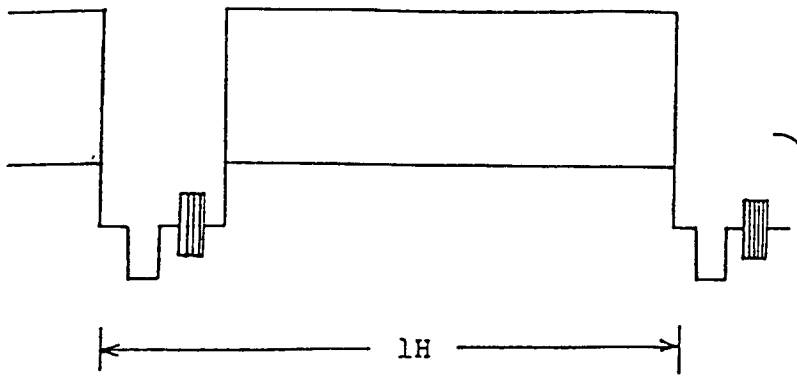


Fig. 2A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

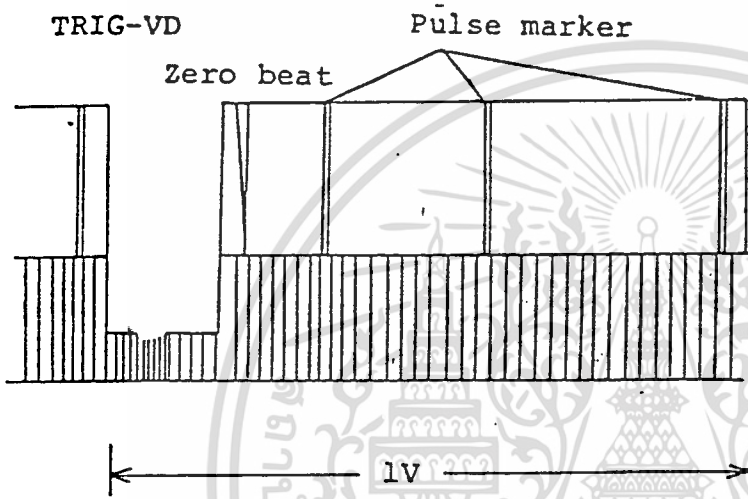
TRIG-HD



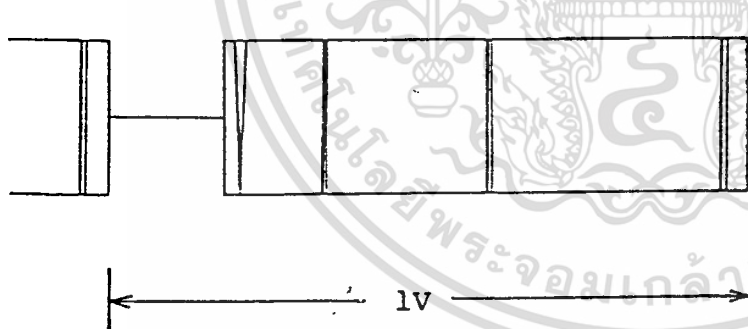
SWEEP - WIDE
 RATE - V
 BURST - ON
 SYNC - ON
 SETUP

Fig. 1A

TRIG-VD

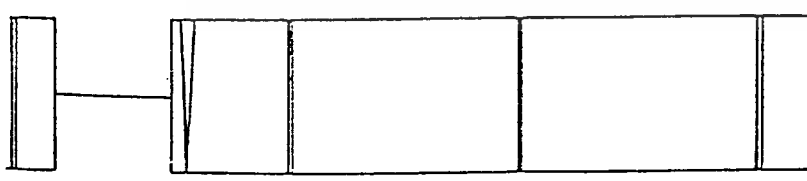


SWEEP - WIDE
 RATE - V
 BURST - ON
 SYNC - ON
 SETUP



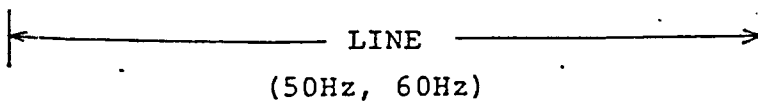
SWEEP - WIDE
 RATE - V
 BURST - OFF
 SYNC - OFF
 SETUP

Fig. 1B



SWEEP - WIDE
 RATE - LINE
 BURST - OFF
 SYNC - ON.OFF
 SETUP

Fig. 1C



60Hz () 50Hz

A2 circuit board

Fig. 1D

50/60 Hz switchable

Parts surface

Appendix VI

RC Circuit Characteristics

This appendix is useful for developing circuits having a wide variety of gain-vs.-frequency characteristics. This procedure was described in detail in Sec. 2.3. In order to save space, only gain-vs.-frequency plots are shown. Plots of phase vs. frequency can be constructed using the method described in Sec. 1.9. In the following pages

$$s = \sigma + j\omega \quad \text{and} \quad \omega = 2\pi f$$

Numbers next to each slope on the gain-vs.-frequency plots indicate multiples of ± 20 dB/decade (i.e., 1 = +20 dB/decade, -3 = -60 dB/decade, etc.). Whenever possible, the magnitude of each plateau is also given.

REFERENCES

1. Scott, N. R.: "Analog and Digital Computer Technology," pp. 36-39, McGraw-Hill, Inc., 1960.
2. Moschytz, G. S.: FEN Filter Design Using Tantalum and Silicon Integrated Circuits, *Proc. IEEE*, vol. 58, pp. 550-566, Apr. 1970.
3. Truxal, J. G.: "Control Engineers Handbook," pp. 6-32 to 6-42, McGraw-Hill, Inc., 1958.
4. Bradley, F. R., and R. McCoy: Driftless DC Amplifier, *Electronics*, Apr. 1952, pp. 144-148.

VI-2 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

ONE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open-circuit voltage V_{oc} by I_1	Short-circuit current I_{sc} by I_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-4 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

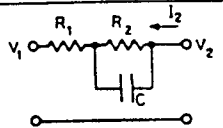
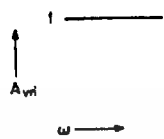
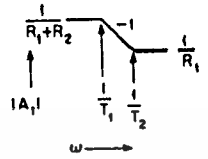
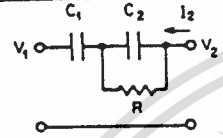

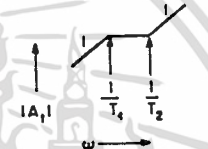
TWO-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_t = I_2 / V_1$
	1	$-\frac{1+sT}{R}$
$T = RC$		
	1	$-\frac{sC}{1+sT}$
$T = RC$		

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS V63

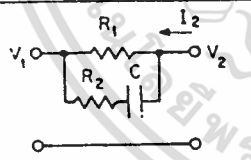
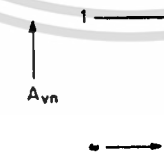
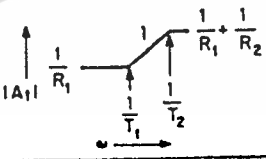
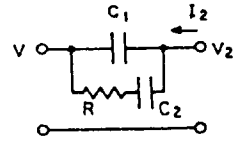

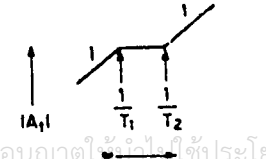
TWO-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_t = I_2 / V_1$
	$\frac{1}{1+sT}$	$-\frac{1}{R}$
$T = RC$		
	$\frac{sT}{1+sT}$	$-sC$
$T = RC$		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

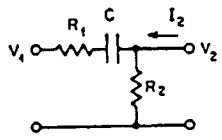
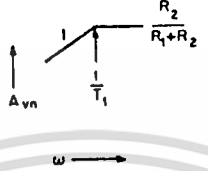
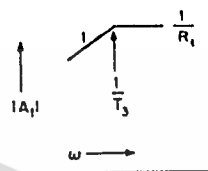
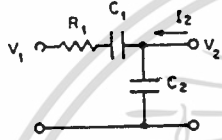
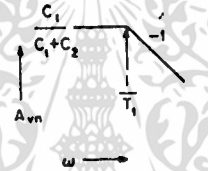
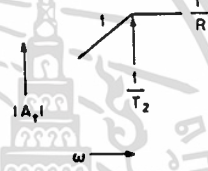
VI-6 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

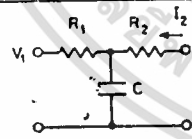
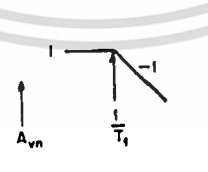
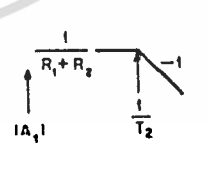
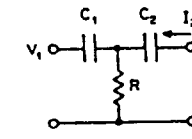
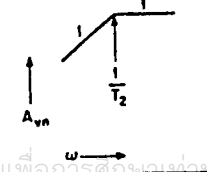
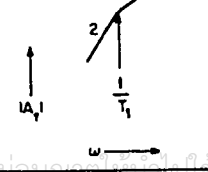
THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 $T_1 = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ $T_2 = R_2 C$		
 $T_1 = RC_1 + C_2$ $T_2 = RC_2$		

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open-circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short-circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 $T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = R_2 C$		
 $T_1 = RC_2$ $T_2 = \frac{RC_1 C_2}{C_1 + C_2}$		

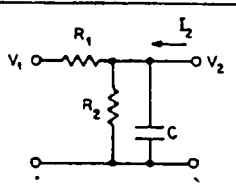
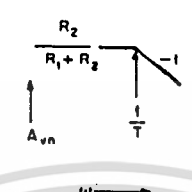
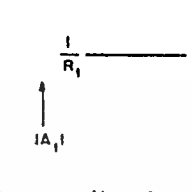
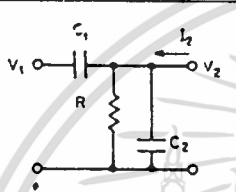

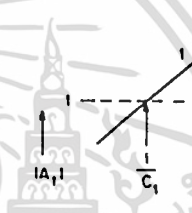
VI-8 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_t = I_2/V_1$
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = R_2C$ $T_3 = R_1C$ </p>	$\frac{sT_2}{1+sT_1}$  <p>A_{vn}</p>	$\frac{-sC}{1+sT_3}$  <p>A_t</p>
 <p> $T_1 = \frac{RC_1C_2}{C_1+C_2}$ $T_2 = RC_1$ </p>	$\frac{C_1/(C_1+C_2)}{1+sT_1}$  <p>A_{vn}</p>	$\frac{-sC_1}{1+sT_2}$  <p>A_t</p>

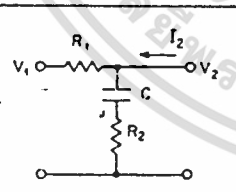
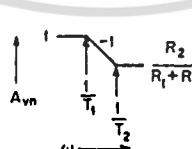
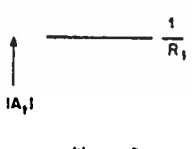
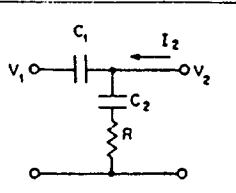
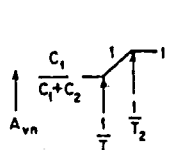
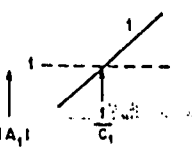
THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open-circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1 \big _{I_2=0}$	Short-circuit transfer admittance $A_t = I_2/V_1 \big _{V_2=0}$
 <p> $T_1 = R_1C$ $T_2 = \frac{R_1R_2C}{R_1+R_2}$ </p>	$\frac{1}{1+sT_1}$  <p>A_{vn}</p>	$\frac{-1}{(R_1+R_2)(1+sT_2)}$  <p>A_t</p>
 <p> $T_1 = R(C_1+C_2)$ $T_2 = RC_1$ </p>	$\frac{sT_2}{1+sT_2}$  <p>A_{vn}</p>	$\frac{-s^2RC_1C_2}{1+sT_1}$  <p>A_t</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-10 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

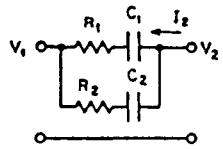
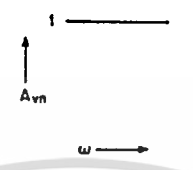
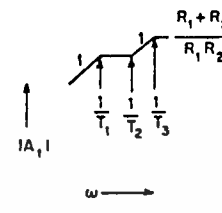
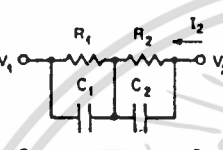

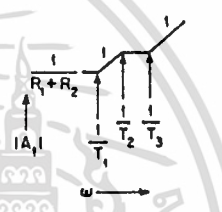
THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p>$T = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$</p>	$\frac{T}{R_1 C (1 + sT)}$  <p>A_{vn}</p> <p>ω</p>	$-\frac{1}{R_1}$  <p>IA_1</p> <p>ω</p>
 <p>$T_1 = R(C_1 + C_2)$ $T_2 = RC_1$</p>	$\frac{sT_2}{1 + sT_1}$  <p>A_{vn}</p> <p>ω</p>	$-sC_1$  <p>IA_1</p> <p>ω</p>

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-9

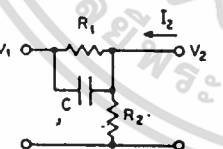
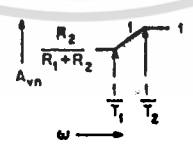
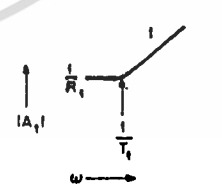
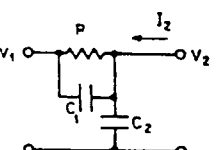
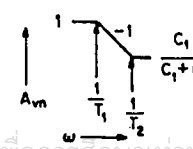
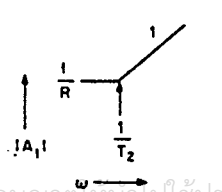
THREE-ELEMENT NETWORK		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p>$T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = R_2 C$</p>	$\frac{1 + sT_2}{1 + sT_1}$  <p>A_{vn}</p> <p>ω</p>	$-\frac{1}{R_1}$  <p>IA_1</p> <p>ω</p>
 <p>$T_1 = RC_2$ $T_2 = \frac{RC_1 C_2}{C_1 + C_2}$</p>	$\frac{C(1 + sT_1)}{(C_1 + C_2)(1 + sT_2)}$  <p>A_{vn}</p> <p>ω</p>	$-sC$  <p>IA_1</p> <p>ω</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-12 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

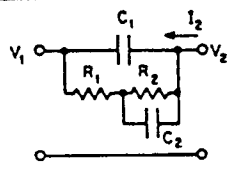

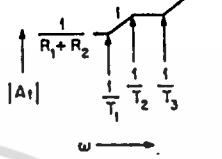
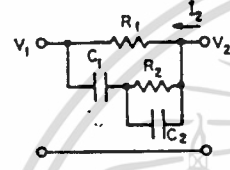

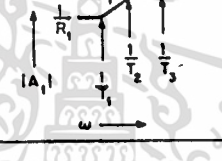
FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = \frac{(R_1 + R_2) C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $T_3 = R_2 C_2$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-s(C_1 + C_2)(1 + sT_2)}{(1 + sT_1)(1 + sT_3)}$ 
 <p> $T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}$ $T_3 = R_2 C_2$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-(1 + sT_1)(1 + sT_3)}{(R_1 + R_2)(1 + sT_2)}$ 

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-11

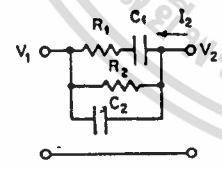
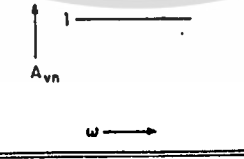
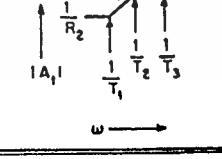
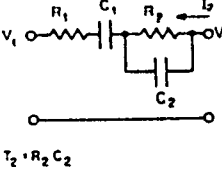

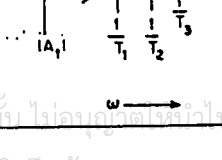
THREE-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $T_1 = R_1 C$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ </p>	$\frac{R_2(1 + sT_1)}{(R_1 + R_2)(1 + sT_2)}$ 	$\frac{1 + sT_1}{R_1}$ 
 <p> $T_1 = R(C_1 + C_2)$ $T_2 = RC_1$ </p>	$\frac{1 + sT_2}{1 + sT_1}$ 	$-\frac{1 + sT_2}{R}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ด้วยลิขสิทธิ์และใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางราชการ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-14 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS.

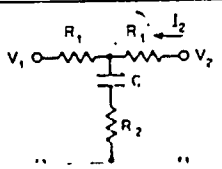

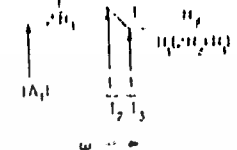
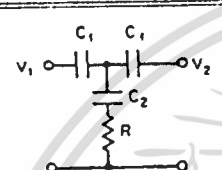
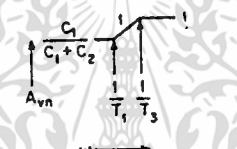

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 <p> $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_2}{R_1 + R_2}$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-(1+sT_1)(1+sT_3)}{(R_1+R_2)(1+sT_2)}$ 
 <p> $T_2 = R_2(C_1 + C_2)$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-(1+sT_1)(1+sT_3)}{R_1(1+sT_2)}$ 

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-15

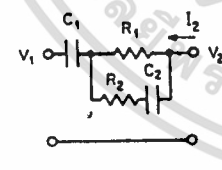
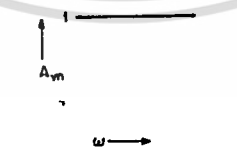
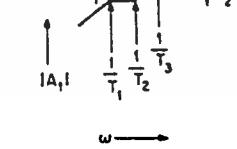
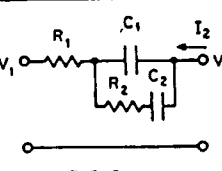
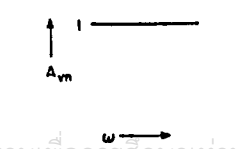
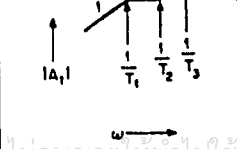
FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 <p> $T_2 = R_1 C_1$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-(1+sT_1)(1+sT_3)}{R_2(1+sT_2)}$ 
 <p> $T_2 = R_2 C_2$ $T_1 T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>		$\frac{-sC_1(1+sT_2)}{(1+sT_1)(1+sT_3)}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

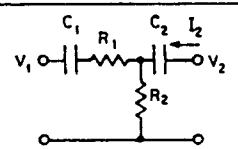
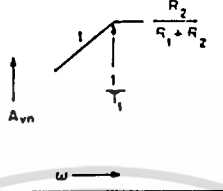
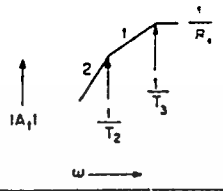
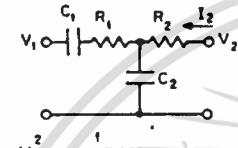
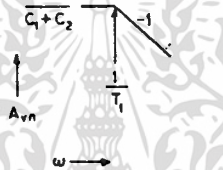
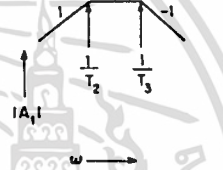
VI-16 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

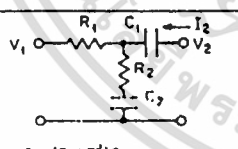
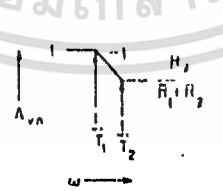
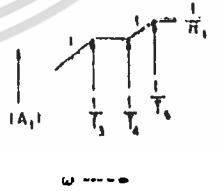
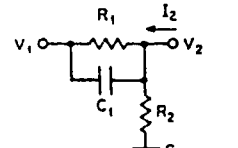
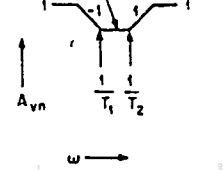
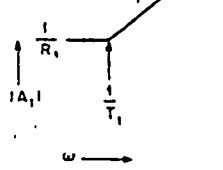
FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = R_2/R_1$ $T_3 = R_2C$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>	$\frac{1+sT_3}{1+sT_1}$ 	$\frac{-(1+sT_3)}{2R_1(1+sT_3)}$ 
 <p> $T_1 = RC_2$ $T_2 = \frac{2RC_1C_2}{2C_1+C_2}$ $T_3 = \frac{RC_1C_2}{C_1+C_2}$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>	$\frac{C_1(1+sT_1)}{(C_1+C_2)(1+sT_3)}$ 	$\frac{-sC_1^2(1+sT_1)}{(2C_1+C_2)(1+sT_2)}$ 

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-15

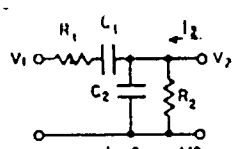
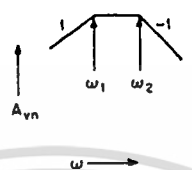
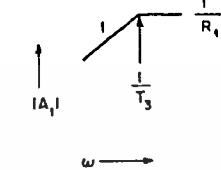
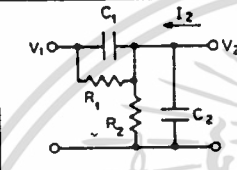


FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2/V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2/V_1$
 <p> $T_2 = (R_1 + R_2)C_2$ $T_1, T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>	$\frac{1}{1+sT_1}$ 	$\frac{-sC_1(1+sT_2)}{(1-sT_1)(1+sT_3)}$ 
 <p> $T_2 = \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $T_1, T_3 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_3 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$ $T_3 < T_2 < T_1$ </p>	$\frac{1}{1+sT_1}$ 	$\frac{-s(C_1+C_2)(1+sT_2)}{(1+sT_1)(1+sT_3)}$ 

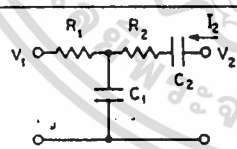
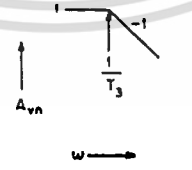
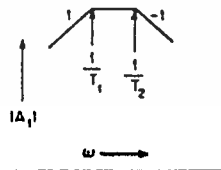
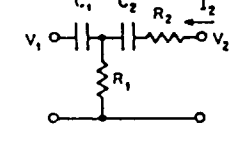
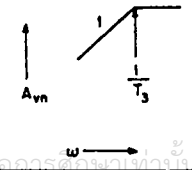
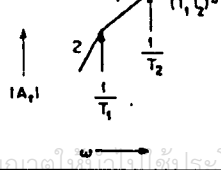
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีฉุกเฉินเท่านั้น กรุณาอย่าเผยแพร่ให้คนอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่การณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $\omega_i^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$ $A = \frac{1/\omega_1}{(R_1 + R_2)C_1 + R_2 C_2}$ $T_1 = (R_1 + R_2)C_1$ $T_2, T_3 = \frac{2A}{\omega_1 \pm \omega_1 \sqrt{1 - 4A^2}}^{1/2}$ </p>		
 <p> $\omega_i^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$ $A = \frac{1/\omega_1}{(R_1 + R_2)C_1 + R_2 C_2}$ $T_1 = \frac{R_1 C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $T_2, T_3 = \frac{2A}{\omega_1 \pm \omega_1 \sqrt{1 - 4A^2}}^{1/2}$ </p>		

FOUR ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2^2)C_2$ $T_2 = R_2 C_2$ $T_3 = R_1 C_1$ $T_4 = R_1 C_2$ $T_5 = R_2 C_1$ $T_6 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_7 = R_1 C_1 C_2$ $T_8 = R_2 C_1 C_2$ $T_9 = R_1 C_1 C_2$ $T_{10} = R_2 C_1 C_2$ $T_{11} = R_1 C_1 C_2$ $T_{12} = R_2 C_1 C_2$ $T_{13} = R_1 C_1 C_2$ $T_{14} = R_2 C_1 C_2$ $T_{15} = R_1 C_1 C_2$ $T_{16} = R_2 C_1 C_2$ $T_{17} = R_1 C_1 C_2$ $T_{18} = R_2 C_1 C_2$ $T_{19} = R_1 C_1 C_2$ $T_{20} = R_2 C_1 C_2$ </p>		
 <p> $T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = R_2 C_2$ $T_3 = R_1 C_2$ </p>		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $\omega_1, \omega_2 = \frac{B \pm (B^2 - 4A)^{1/2}}{2A}$ $T_3 = R_1 C_1$ $A = R_1 R_2 C_1 C_2$ $B = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$ </p>	$\frac{s R_2 C_1}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$ 	$\frac{s C_1}{1+sT_3}$ 
 <p> $T_1 \text{ or } T_2 = R_1 C_1$ $T_1 \text{ or } T_2 = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}$ $T_3 = R_1 C_1$ </p>	$\frac{R_2 (1+sT_1)}{(R_1+R_2)(1+sT_2)}$ 	$-\frac{1+sT_3}{R_1}$ 

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $T_1 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$ $T_3 = R_1 C_1$ $T_1 \neq T_2$ </p>	$\frac{1}{1+sT_3}$ 	$\frac{-s C_2}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$ 
 <p> $T_1 T_2 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 + T_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$ $T_3 = R_1 C_1$ $T_1 \neq T_2$ </p>	$\frac{s T_3}{1+sT_3}$ 	$\frac{-s^2 C_2 (T_1 T_2)^{1/2}}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับควรใช้เฉพาะเพื่อการจดจำเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ในการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-22 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

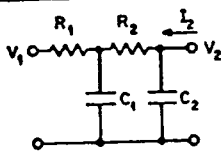
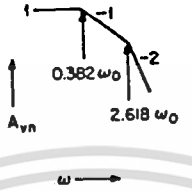
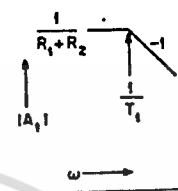
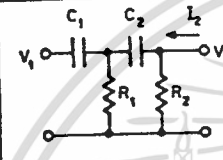
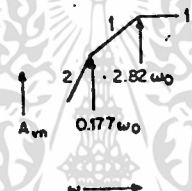

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open-circuit voltage gain $A_{vN} = V_2 / V_1$	Short-circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
<p> $T_1 = R_2 C$ $T_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)C}{R_1 + R_2 + R_3}$ $T_3 = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ </p>	$\frac{R_3(1 + sT_1)}{(R_1 + R_2 + R_3)(1 + sT_2)}$	$-\frac{1 + sT_1}{(R_1 + R_2)(1 + sT_3)}$
<p> $T_1 = \frac{R_2(R_1 + R_3)C}{R_1 + R_2 + R_3}$ $T_2 = \frac{R_2 R_3 C}{R_2 + R_3}$ </p>	$\frac{(R_2 R_3)(1 + sT_2)}{(R_1 + R_2 + R_3)(1 + sT_1)}$	$-\frac{1}{R_1}$

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-21

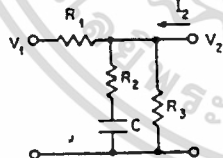
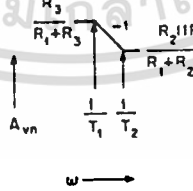
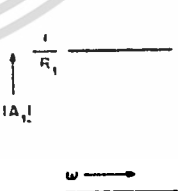
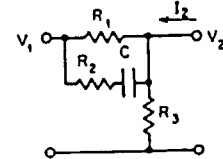
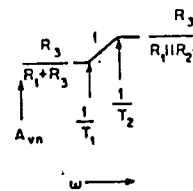
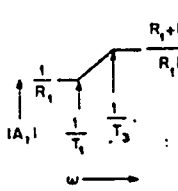
FOUR ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vN} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
<p> $T_1 \text{ or } T_2 = R_2 C$ $T_1 \text{ or } T_2 = \frac{2R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}$ $T_3 = R_1 C$ </p>	$\frac{sT_3}{1 + sT_3}$	$\frac{-sR_1 C(1 + sT_1)}{(R_1 + R_2)(1 + sT_2)}$
<p> $T_1 = RC_1$ $T_2 \text{ or } T_3 = RC_2$ $T_2 \text{ or } T_3 = \frac{R(C_1 + C_2)}{2}$ </p>	$\frac{1}{1 + sT_1}$	$\frac{-(1 + sT_2)}{2R(1 + sT_3)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นใบโฆษณาเกี่ยวกับการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI-24 RC CIRCUIT CHARACTERISTICS

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $R = R_1 = R_2$ $C = C_1 = C_2$ $T_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$ </p>	$\frac{\omega_0^2}{(s + 2.618\omega_0)(s + 0.382\omega_0)}$ 	$\frac{-1}{(R_1 + R_2)(1 + sT_1)}$ 
 <p> $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $R = R_1 = R_2$ $C = C_1 = C_2$ $T_1 = R_1(C_1 + C_2)$ </p>	$\frac{s^2}{(s + 0.177\omega_0)(s + 2.82\omega_0)}$ 	$\frac{-s^2 R_1 C_1 C_2}{1 + sT_1}$ 

RC CIRCUIT CHARACTERISTICS VI-23

FOUR-ELEMENT NETWORKS		
Network	Open circuit voltage gain $A_{vn} = V_2 / V_1$	Short circuit transfer admittance $A_1 = I_2 / V_1$
 <p> $T_1 = \frac{(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)C}{R_1 + R_3}$ $T_2 = R_2 C$ </p>	$\frac{R_3(1 + sT_2)}{(R_1 + R_3)(1 + sT_1)}$ 	$-\frac{1}{R_1}$ 
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2)C$ $T_2 = \frac{(R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)C}{R_1 + R_3}$ $T_3 = R_2 C$ </p>	$\frac{R_3(1 + sT_1)}{(R_1 + R_3)(1 + sT_2)}$ 	$-\frac{1 + sT_1}{R_1(1 + sT_3)}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A N-P-N SILICON TRANSISTORS

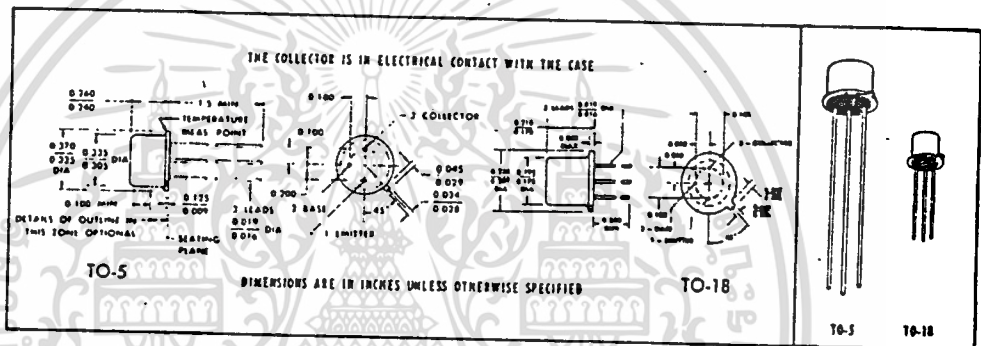
BULLETIN NO. DL 5 7311916, MARCH 1973

DESIGNED FOR HIGH-SPEED, MEDIUM-POWER SWITCHING
AND GENERAL PURPOSE AMPLIFIER APPLICATIONS

- h_{FE} . . . Guaranteed from 100 μA to 500 mA
- High f_T at 20 V, 20 mA . . . 300 MHz (2N2219A, 2N2222A)
250 MHz (all others)
- 2N2218, 2N2221 for Complementary Use with 2N2904, 2N2906
- 2N2219, 2N2222 for Complementary Use with 2N2905, 2N2906

*mechanical data

Device types 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A are in JEDEC TO-5 packages.
Device types 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A are in JEDEC TO-18 packages.



*absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

	2N2217 2N2218 2N2219	2N2218A 2N2219A	2N2220 2N2221 2N2222	2N2221A 2N2222A	UNIT
Collector-Base Voltage	60	75	60	75	V
Collector-Emitter Voltage (See Note 1)	30	40	30	40	V
Emitter-Base Voltage	5	6	5	6	V
Continuous Collector Current	0.8	0.8	0.8	0.8	A
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Notes 2 and 3)	0.8	0.8	0.5	0.5	W
Continuous Device Dissipation at (or below) 25°C Case Temperature (See Notes 4 and 5)	3	3	1.8	1.8	W
Operating Collector Junction Temperature Range	-65 to 175				°C
Storage Temperature Range	-65 to 200				°C
Lead Temperature 1/16 Inch from Case for 10 Seconds	230				°C

- NOTES: 1. These values apply between 0 and 500 mA collector current when the base-emitter diode is open-circuited.
2. Derate 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 5.33 mW/°C.
3. Derate 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A linearly to 175°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.
4. Derate 2N2217, 2N2218, 2N2218A, 2N2219, and 2N2219A linearly to 175°C case temperature at the rate of 20.0 mW/°C.
5. Derate 2N2220, 2N2221, 2N2221A, 2N2222, and 2N2222A linearly to 175°C case temperature at the rate of 12.0 mW/°C.

*JEDEC registered data. This data sheet contains all applicable registered data in effect at the time of publication.

USES CHIP N24

TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A
N-P-N SILICON TRANSISTORS

2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A

*electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-5 →	2N2218A		2N2219A		UNIT
		TO-18 →	2N2221A		2N2222A		
			MIN	MAX	MIN	MAX	
V _{(BR)CBO} Collector-Base Breakdown Voltage	I _C = 10 μA, I _E = 0		75		75		V
V _{(BR)CEO} Collector-Emitter Breakdown Voltage	I _C = 10 mA, I _B = 0, See Note 6		40		40		V
V _{(BR)EBO} Emitter-Base Breakdown Voltage	I _E = 10 μA, I _C = 0		6		6		V
I _{CBO} Collector Cutoff Current	V _{CB} = 60 V, I _E = 0			10		10	nA
I _{CEV} Collector Cutoff Current	V _{CB} = 60 V, I _E = 0, T _A = 150°C			10		10	μA
I _{BEV} Base Cutoff Current	V _{CE} = 60 V, V _{BE} = -3 V			10		10	nA
I _{EBO} Emitter Cutoff Current	V _{CE} = 60 V, V _{BE} = -3 V			-20		-20	nA
	V _{EB} = 3 V, I _C = 0			10		10	nA
h _{FE} Static Forward Current Transfer Ratio	V _{CE} = 10 V, I _C = 100 μA		20		35		
	V _{CE} = 10 V, I _C = 1 mA		25		50		
	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA	See Note 6	35		75		
	V _{CE} = 10 V, I _C = 150 mA		40	120	100	300	
	V _{CE} = 10 V, I _C = 500 mA		25		40		
	V _{CE} = 1 V, I _C = 150 mA		20		50		
V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA, T _A = -65°C	15			35			
V _{BE} Base-Emitter Voltage	I _B = 15 mA, I _C = 150 mA		See Note 6	0.6	1.2	0.6	1.2
	I _B = 50 mA, I _C = 500 mA			2		2	
V _{CE(sat)} Collector-Emitter Saturation Voltage	I _B = 15 mA, I _C = 150 mA	See Note 6		0.3		0.3	V
	I _B = 50 mA, I _C = 500 mA			1		1	
h _{ie} Small-Signal Common-Emitter Input Impedance	V _{CE} = 10 V, I _C = 1 mA		1	3.5	2	8	kΩ
	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA			0.2	1	0.25	1.25
h _{fe} Small-Signal Forward Current Transfer Ratio	V _{CE} = 10 V, I _C = 1 mA	f = 1 kHz	30	150	50	300	
	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA			50	300	75	375
h _{re} Small-Signal Common-Emitter Reverse Voltage Transfer Ratio	V _{CE} = 10 V, I _C = 1 mA		5 × 10 ⁻⁴		8 × 10 ⁻⁴		
	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA			2.5 × 10 ⁻⁴		4 × 10 ⁻⁴	
h _{oe} Small-Signal Common-Emitter Output Admittance	V _{CE} = 10 V, I _C = 1 mA		3	15	5	35	μmho
	V _{CE} = 10 V, I _C = 10 mA			10	100	25	200
h _{fe(f)} Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio	V _{CE} = 20 V, I _C = 20 mA, f = 100 MHz		2.5		3		
f _T Transition Frequency	V _{CE} = 20 V, I _C = 20 mA, See Note 7		250		300		MHz
C _{obo} Common-Base Open-Circuit Output Capacitance	V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 100 kHz			8		8	pF
C _{ibo} Common-Base Open-Circuit Input Capacitance	V _{EB} = 0.5 V, I _C = 0, f = 100 kHz			25		25	pF
h _{ie(real)} Real Part of Small-Signal Common-Emitter Input Impedance	V _{CE} = 20 V, I _C = 20 mA, f = 300 MHz			60		60	Ω
τ _{b'Cc} Collector-Base Time Constant	V _{CE} = 20 V, I _C = 20 mA, f = 31.8 MHz			150		150	ps

NOTES: 6. These parameters must be measured using pulse techniques. t_w = 300 μs, duty cycle < 2%.

7. To obtain f_T, the |h_{fe}| response with frequency is extrapolated at the rate of -6 dB per octave from f = 100 MHz to the frequency at which |h_{fe}| = 1.

*JEDEC registered data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES 2N2217 THRU 2N2222, 2N2218A, 2N2219A, 2N221A, 2N2222A
N-P-N SILICON TRANSISTORS

2N2217 THRU 2N2222

*electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-5 →	2N2217		2N2218		2N2219		UNIT
		TO-18 →	2N2220		2N2221		2N2222		
			MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
$V_{(BR)CBO}$ Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \mu A, I_E = 0$		60		60		60		V
$V_{(BR)CEO}$ Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0$, See Note 6		30		30		30		V
$V_{(BR)EBO}$ Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu A, I_C = 0$		5		5		5		V
I_{CBO} Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 50 \text{ V}, I_E = 0$		10		10		10		nA
	$V_{CB} = 50 \text{ V}, I_E = 0, T_A = 150^\circ \text{C}$		10		10		10		μA
I_{EBO} Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 3 \text{ V}, I_C = 0$		10		10		10		nA
h_{FE} Static Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 100 \mu A$				20		35		
	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 1 \text{ mA}$				12		25		50
	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$				17		35		75
	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 150 \text{ mA}$	See Note 6	20	60	40	120	100	300	
	$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 500 \text{ mA}$				20		30		
V_{BE} Base-Emitter Voltage	$I_B = 15 \text{ mA}, I_C = 150 \text{ mA}$	See Note 6		1.3		1.3		1.3	V
	$I_B = 50 \text{ mA}, I_C = 500 \text{ mA}$					2.6		2.6	V
$V_{CE(sat)}$ Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_B = 15 \text{ mA}, I_C = 150 \text{ mA}$	See Note 6		0.4		0.4		0.4	V
	$I_B = 50 \text{ mA}, I_C = 500 \text{ mA}$					1.6		1.6	V
h_{fe} Small-Signal Common-Emitter Forward Current Transfer Ratio	$V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 20 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$		2.5		2.5		2.5		
f_T Transition Frequency	$V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 20 \text{ mA}$, See Note 7		250		250		250		MHz
C_{obo} Common-Base Open-Circuit Output Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1 \text{ MHz}$		8		8		8		pF
$h_{ie(real)}$ Real Part of Small-Signal Common-Emitter Input Impedance	$V_{CE} = 20 \text{ V}, I_C = 20 \text{ mA}, f = 300 \text{ MHz}$		60		60		60		Ω

NOTES: 6. These parameters must be measured using pulse techniques. $t_w = 300 \mu s$, duty cycle $< 2\%$.

7. To obtain f_T , the h_{fe} response with frequency is extrapolated at the rate of -6 dB per octave from $f = 100 \text{ MHz}$ to the frequency at which $h_{fe} = 1$.

switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TYP	UNIT
t_d Delay Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}, I_C = 150 \text{ mA}, I_{B(1)} = 15 \text{ mA}$	5	ns
t_r Rise Time	$V_{BE(off)} = -0.5 \text{ V}$, See Figure 1	15	ns
t_s Storage Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}, I_C = 150 \text{ mA}, I_{B(1)} = 15 \text{ mA}$	190	ns
t_f Fall Time	$I_{B(2)} = -15 \text{ mA}$, See Figure 2	23	ns

¹Voltage and current values shown are nominal, exact values vary slightly with transistor parameters.

*JEDEC registered data

*operating characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TO-5 →	2N2218A	2N2219A	UNIT
		TO-18 →	2N2221A	2N2222A	
F Spot Noise Figure	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 100\ \mu\text{A}$, $R_G = 1\ \text{k}\Omega$, $f = 1\ \text{kHz}$		MAX	MAX	4

*switching characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TO-5 →	2N2218A	2N2219A	UNIT
		TO-18 →	2N2221A	2N2222A	
t_d Delay Time	$V_{CC} = 30\ \text{V}$, $I_C = 150\ \text{mA}$, $I_{B(1)} = 15\ \text{mA}$, $V_{BE(off)} = -0.5\ \text{V}$, See Figure 1		10	10	ns
t_r Rise Time			25	25	ns
τ_A Active Region Time Constant‡			2.5	2.5	ns
t_s Storage Time	$V_{CC} = 30\ \text{V}$, $I_C = 150\ \text{mA}$, $I_{B(1)} = 15\ \text{mA}$, $I_{B(2)} = -15\ \text{mA}$, See Figure 2		225	225	ns
t_f Fall Time			60	60	ns

†Voltage and current values shown are nominal; exact values vary slightly with transistor parameters.

‡Under the given conditions τ_A is equal to $\frac{t_r}{10}$.

*PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

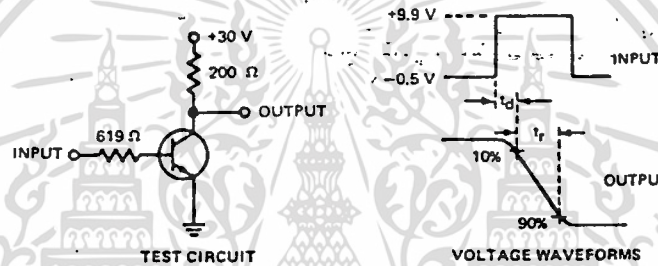


FIGURE 1—DELAY AND RISE TIMES

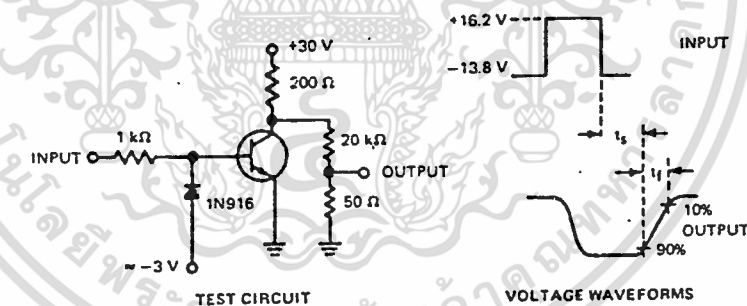


FIGURE 2—STORAGE AND FALL TIMES

NOTES: a. The input waveforms have the following characteristics: For Figure 1, $t_r < 2\ \text{ns}$, $t_w < 200\ \text{ns}$, duty cycle $< 2\%$; for Figure 2, $t_r < 5\ \text{ns}$, $t_w \approx 100\ \mu\text{s}$, duty cycle $< 17\%$.
b. All waveforms are monitored on an oscilloscope with the following characteristics: $t_r < 5\ \text{ns}$, $R_{in} \approx 100\ \text{k}\Omega$, $C_{in} < 12\ \text{pF}$

*JEDEC registered data

PRINTED IN U.S.A.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 9012 • DALLAS, TEXAS 75222

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้