

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ DIRECT SEQUENCE TRANSCEIVER

โดย

นายวรวิทย์ เกริกชัยวัน รหัส 36014377

นางสาวอรอนงค์ ฝูงวรรณลักษณ์ รหัส 36014557

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทอด วานิชศรี

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เลขหน้า.....

เลขทะเบียน..... 27857

วัน, เดือน, ปี 26 ส.ย. 2540

การนำเอกสารฉบับนี้ไปใช้ในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกตซีควานซ์

Direct Sequence Transceiver

ผู้จัดทำ

1. นายวรวิทย์ เกริกชัยวัน 36014377

2. นางสาวอรอนงค์ ฝูงวรรณลักษณ์ 36014557



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ทองทอด วานิชศรี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์
DIRECT SEQUENCE TRANSCIVER

โดย นายวรวิทย์ เกริกชัยวัน 36014377
นางสาวอรอนงค์ ฝูงวรรณลักษณ์ 36014557

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทอด วานิชศรี
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอเรื่อง การศึกษา ออกแบบ สร้างและทดสอบเครื่องรับส่งวิทยุโดยใช้ระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์ (direct sequence) ซึ่งใช้คลื่นพาหะความถี่ 26.690 MHz และขบวนพัลส์แบบสุ่มขนาด 15 บิต ซึ่งสามารถกระจายสเปกตรัมของสัญญาณที่จะส่งออกอากาศได้ โดยการนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลต แบบเอฟเอ็มมาผสม (mix) กับขบวนพัลส์แบบสุ่ม (psuedo random pulse) โดยใช้วงจรผสมคลื่นได้ดุล (balanced mixer) ในส่วนเครื่องรับจะดีเทค (detect) สัญญาณข้อมูลกลับมาโดยการนำสัญญาณที่รับได้มาผสมกับสัญญาณที่มีการกระจายสเปกตรัม ซึ่งเกิดจากการผสมของขบวนพัลส์แบบสุ่มที่มีลักษณะเหมือนกับทางด้านส่งกับสัญญาณที่สร้างจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) จากนั้นจึงนำผลลัพธ์ที่ได้ไปทำการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลตามต้องการ

Abstract

This project describes about the study and construction of radio transceiver using Direct Sequence technique .This transceiver uses the carrier signal at 26.690 MHz and 15 bits psuedo random pulse, spreads the signal spectrum for broadcasting by mixing the modulated FM signal with psuedo random pulse using balanced mixer. The receiver detects the received signal by mixing with spread spectrum signal which is obtained by the mixing of transmitted psuedo random pulse and signal from local oscillator. The mixed signal is demodulated to obtain the audio signal.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 สเปกตรัมเปิดตรัม	2
2.2 ไดเรกต์ซีควเอนซ์สเปกตรัม	5
2.3 เครื่องส่ง เอฟเอ็ม	7
2.4 เครื่องรับ เอฟเอ็ม	8
2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์	9
2.6 มอดูเลเตอร์เอฟเอ็ม	13
2.7 วงจรมิกเซอร์	13
2.8 ควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์	17
2.9 การออกแบบใช้งาน MC 3362	19
2.10 วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	20
2.11 การชิงโครโมสแซชั่น	28
บทที่ 3 การออกแบบและการคำนวณ	29
3.1 การออกแบบการทำงานของระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์	29
3.2 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	29
3.3 การออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์	31
3.4 การออกแบบวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3	31
3.5 การออกแบบภาครับโดยใช้ไอซี MC 3362	32
3.6 การออกแบบวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	32
3.7 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา	34
3.8 การออกแบบวงจรชิงโครโมสแซชั่นการรับ-ส่ง	34
บทที่ 4 ผลการทดลอง	41
4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์	41
4.2 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์	42
4.3 ผลการทดลองของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	43
4.4 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3	44
4.5 ผลการทดลองของภาครับโดยใช้ MC 3362	46
4.6 ผลการทดลองของวงจรชิงโครโมสแซชั่น	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์

51

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



สารบัญรูปภาพ

รูป		หน้า
รูปที่ 2.1	แสดงลักษณะของสัญญาณในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่	3
รูปที่ 2.2	แสดงสัญญาณความถี่วิทยุเมื่อถูกมอดูเลตด้วยพัลส์ดิจิทัล ความถี่คลื่นพาหะจะกว้างออก	5
รูปที่ 2.3	ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณไดเรกต์ซีควเอนซ์	5
รูปที่ 2.4	ไดเรกต์ซีควเอนซ์มอดูเลเตอร์	6
รูปที่ 2.5	แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย	7
รูปที่ 2.6	แผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง FM แบบคุณภาพดี (มัลติพลาย)	7
รูปที่ 2.7	แผนผังของเครื่องรับ FM	8
รูปที่ 2.8	วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น	9
รูปที่ 2.9	วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	10
รูปที่ 2.10	วงจรสมมูลย์ของผลึกคริสตอล	11
รูปที่ 2.11	วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์	12
รูปที่ 2.12	Single-Balanced Diode Mixer Operation	14
รูปที่ 2.13	Double-Balanced Diode Mixer	16
รูปที่ 2.14	วงจรควอดราเจอร์ทีเทกเตอร์	19
รูปที่ 2.15	วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC3362	19
รูปที่ 2.16	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	20
รูปที่ 2.17	ลักษณะของซีพรีจิสเตอร์ ที่แทนด้วยโพลีโนเมียล	21
รูปที่ 2.18	ลักษณะของซีพรีจิสเตอร์ ที่แทนด้วยโพลีโนเมียล	21
รูปที่ 2.19	บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มแบบธรรมดา	23
รูปที่ 2.20	บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มแบบโมดูลาร์	23
รูปที่ 2.21	ตัวอย่างของบล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มแบบธรรมดา	23
รูปที่ 2.22	ตัวอย่างของบล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มแบบโมดูลาร์	23
รูปที่ 2.23	flow chart การทำงานของส่วนซีโรไนซ์เซชัน	28
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์	30
รูปที่ 3.2	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 26.690 MHz	29
รูปที่ 3.3	วงจรมอดูเลเตอร์	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป	หน้า
รูปที่ 3.4 วงจรมิกเซอร์	31
รูปที่ 3.5 วงจรใช้งานของ MC 3362	32
รูปที่ 3.6 วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	32
รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของวงผลิตโค้ดแบบสุ่ม	33
รูปที่ 3.8 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 1 MHz	34
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนต่างๆของวงจรที่ทำหน้าที่ซึ่งใคร่ในขั้นตอนการรับ-ส่ง	34
รูปที่ 3.10 วงจรนอน-อินเวอร์ตติ้ง แอมพลิฟายเออร์	35
รูปที่ 3.11 วงจรนอน-อินเวอร์ตติ้ง แอมพลิฟายเออร์ ที่มีอัตราขยาย 11 เท่า	36
รูปที่ 3.12 วงจรพีค-ดีเทคเตอร์	36
รูปที่ 3.13 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	37
รูปที่ 3.14 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซี 555	37
รูปที่ 3.15 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ได้รูปแบบไว้สำหรับใช้งาน	38
รูปที่ 3.16 วงจรเครื่องส่งระบบไดเรกต์ซีแควนซ์	39
รูปที่ 3.17 วงจรเครื่องรับระบบไดเรกต์ซีแควนซ์	40
รูปที่ 4.1 แสดงความถี่ที่ฮอสซิลเลตได้ วัดโดยฮอสซิลโลสโคป	41
รูปที่ 4.2 แสดงความถี่ที่ฮอสซิลเลตได้ วัดโดย Spectrum Analyzer	41
รูปที่ 4.3 แสดงสเปกตรัมของคลื่นพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต	42
รูปที่ 4.4 แสดงสเปกตรัมของคลื่นพาหะขณะที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม	42
รูปที่ 4.5 แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตแบบสุ่ม	43
รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลตแบบสุ่ม	43
รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมของคลื่นพาหะในขณะที่ยังไม่ผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่ม	44
รูปที่ 4.8 แสดงสเปกตรัมของคลื่นพาหะเมื่อผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่ม	44
รูปที่ 4.9 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพาหะที่ความถี่ 26.690 MHz มาผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่ม	45
รูปที่ 4.10 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพาหะที่ความถี่ 27.145 MHz มาผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่ม	45
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่ความถี่ IF จากวงจรมิกเซอร์ใน MC 3362	46
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณออดิโอที่ถูกดีเทคได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ใน MC 3362	46
รูปที่ 4.13 แสดงผลการทดลองของวงจรมอดูเลตติ้ง แอมพลิฟายเออร์	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป

หน้า

รูปที่ 4.14 แสดงผลการทดลองของวงจรพีค-ดีเทคเตอร์	47
รูปที่ 4.15 แสดงผลการทดลองของวงจรพีค-ดีเทคเตอร์	48
รูปที่ 4.16 แสดงผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	48
รูปที่ 4.17 แสดงผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	49
รูปที่ 4.18 แสดงแสดงสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซี 555	49
รูปที่ 4.19 แสดงแสดงสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซี 555	50



สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงสภาวะของ S/R ในแต่ละ CLOCK PULSE	22
ตารางที่ 2.2 แสดงสภาวะของ S/R ในแต่ละ CLOCK PULSE	22
ตารางที่ 2.3 ลำดับโค้ดของรูปที่ 2.21	24
ตารางที่ 2.4 ลำดับโค้ดของรูปที่ 2.22	24
ตารางที่ 2.5 แสดงรูปแบบการต่อของส่วนป้อนกลับที่ทำให้เกิดความยาวโค้ดสูงสุด	25
ตารางที่ 3.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม	33

บทที่ 1

บทนำ

การใช้คุณสมบัติการมอดูเลตแบบดิจิทัล หรือไดเรกตซีควเอนซ์ (direct sequence) นั้น เป็นเทคนิคการสื่อสารสเปกตรัมชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็นการสื่อสารที่สัญญาณถูกกระจายความถี่ออกไปเป็นช่วงกว้าง จึงทำให้มีความสามารถทนต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้น นอกจากนี้ยังช่วยลดความหนาแน่นของสัญญาณลงอย่างเป็นสัดส่วน ทำให้สัญญาณไม่ถูกตรวจจับได้โดยง่ายจากเครื่องรับอื่นๆ ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นทางยุทธศาสตร์ทุกวันนี้



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สเปกตรัมแผ่กระจาย (Spread Spectrum)

สเปกตรัมแผ่กระจาย ก็คือระบบการสื่อสารที่สัญญาณกระจายความถี่ออกไปเป็นช่วงกว้าง ไม่เฉพาะเจาะจงที่ความถี่ใดความถี่เดียว ประโยชน์ที่ได้จากระบบสื่อสารสเปกตรัมแผ่กระจายนี้ก็คือ การรักษาความลับของข่าวสาร ความสามารถในการหลบซ่อนสัญญาณ ขจัดสัญญาณรบกวนได้ดี และมีความเที่ยงตรงทางด้านเวลาของสัญญาณ

เทคนิคของการสื่อสารสเปกตรัมแผ่กระจายแบบต่างๆที่มีใช้ในปัจจุบัน ประกอบด้วย การกระจายสัญญาณออกทางความถี่ (frequency hopping), กระจายสัญญาณออกทางเวลา (time hopping),กระจายความถี่ภายในช่วงของพัลส์ (chirping) และการใช้คุณสมบัติของการมอดูเลตแบบดิจิทัล (direct sequence) ซึ่งในที่นี้จะอธิบายเฉพาะ direct sequence เท่านั้น แต่ก่อนที่จะเข้าใจเทคนิคและการใช้งานต้องทำความเข้าใจพื้นฐานที่จำเป็นที่จะกล่าวนี้ก่อน

- เวลากับความถี่

สัญญาณใดๆก็ตาม สามารถแสดงได้ 2 ลักษณะ ลักษณะแรกที่เราพบได้บ่อยก็คือ การแสดงองค์ประกอบทางเวลาซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับเวลาเรียกว่าการแสดงในโดเมนของเวลา กับอีกลักษณะหนึ่งก็คือ การแสดงองค์ประกอบทางความถี่ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดเทียบกับความถี่ หรือเรียกว่าการแสดงในโดเมนของความถี่

ในรูปที่ 2.1 เป็นสัญญาณเดียวกันแต่แสดงให้เห็นทั้ง 2 ลักษณะ ทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่

สัญญาณทุกชนิดทุกความถี่สามารถแสดงในโดเมนอะไรก็ได้ และก็สมารถที่จะแปลงจากโดเมนหนึ่งไปยังอีกโดเมนหนึ่งได้ โดยวิธีตัวกระทำทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่า การทราנסฟอร์ม ก็คือ ฟูเรียร์และลาปลาซทรานส์ฟอร์ม ซึ่งต้องใช้ความรู้ทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง คือ แคลคูลัส

- แถบกว้างความถี่

สิ่งที่บอกเราจากการแสดงสัญญาณในโดเมนความถี่ก็คือ แถบกว้างความถี่หรือแบนด์วิดท์ อันเป็นสเปกตรัมของสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่ง ลักษณะเช่นนี้เรียกว่าแถบกว้างความถี่ชั่วขณะ (instantaneous bandwidth) อาจพิจารณาได้ว่าเป็นการมองแอมพลิจูดหนึ่งบนสเปกตรัม แถบกว้างความถี่ชั่วขณะนี้มีประโยชน์มากในการอธิบายสัญญาณที่เป็นพัลส์

สำหรับสเปกตรัมแผ่กระจายบางวิธี แถบกว้างความถี่ของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาด้วย ก็คือ ในระบบที่ใช้การกระจายความถี่หรือเฟรควเ้นซีฮอปปีง แถบกว้างความถี่ชั่วขณะนี้จะแคบ แต่เมื่อพิจารณาเป็นช่วงเวลาแล้วก็จะกวาดออกไปเป็นช่วงความถี่ที่กว้าง สัญญาณที่มีลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดแถบกว้างความถี่อีกแบบหนึ่ง คือแถบกว้างความถี่คืบคุ่ม (hopped bandwidth) ซึ่งก็คือ สเปกตรัมที่ขยายไปครอบคลุมสัญญาณที่ถูกกระจาย

เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Time function		Frequency function	
$\sin \frac{x}{\tau}$ Envelope		$f(t) = \frac{\sin(\pi t/\tau)}{\pi t/\tau}$	
Rectangular envelope		$f(t) = \begin{cases} 1, & t < \tau/2 \\ 0, & t > \tau/2 \end{cases}$	
Triangular envelope		$f(t) = \begin{cases} 1 - t /\tau, & t < \tau \\ 0, & t > \tau \end{cases}$	
Gaussian envelope		$f(t) = e^{-(t/\tau)^2/2}$	

รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะของสัญญาณในโดเมนของเวลาและโดเมนของความถี่

สัญญาณสเปกตรัมเปกตรัม โดยคำจำกัดความแล้ว ต้องใช้แถบความถี่ที่กว้างเกินความจำเป็นในการนำพาข่าวสารมาก แถบความถี่ต่ำสุดที่ต้องการสำหรับการนำพาข่าวสารที่บรรจุอยู่ในสัญญาณ เรียกว่า แถบกว้างความถี่ของข่าวสาร (information bandwidth) ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณที่เป็นเสียงพูดต้องการ แถบกว้างแค่เพียง 2,000 Hz ส่วนสัญญาณโทรทัศน์ต้องการถึง 6 MHz ทว่าสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัมที่จะส่งสัญญาณเสียงพูดชุดหนึ่งอาจต้องใช้แถบความถี่ครอบคลุมมากถึง 100 MHz หรือแถบกว้างความถี่ชั่วขณะถึง 10 MHz หรือมากกว่า

สำหรับเทคนิคของกระบวนการจัดการสัญญาณ หรือซิกแนลโปรเซสซึ่งที่จะนำมาใช้ จำเป็นต้องมีคุณสมบัติอันหนึ่งที่มีผลต่อสัญญาณที่ยังไม่ผ่านกระบวนการใด ๆ คุณสมบัติอันนี้ เรียกว่า โปรเซสเกน (process gain) ในระบบสเปกตรัมเปกตรัม โปรเซสเกนคือ อัตราส่วนของแถบกว้างความถี่ของสเปกตรัมเปกตรัมกับแถบกว้างความถี่ของข้อมูลข่าวสาร เขียนเป็นสูตรได้ว่า

$$G_p = 10 \log BW_{RF} / BW_I$$

เมื่อ BW_{RF} คือ แถบกว้างความถี่ของสเปกตรัมเปกตรัม และ BW_I คือ แถบกว้างความถี่ของข้อมูลข่าวสาร ซึ่งแบนด์วิธของสัญญาณใดเรกตัสเคว้นจะเท่ากับ 3 dB- แบนด์วิธของสเปกตรัม ซึ่งโดยทั่วไปจะเท่ากับอัตราเร็วของขบวนของพัลส์ที่นำมาผสมกับคลื่นพาหะ (code rate) เพราะฉะนั้นจะได้

$$G_p = 10 \log R_{code} / R_{data}$$

- สัญญาณรบกวน (noise)

สัญญาณรบกวนหรือน้อยสัจอาจพิจารณาได้ว่าเป็นพลังงานความถี่วิทยุอื่น ๆ ทั้งหมดนอกเหนือจากสัญญาณที่กำลังสนใจ สัญญาณรบกวนเป็นองค์ประกอบสำคัญที่จำกัดความสามารถของระบบสื่อสารโดยทั่วไป ที่เครื่องรับนั้นสัญญาณที่ถูกรับเข้ามาได้จำเป็นต้องมีระดับความแรงสูงกว่าสัญญาณรบกวนเท่านั้น ปริมาณที่ใช้บ่งบอกว่าสัญญาณจะรับได้หรือไม่ และรับได้ดีเพียงใด ก็คือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio SNR) มีหน่วยเป็นเดซิเบล ซึ่งมีสูตรดังนี้

$$SNR = 10 \log \frac{\text{พลังงานของสัญญาณ}}{\text{พลังงานสัญญาณรบกวน}}$$

ในการออกแบบระบบสื่อสาร แนวทางสำคัญ คือ การทำให้ค่า SNR ที่ปรากฏมีค่าสูงสุดเท่าที่จะทำได้ การเพิ่มความแรงของสัญญาณให้มากขึ้นนอกจากไม่เป็นผลดีในแง่ปฏิบัติแล้ว ยังเป็นการผิดกฎข้อบังคับอีก วิธีที่เป็นไปได้จึงมีเพียงการพยายามลดผลของสัญญาณรบกวนที่จะไปบดบังสัญญาณที่ต้องการ อันนี้ก็ขึ้นอยู่กับธรรมชาติของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ซึ่งก็มีอยู่มากมายหลายวิธี

สำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยจงใจ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การส่งคลื่นกำลังสูงเพื่อบดบังสัญญาณที่อ่อนกว่าที่เรียกว่า การแจม (jamming) นั้น เป็นอีกเรื่องหนึ่ง อย่างไรก็ตาม สเปกตรัมเปกตรัมก็มีประสิทธิภาพในการต่อต้านสัญญาณรบกวนชนิดนี้ได้ดีเช่นกัน

2.2 ไตรเรกต์ซีควเอนซ์สเปรตติ้ง (direct-sequence spreading)

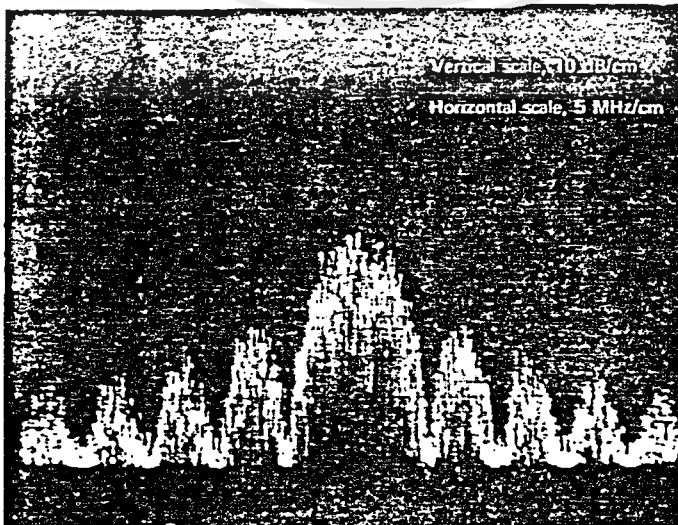
เทคนิคของไตรเรกต์ซีควเอนซ์สเปรตติ้ง นั้น แยกความถี่ที่กระจายออกไป ได้จากการนำคุณสมบัติอันหนึ่งของการมอดูเลตแบบดิจิตอล นั่นคือ เมื่อนำขบวนของพัลส์ที่ผสมกับสัญญาณพาหะ คลื่นวิทยุที่เป็นคลื่นพาหะ เกิดการถ่างกว้างออกไปเล็กน้อย ทั้งนี้ถ้าได้ต่อเนื่องยาวๆที่เป็นข่าวสารแทนที่จะเป็นบิตเดียว ซึ่งเรียกว่า ชิปซีควเอนซ์ (chip sequence) ส่งเข้าไปในเวลาเดียวกัน แยกกว้างความถี่ชั่วขณะที่กว้างมากก็จะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.2 แยกกว้างความถี่ที่กว้างนี้เป็นผลโดยตรงมาจากพัลส์ที่แคบมากๆของบิตที่อยู่ในชิปซีควเอนซ์ดังกล่าว



รูปที่ 2.2 เมื่อสัญญาณความถี่วิทยุมอดูเลตด้วยพัลส์ดิจิตอล ความถี่คลื่นพาหะจะกว้างออก

- ความเร็วการสเปกตรัมของสัญญาณไตรเรกต์ซีควเอนซ์

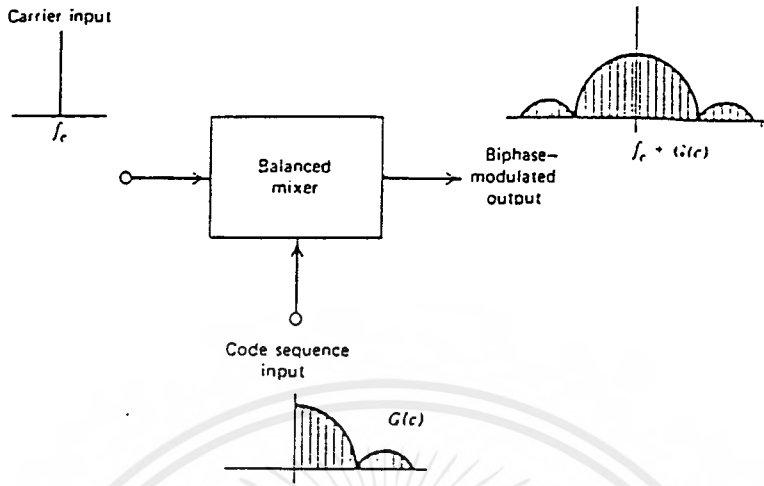
ไตรเรกต์ซีควเอนซ์มอดูเลชันนั้นเป็นการมอดูเลตสัญญาณพาหะเข้ากับขบวนของพัลส์ โดยทั่วไปนั้น อาจจะมีทั้งแบบ AM, FM และแอมพลิจูดมอดูเลชันหรือเฟสมอดูเลชันอื่นๆ ลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ในรูป 2:3 แบนด์วิธของโลบหลัก (main lobe) จาก null ถึง null เท่ากับความเร็วของสัญญาณนาฬิกา เช่น ถ้าขบวนของพัลส์ที่นำเข้ามาผสมมีความเร็ว 5 Mcps (cps : Chips per seconds) จะได้แบนด์วิธของโลบหลักเท่ากับ 10 MHz และโลบข้างๆอื่นๆเท่ากับ 5 MHz



รูปที่ 2.3 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณไตรเรกต์ซีควเอนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 แสดงไดเรกตอรีคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4 ไดเรกตอรีคอนเวอร์เตอร์

การที่สัญญาณไดเรกตอรีคอนเวอร์เตอร์มีสเปกตรัมเป็น $\left[\frac{\sin X}{X} \right]^2$ สามารถอธิบายได้ดังนี้

ให้พัลส์สี่เหลี่ยมมีค่าในช่วง T โดยมีแอมพลิจูดเป็น A ในช่วง $T \pm T/2$ และเป็น 0 ในช่วงอื่นๆทั้งหมด

$$\begin{aligned} \therefore C_n &= \int_{-T/2}^{T/2} A \exp(-j\omega t) dt = \frac{A}{j\omega} \exp(-j\omega t) \int_{-T/2}^{T/2} \\ &= \frac{A \exp(j\omega T/2) - A \exp(-j\omega T/2)}{j\omega} \\ &= \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega T}{2} = TA \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} \end{aligned}$$

ซึ่งจะอยู่ในรูปของ $\frac{\sin X}{X}$ ซึ่งก็คือโวลต์เตจ ดิสทริบิวชัน (voltage distribution) ของ

สัญญาณนั่นเอง ส่วนเพาเวอร์ ดิสทริบิวชัน (power distribution) ของมันก็คือ $\left[\frac{\sin X}{X} \right]^2$ นั่นเอง

-การหาไดเรกตอรีคอนเวอร์ชันโปรเซสเกน

สำหรับสัญญาณไดเรกตอรีคอนเวอร์ชันนั้น แบนด์วิธของโลบหลักจะเท่ากับสองเท่าของอัตราเร็วของ ขบวนการพัลส์ ส่วน 3 dB-แบนด์วิธ จะเท่ากับ 0.88 เท่าของอัตราเร็วของขบวนการพัลส์ เพราะฉะนั้น โปรเซสเกนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore G_p = 10 \text{LOG} \frac{\text{direct - sequence BW}}{\text{information BW}}$$

ถ้ากำหนดให้ระบบมีอัตราเร็วของขบวนพัลส์เท่ากับ 10 Mcps และความเร็วของข้อมูลเท่ากับ 1 Kbps เพราะฉะนั้น

$$\therefore G_p = 10 \text{LOG} \frac{0.88 \times 10^7}{1 \times 10^3} = 39 \text{dB}$$

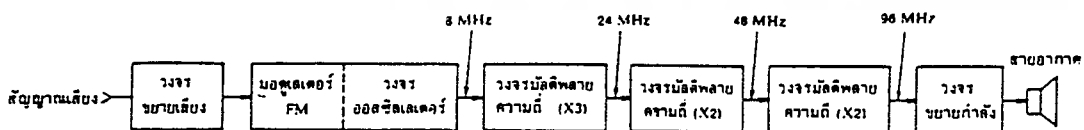
2.3 เครื่องส่ง FM

จากแผนผังของเครื่องส่ง FM ในรูปที่ 2.5 สัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์จะทำการเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับ พาหะ FM ที่มอดูเลตแล้วจะถูกขยายโดยภาคขยายกำลังสุดท้ายป้อนสู่สายอากาศเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

เครื่องที่กล่าวมาข้างต้นอาจเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการส่งออกอากาศที่ความถี่สูงๆ เช่น เครื่องส่งกระจายเสียง FM (ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 88 ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์) ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ยากต่อการควบคุมให้ความถี่คงที่ นอกจากนี้การควบคุมการเบี่ยงเบนความถี่ก็ทำได้ยากขึ้นด้วย วิธีแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้หลายวิธีแตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.5 แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย



รูปที่ 2.6 แผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง FM แบบคูณความถี่ (มัลติพลาย)

ในรูปที่ 2.6 แสดงการใช้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิรตซ์ และมัลติพลาย (หรือคูณ) ความถี่ขึ้นไปอีกเป็น 96 เมกะเฮิรตซ์ การคูณความถี่นี้ทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือ ให้คุณสมบัติความไม่ลิเนียร์ของวงจรขยายซึ่งทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิคออกมาจำนวนมาก จากนั้นวงจรเทกต์ที่เอาท์พุทจะจับเอาเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิคที่ต้องการไปใช้ประโยชน์โดยทั่วไปว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

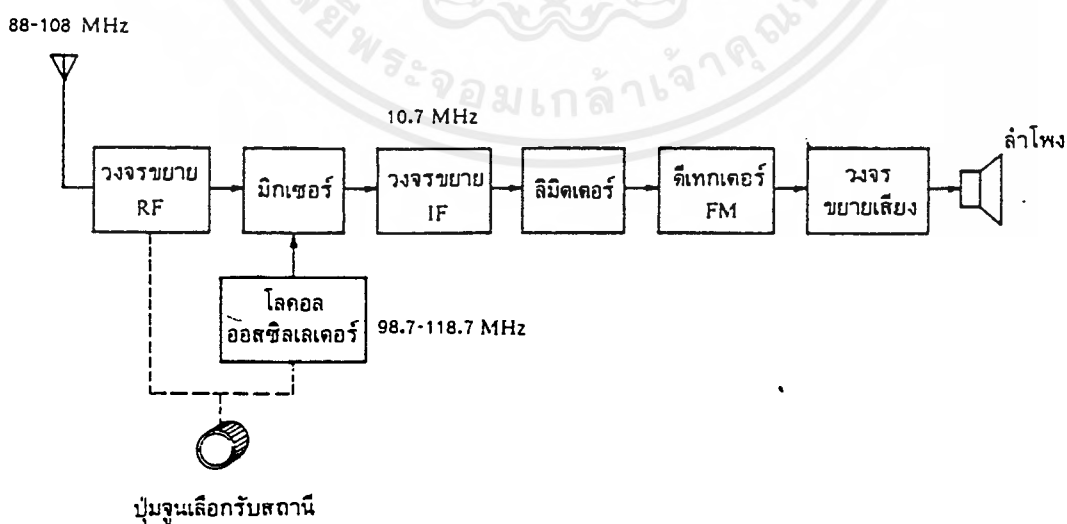
ไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกว่าดับเบิลหรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกว่าทริพลอร์หรือ tripler) ในกรณีนี้เราใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 จำนวน 2 วงจร นั่นคือ $3 \times 2 \times 2 = 12$ เท่า ฉะนั้นความถี่เอาต์พุตจะเป็น 8 เมกะเฮิร์ตซ์ $\times 12$ เท่า = 96 เมกะเฮิร์ตซ์

ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียง FM เท่ากับ ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นเอาต์พุตจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลต (แบบ FM) อย่างไรก็ตามการมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 ถึง 8.1 เมกะเฮิร์ตซ์ (± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า พหุคูณความถี่กลางเป็น 96 เมกะเฮิร์ตซ์และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 ถึง 97.2 เมกะเฮิร์ตซ์ (± 1.2 เมกะเฮิร์ตซ์) ดังนั้นถ้าหากเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่เอาต์พุต ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะต้องเบี่ยงเบนไป $\pm 75 / 12 = \pm 6.25$ กิโลเฮิร์ตซ์

ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบ FM ก็คือวงจรขยายกำลัง (power amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่าทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณ FM คงที่ไม่มีผลทำให้ข่าวสารเพี้ยน (แม้จะเกิดการขลิบยอดสัญญาณ) ข่าวสารอยู่ในช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM เท่านั้น

2.4 เครื่องรับ FM

จากรูป 2.7 ในเครื่องรับแบบ FM ความถี่ IF มักจะใช้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับจะต้องมีค่า 150 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นอย่างน้อยปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์



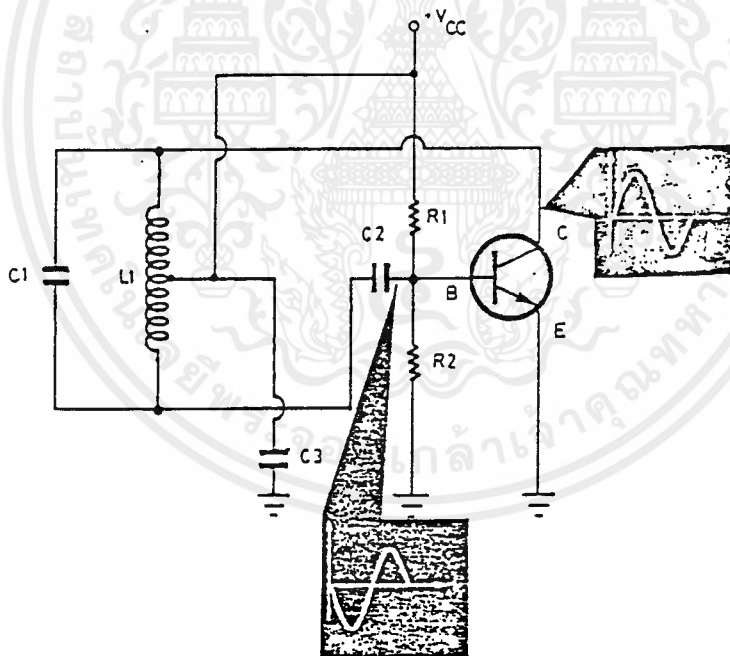
รูปที่ 2.7 แผนผังของเครื่องรับ FM

สมมติเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ถูกปิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ (บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านกรรมวิธีเฮตเทอโรไดนาโมในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างความถี่จะปรากฏที่อินพุตของวงจรขยาย IF เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณที่ความถี่ IF นี้จะถูกขยายและจำกัดแบนด์วิธให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณอื่นๆทิ้งไป

ถ้าพาหะ FM ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ คงเดิม โลคอลออสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยน แม้ว่าความถี่สัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 เมกะเฮิร์ตซ์เหลือ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ทรานซิสเตอร์แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์ตามรูปที่ 2.8 นี้มีชื่ออีกอย่างหนึ่งว่า ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ การทำงานของวงจรอาศัยหลักการป้อนกลับด้วยวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_1 สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตทางขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะป้อนกลับผ่านวงจรจูนเมื่อกลับเฟส 180 องศาป้อนเข้ามาทางเบสของทรานซิสเตอร์

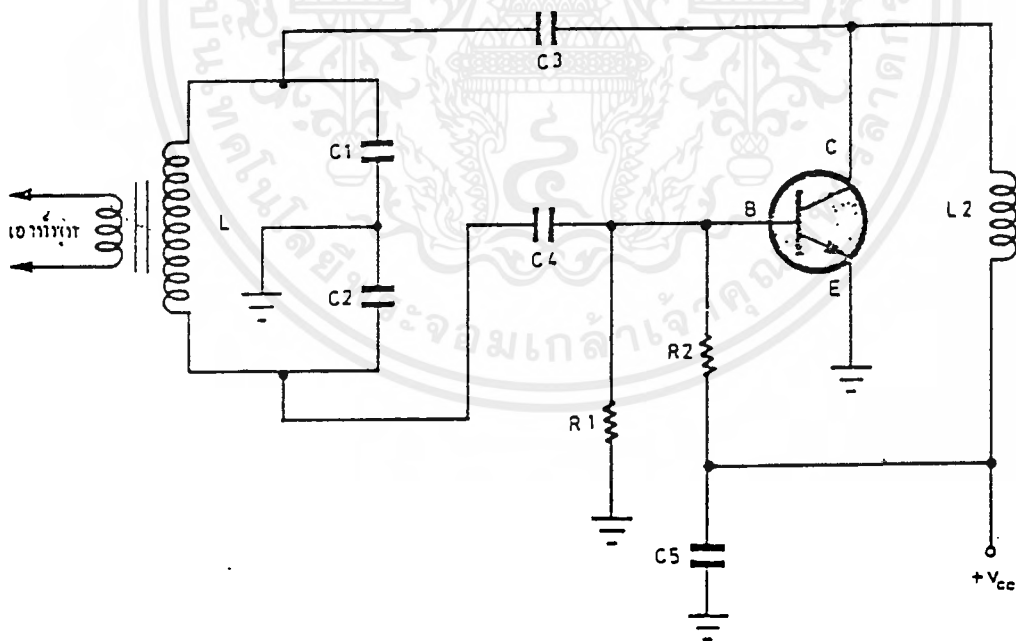
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวด้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวไบแอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานในลักษณะ วงจรขยายสัญญาณ ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 เปรียบเสมือนเป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเข้ามาทางอินพุท โดย ปกติวงจรขยายชนิดขาคีมิตเตอร์ร่วมกัน สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทางขาคอลเลคเตอร์จะมีเฟสตรงข้ามกับ สัญญาณทางอินพุทอยู่แล้วคือ มีทิศทางเฟสต่างกัน 180 องศา ผลของสัญญาณป้อนกลับจะมีทิศทางใน ทางเสริมกับสัญญาณอินพุททันที วงจรก็จะออสซิลเลตได้

การทำงานในแต่ละรอบของการออสซิลเลตพอจะอธิบายได้ดังนี้ ในขณะที่เริ่มแรกของการออสซิลเลต จะมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ซึ่งเป็นผลป้อนกลับมาจากอินพุททางเบสกระตุ้นที่เบส โดย ถ้ากระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นทางค่ามากจะทำให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ลดลง การป้อนกลับจะกระตุ้นเข้า มาที่เบสด้วยค่าแรงดันน้อยลงเป็นผลทำให้กระแสลดลงและแรงดันคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้น เป็นเช่นนี้เรื่อยไป

ตัวเก็บประจุ C_3 ของวงจรตามรูป เป็นทางผ่าน (bypass) ของสัญญาณไฟสลับและใน ทำนองเดียวกันก็จะเป็นตัวกันแรงดันไฟตรงเพื่อไม่ให้ลดลงกราวด์ หน้าที่ของวงจรได้จากความถี่รีโชนนซ์ ของ L_1 และ C_1 ซึ่งเราสามารถปรับค่าความถี่รีโชนนซ์ด้วยการปรับค่าของ L_1 และ C_1 นั้นเอง

- วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แสดงให้เห็นดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากฮาร์ทลีย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจร รีโชนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็นสองตัว หรือกล่าว ได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการแท็ปตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำ แรง ดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ

C_2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่คอลเลคเตอร์ 180 องศา นั่นคือ สัญญาณจะมีลักษณะตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมายังอินพุตหาได้จากค่าของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 โดยปกติค่ารีแอ็กแตนซ์ของตัวเก็บประจุ C_2 ควรมีค่าน้อยกว่ารีแอ็กแตนซ์ของ C_1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C_1 ควรมีค่าความจุมากกว่า C_2 นั่นเอง

ความถี่ของวงจรโคพิทซ์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

เมื่อค่า C_T คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 หรือ

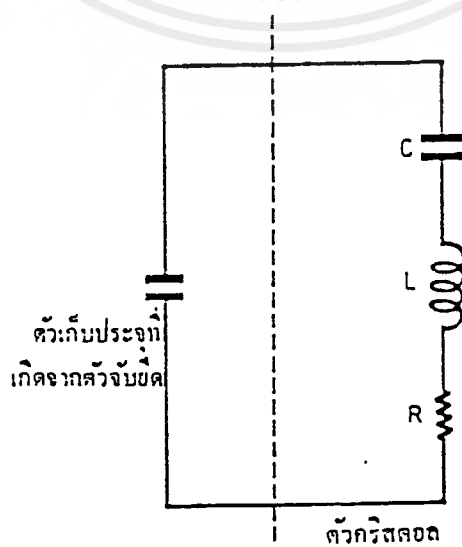
$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

- วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐานให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันคร่อมผลึกควอตซ์ ผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่น ความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

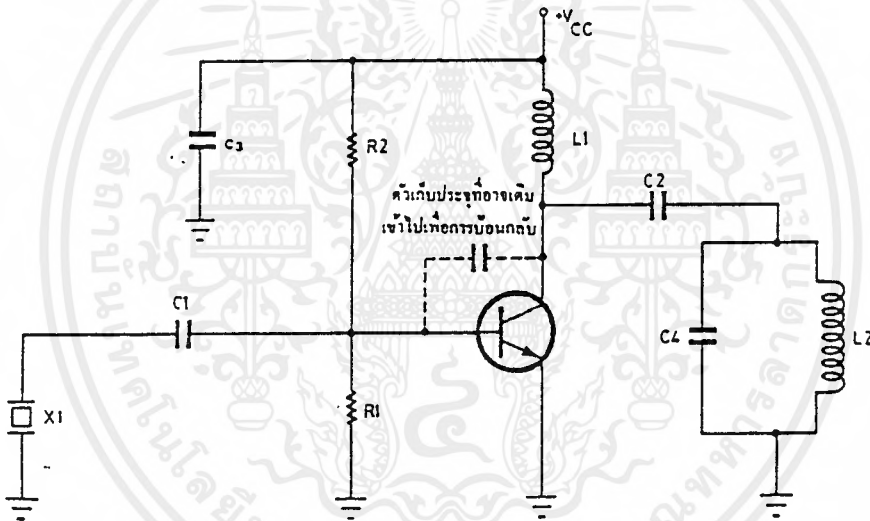
โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอล มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรโซแนนท์ที่สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป 2.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงที่ 2.10 วงจรสมมูลย์ของผลึกคริสตอล เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลย์ของคริสตอลจะมีค่าสูงแต่มีค่าตัวเก็บประจุต่ำมาก ตัวคริสตอลเป็นเพียงผลึกของควอตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะ ดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัวดังวงจรสมมูลย์รูป 2.10. แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลตน้อยมาก และในขณะรีไซเคิลนั้นส่วนของวงจรรีไซเคิลแบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะใช้ความถี่รีไซเคิลเป็นความถี่เดียวกัน

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลประกอบอยู่แสดงให้เห็นดังรูป 2.11 วงจรนี้มีลักษณะเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท-จูนเอาต์พุท แต่มีข้อแตกต่างกันตรงส่วนอินพุท ตรงส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มแทนจูนอินพุท คือตัวคริสตอลนั่นเอง



รูปที่ 2.11 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ให้เสถียรภาพทางความถี่สูงและจากวงจรรูปที่ 2.11 ส่วนของวงจรเอาต์พุตก็ยังเป็นวงจรจูน โดยวงจรอาศัยตัวคริสตอลเป็นตัวกระตุ้นให้เบสทำงาน ในบางวงจรค่าตัวเก็บประจุระหว่างเบส-คอลเลคเตอร์ที่มีอยู่ในตัวทรานซิสเตอร์มิได้มีผลต่อการออสซิลเลตเลย

จากที่กล่าวมาแล้ว เราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรออสซิลเลเตอร์ ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีความเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์หาได้จากการกำหนดค่า Q ของตัวคริสตอล และสัมประสิทธิ์การแปรผันทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า Q ของคริสตอลมักจะมีค่า Q ของวงจรจูนประกอบด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1,000 เท่า คริสตอลที่มีขายในปัจจุบันมีค่า Q ประมาณ 5,000 ถึง 30,000 เราจึงจะเห็นแล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจร LC ออสซิลเลเตอร์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 มอดูเลเตอร์ FM

การกำเนิด FM สามารถกระทำได้ 2 วิธี คือ

- วิธี FM โดยตรง (direct FM) ซึ่งเราต่อวงจรรีแอคแตนซ์เข้าไปกับแอมป์คัมความถี่ แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตอลลอซซิลเลเตอร์ โดยเปลี่ยนค่ารีแอคแตนซ์ของวาร์เพกเตอร์ไดโอด

- วิธี FM โดยอ้อม (indirect FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ PM แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ FM โดยแก้ผลตอบสนองของความถี่ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลต ปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (คิดรวมสองข้างเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยทั่วไปแอมป์คัมความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05 เปอร์เซนต์ นั่นคือ สามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ประมาณ ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นถ้าความถี่แปรปรวนไว้มากเกินไป การมอดูเลตจะเบี่ยงเบนไปไม่ได้ไม่เท่ากันทั้งสองข้าง คือ จะมากข้างหนึ่งและน้อยข้างหนึ่งทำให้เกิดความเพี้ยน หลักการมอดูเลตทั่วไปก็ใช้การเปลี่ยนค่ารีแอคแตนซ์ของวาร์เพกเตอร์ไดโอดเช่นกัน

ความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้ง 2 วิธีก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันตรงที่กรณีเฟสมอดูเลชั่น ความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับความถี่มอดูเลต เมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนก็จะยิ่งมาก นั่นคือความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้นเมื่อสัญญาณ PM จากเฟสมอดูเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ FM เราจึงสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรรมวิธีเพื่อทำให้เสียงความถี่ต่ำแรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต

2.7 วงจรมิกเซอร์ (mixer)

มิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมความถี่วิทยุ กับความถี่โลคอลลอซซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสองเป็นความถี่ IF ซึ่งในการผสมสัญญาณนั้นจะต้องมีความถี่ผลบวกเกิดขึ้นด้วย แต่เป็นความถี่ซึ่งไม่ต้องการ ดังนั้น จึงใช้วงจรกรองเฉพาะความถี่ผลต่างที่ต้องการเท่านั้น

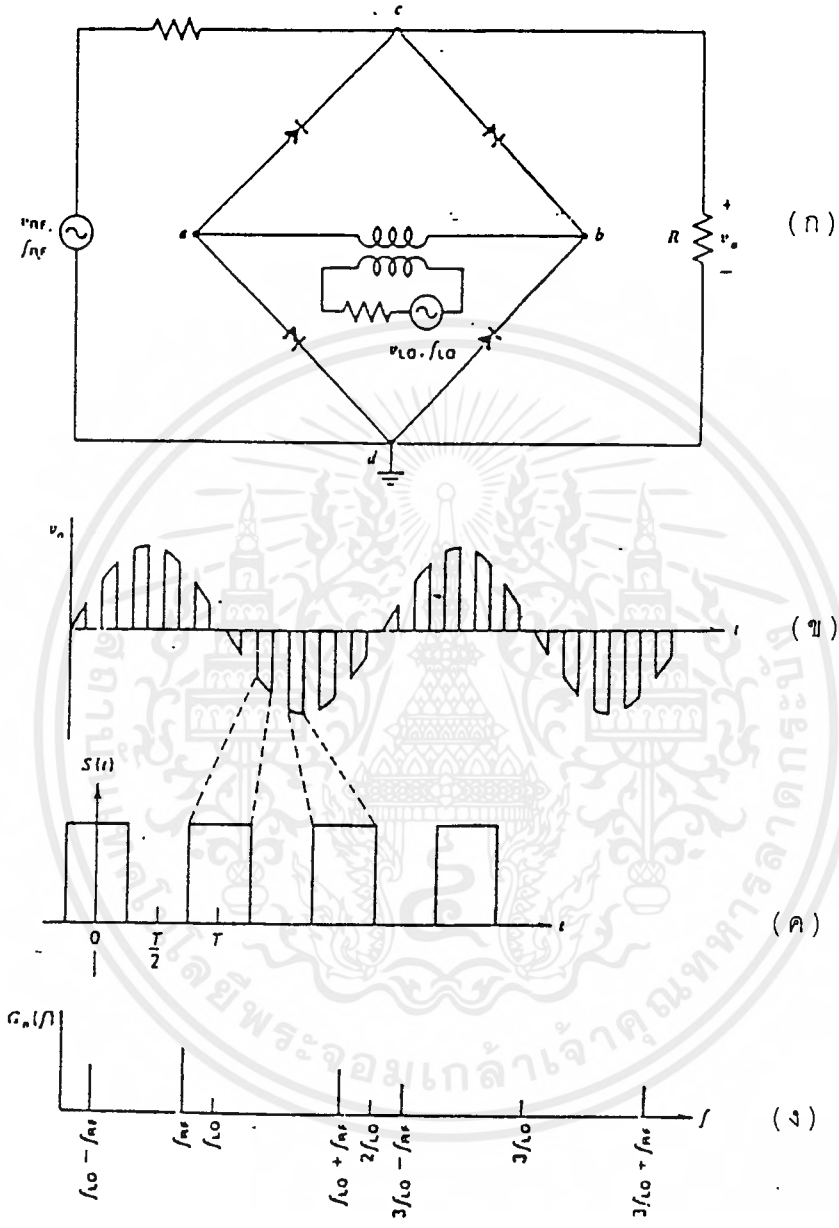
- บาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ (balance diode mixer)

ในการผสมสัญญาณสองสัญญาณเข้าด้วยกันนั้น ในวงจรที่ใช้ไดโอดจะได้ทั้งผลบวกและผลต่างของสัญญาณทั้งสอง ในการผสมสัญญาณนั้นคล้ายกับการมอดูเลชั่นสัญญาณ ดังนั้นบาลานซ์มอดูเลเตอร์จึงคล้ายกับบาลานซ์มิกเซอร์ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้ สัญญาณอินพุต คือ f_{RF} (radio frequency) และ f_{LO} (local oscillator frequency) จะได้เอาท์พุต คือ f_{IF} (intermediate frequency) สัญญาณอินพุตที่เข้ามานั้นจะประกอบด้วย f_c (carrier) และ f_m (modulating signal) รวมกันจะได้ $f_c + f_m$

จากรูป 2.12 (ก) เป็นวงจร Single balance diode mixer ซึ่งมีค่าโวลต์เตจตกคร่อมโลคอลลอซซิลเลเตอร์ ระหว่างจุด a และ b มีค่าเป็น V_{LO} ซึ่งจะมีค่ามากพอที่จะทำให้ไดโอดทำงานได้ ในระหว่างที่ครึ่งไซเคิลแรกเข้ามา โดยที่ a เป็นบวกเมื่อเทียบกับ b และไดโอดจะไม่ทำงานถ้าครึ่งไซเคิลหลังจากเข้ามา ดังนั้น V_{LO} จะต้องมีความมากกว่า V_{IF} และ V_{LO} จะเป็นตัวควบคุมการทำงานของไดโอดตลอดเวลา ไดโอดนั้นจะทำงานคล้ายกับเป็นสวิตช์ซึ่งข้อจุด c และ d เข้าด้วยกันจะทำให้ V_o เป็น 0 เมื่อ V_{ab} เป็นบวก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Single-balanced diode mixer operation. (a) The mixer circuit; (b) output voltage across the resistive load; (c) switching function produced by the diodes and local oscillator [note that the time scale is expanded relative to that in (b)]; and (d) partial spectrum of the output.



รูปที่ 2.12 single-balanced diode mixer operation

รูป 2.12 (ข) ถ้าค่าแตกต่างระหว่าง f_{LO} และ f_{RF} มีค่ามากๆ จะเห็นว่ามีค่า $V_o(t)$ มาตกคร่อม resistor load

รูป 2.12 (ค) แสดงสเปกตรัมของ output wave $V_o(t)$ ซึ่งเป็นผลมาจาก input wave และ square wave ซึ่งมีค่า switching function ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/2}{n\pi/2} \cos n\omega_0 t$$

ซึ่งถ้าป้อนอินพุตของมิกเซอร์

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$$

จะได้เอาต์พุตโวลต์เตจดังนี้

$$V_o(t) = V_{RF}(t) \times S(t)$$

$$= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \cos n \omega_{LO} t \right)$$

ค่า $(\sin n \frac{\pi}{2}) / (n \frac{\pi}{2})$ นี้คุณอยู่จะเป็นค่าฮาร์โมนิคคู่ของความถี่ออสซิลเลต f_{LO} ซึ่งไม่ปรากฏที่เอาต์พุต และจะไม่มีเทอมของ f_{LO} จะมีแต่ค่า $\cos \omega_{RF} t \times \cos n \omega_{LO} t$ เป็นฮาร์โมนิคคู่ โดยที่ n เป็นเลขคี่ ส่วนค่าสัญญาณอินพุต f_{RF} จะปรากฏที่เอาต์พุตโดยมีค่าแอมพลิจูดลดลง ค่าสเปกตรัมทั้งหมดจะแสดงดังรูป 2.12 (ง) ซึ่งค่าทั้งหมดยกเว้น $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ จะถูกกำจัดโดยใช้ฟิลเตอร์กรองสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป

วงจร single-balance mixer ดังรูป 2.12 ยังไม่สมบูรณ์เนื่องจากมีค่า f_{RF} ปรากฏอยู่ที่เอาต์พุต รูปที่ 2.13 double-balance diode mixer จะมี 3 port วงจรนี้คล้ายกับวงจรที่แล้วว่าโลกอลออสซิลเลเตอร์มีค่ามากพอที่จะควบคุมการเปิดปิดไบเซิลของไดโอด นั่นคือ กระแสที่ V_{RF} จะน้อยเมื่อเทียบกับ V_{LO}

รูป 2.13 (ข) แสดงถึงกระแส i_1 และ i_2 ของ RF frequency ในช่วงที่ V_{RF} ทำให้จุด a เป็นบวกเมื่อเทียบกับ e และ b และ V_{LO} ทำให้จุด c เป็นบวกเมื่อเทียบกับ d ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำงานโดย V_{LO} และมีกระแส i_{LO} ไหลในลูป c-a-d-f-c ไดโอด D_3 และ D_4 จะไม่ทำงานเพราะเป็นช่วง reverse-biased กระแส i_1 และ i_2 จะไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 ตามลำดับ ในช่วงที่มี RF voltage ตกคร่อม a-e กระแสนี้และไหลทำให้เกิดโวลต์เตจ V_o และทำให้เกิดชั่ว ชั่วขณะเกิดคือ i_{LO} ไม่ไหลผ่านอินพุต (RF) ทรานฟอเมอร์ และที่จุด a, f จะมีค่าศักดาเท่ากัน (ที่ความถี่ f_{LO}) ถ้าไดโอดและ LO ทรานฟอเมอร์สมดุลงันจริง

รูป 2.13 (ค) ชั่วของ V_{RF} จะเหมือนกับรูป 2.13 (ข) แต่ชั่วของ V_{LO} จะกลับกันและทำให้จุด d เป็นบวกเมื่อเทียบกับ c ไดโอด D_3 และ D_4 จะทำงานขณะที่ D_1 และ D_2 ไม่ทำงาน RF voltage V_{ab} จะทำให้เกิด RF current i_3 และ i_4 ที่ไดโอด D_3 และ D_4 ผลรวมกระแสจะไหลจากซ้ายไปขวาไปยังโหลดและทำให้เกิด V_o ซึ่งมีชั่วกลับกันกับรูป 2.13 (ข) local oscillator current จะไหลเป็นลูปผ่าน D_3 และ D_4 แต่จะไม่ผ่าน RF ทรานฟอเมอร์

รูป 2.13 (ง) แสดงผลของ $V_o(t)$ ซึ่งมีการกลับชั่วที่ความถี่ LO frequency ซึ่งอยู่ในลูกคลื่นที่ขึ้นอยู่กับ V_{RF} เนื่องจากความแตกต่างระหว่าง f_{LO} และ f_{RF} มีค่ามากจึงทำให้ค่า i_{LO} ไม่ไหลผ่าน RF ทรานฟอเมอร์ ดังนั้นส่วนของ RF จึงแยกออกจากโลกอลออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นรูป 2.20 (ข) และ (ค) แสดงการไหลของกระแส RF ซึ่งไหลในทิศทางตรงกันข้ามกับทางด้าน LO ดังนั้นจึงไม่มีโวลต์เตจของ f_{RF} เกิดขึ้นทางด้าน LO

switching function ซึ่งเป็นผลมาจาก V_{LO} และไดโอดดังรูป 2.13 (จ) คือ

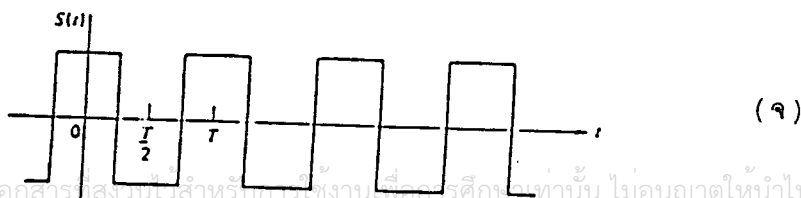
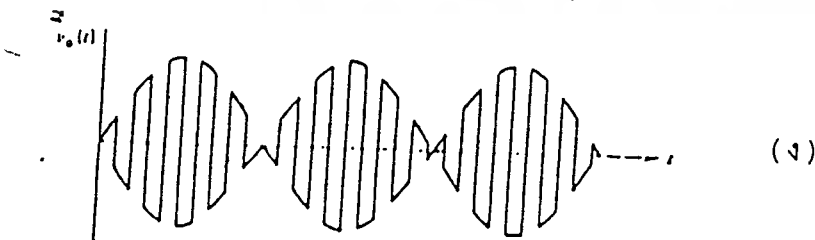
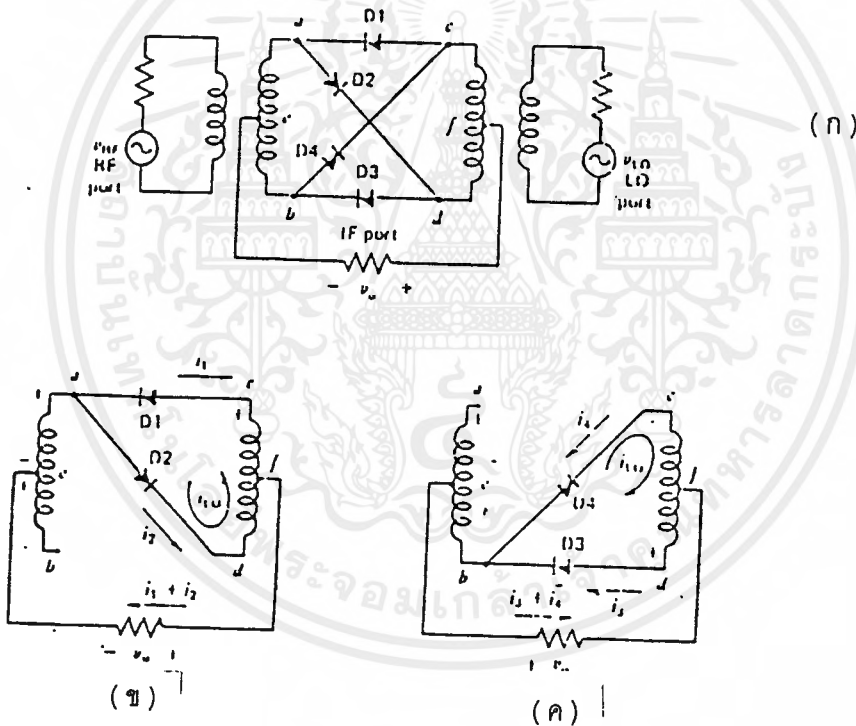
$$S(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \cos n \omega_{LO} t$$

ผลคูณของ $S(t)$ กับอินพุต RF โวลต์เตจจะได้เอาต์พุต คือ

$$V_o(t) = 2V_{RF} \cos \omega_{RF} t \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n \frac{\pi}{2}} \cos n \omega_{LO} t \right)$$

เอาต์พุตสเปกตรัมจะมีแต่ความถี่ $n f_{LO} \pm f_{RF}$ เมื่อ n เป็นเลขคี่ และไม่ปรากฏ f_{LO} และ f_{RF} ที่เอาต์พุต

(a) Double-balanced diode mixer; (b) partial schematic when V_a is positive, $D1$ and $D2$ on, and $D3$ and $D4$ off; (c) partial schematic when V_a is negative; (d) output voltage waveform in a resistive load; and (e) the switching function of the mixer.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์

ในการแยกสัญญาณเสียงออกมาจากสัญญาณเอฟเอ็ม ขนาดของสัญญาณเสียงจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเปลี่ยนตามความเบี่ยงเบนของคลื่นเอฟเอ็ม การเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณเสียงต่อความถี่เบี่ยงเบนนี้จะต้องเปลี่ยนในลักษณะถูกต้องตลอดเวลา ขณะที่สัญญาณเอฟเอ็มไม่มีการเบี่ยงเบนความถี่ คือเป็นความถี่ที่คงกลาง ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นศูนย์ แต่ถ้าสัญญาณเอฟเอ็มมีการเบี่ยงเบนของความถี่ไปทางด้านสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงเป็นบวกเพิ่มขึ้นตามความถี่เบี่ยงเบน จนกระทั่งสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนถึงขนาดสูงสุด ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นบวกมากที่สุด เมื่อความถี่เบี่ยงเบนเริ่มลดลง ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเริ่มลดลงด้วยจนความถี่เป็นความถี่ที่คงกลางขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์

ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนไปทางด้านต่ำ ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะลดลงเป็นลบ และความถี่เบี่ยงเบนต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงก็จะเป็นลบต่ำสุด ขนาดของสัญญาณเสียงจะเป็นศูนย์อีกครั้ง ก็ต่อเมื่อสัญญาณเอฟเอ็มเบี่ยงเบนจากความถี่ต่ำสุดเป็นความถี่ที่คงกลาง

การแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเอฟเอ็มมีความสำคัญอย่างมากในระบบการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เพราะการแยกสัญญาณเสียงที่มีความถูกต้องเหมือนเดิมนั้น การทำงานจะต้องมีความถูกต้องและมีความไวในการเปลี่ยนแปลงความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นสัญญาณเสียงได้ดี

วงจรเทคเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณ FM ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลต (สัญญาณเสียง) จากรูปที่ 2.14 กระแสที่ไหลในคอยล์จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศากระแสนี้จะป้อนให้วงจรเรโซแนนซ์ขนาน Z ซึ่งจากความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM ที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะกลายเป็นสัญญาณ PM หลังจากที่ได้สัญญาณ FM และสัญญาณ PM คูณกัน (ทำงานในช่วงนอนลิเนียร์) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือสัญญาณมอดูเลต) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เอาท์พุทจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

ความจริงแล้ววงจรควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ทำหน้าที่เหมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณ FM สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวก สัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไป คงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ เพราะเมื่อสัญญาณ FM มีความถี่ต่ำลง พัลส์เอาท์พุทจะแคบลง ค่าเฉลี่ยจะน้อยลง นั่นคือ ค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

ซึ่งทฤษฎีการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

กำหนดให้ ω_0 คือความถี่กลางในหน่วยเรเดียน

ω คือความถี่ขณะใดๆในหน่วยเรเดียน

จะเห็นได้ว่าความต่างเฟส $\Delta\phi$ ในหน่วยเรเดียนเป็น

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} - K(\omega - \omega_0) = \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega$$

สัญญาณอินพุทของวงจรคูณเป็น $V_o \sin \omega t$ และ

$$V_o \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega) = V_o \cos(\omega t - K\Delta\omega)$$

คูณกันจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$V_o^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t - K\Delta\omega) = \frac{1}{2} V_o^2 (\sin(2\omega t - K\Delta\omega) + \sin(K\Delta\omega))$$

ซึ่งจากผลคูณจะมีส่วนที่เป็นสัญญาณความถี่ต่ำ คือ

$$\frac{V_o^2}{2} \sin(K\Delta\omega)$$

ถ้า $K\Delta\omega < 0.25$ เรเดียนจะได้ว่า

$$\sin(K\Delta\omega) = K\Delta\omega$$

ซึ่งเทอมนี้จะเป็นเชิงเส้นใน $\Delta\omega$ และจะได้สัญญาณเอาต์พุตตามต้องการ

จากรูปวงจรที่ 2.14 (ก) วงจรรีโซแนนซ์ขนานจะรีโซแนนซ์ที่ความถี่ ω_o และการเลื่อนเฟส $\Delta\theta$ ระหว่าง V_m และ V_o จะเป็น

$$\Delta\theta = \text{Arg} \frac{V_o}{V_m} = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(Q_o \delta)$$

เมื่อ Q_o เป็นค่า Q ที่มีความถี่ ω_o และ

$$\delta = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$$

สำหรับการเลื่อนเฟสของวงจรดีเทคเตอร์นั้น ไม่จำเป็นต้องเป็น 90 องศา แต่อาจจะเป็น 45 องศาหรือ 135 องศาก็ได้ และจะได้ผลลัพธ์ที่คล้ายกันเช่น ถ้าที่ความถี่กลาง $\omega_o, R = 1/\omega_o C_2$ ที่ความถี่ใดๆ ω การเลื่อนเฟสของสมการ จะเป็น

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_o / \omega}{1 + (\omega_o / \omega)(\omega / \omega_o) - (\omega_o / \omega)} \right]$$

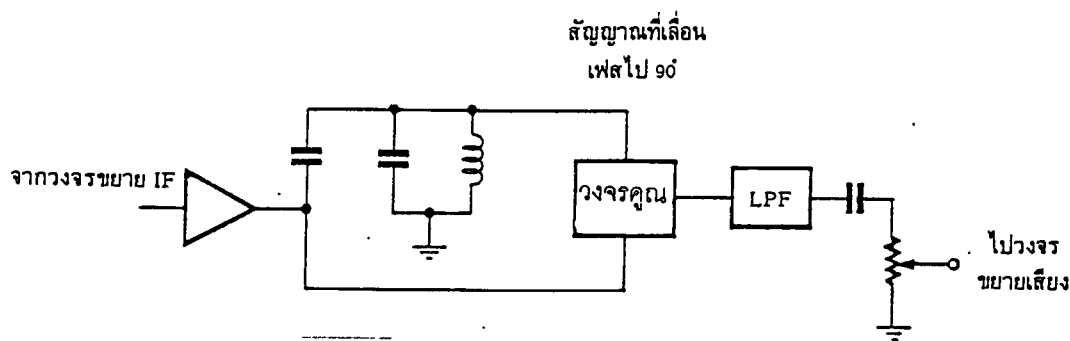
สำหรับการดีเทคเตอร์ที่ดี จะต้องอยู่ในควอดแดนต์แรก ซึ่งจะเป็นได้เมื่อ

$$\omega > \frac{\omega_o}{\sqrt{1+1/Q_o}}$$

และทำให้เกิดความสมมาตรของการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีการมอดูเลชัน

$$\omega \pm (\omega_o - \frac{\omega_o}{\sqrt{1+1/Q_o}})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



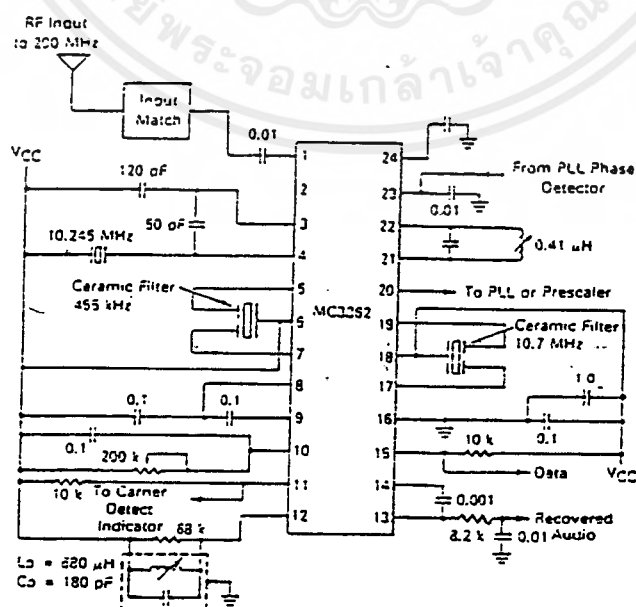
รูปที่ 2.14 วงจรควอดราเฟรตเทคเตอร์

2.9 การใช้งาน MC 3362

ในที่นี้จะทำการมิกซ์เพียงครั้งเดียว จะใช้ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวที่ 2 ของ IC ซึ่งเป็นวงจรแบบ Colpitts ทำงานที่ 27.145 เมกะเฮิร์ตซ์ ควบคุมด้วยคริสตอลมีบัฟเฟอร์เอาต์พุตที่ขา 2 (ขา 2 และขา 3 ใช้งานสลับกันได้)

ในส่วนของมิกเซอร์จะจัดวงจรแบบสมดุล เพื่อลดผลของสัญญาณแปลกปลอมมิกเซอร์ทั้งสองตัว มีคอนเวอร์ชันเกิน 18 dB และ 22 dB ตามลำดับ โดยมีเสถียรภาพในการทำงานที่ไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟเลี้ยง

เพื่อออกแบบใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก ตำแหน่งขาไอซีและวงจรภายในจึงออกแบบมาให้ใช้กับเซรามิกฟิลเตอร์ในส่วนวงจรกรองความถี่ IF ได้ หลังจากผ่านวงจรฟิลเตอร์และขยาย IF สัญญาณจะส่งกลับเข้าไปยังวงจรลิ้มิตเตอร์ซึ่งมีความไว 10 ไมโครโวลต์ ที่ -3.0 dB ลิ้มิตตั้ง รวบรวมไปถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.15 วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC3362
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรลิมิตเตอร์สัญญาณจะถูกส่งไปยังควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ ซึ่งต้องมีวงจรภายนอกเพิ่มเติม คือ LC แทนที่ ระหว่าง V_{CC} กับขา 12 และตัวต้านทานขนาด 68 กิโลโห์ม เป็นตัวกำหนดค่า peak separation ของวงจรถีเทคเตอร์ ถ้าค่าต่ำจะได้ความถี่เชิงเส้นดีแต่ความไวของวงจรถีเทคเตอร์จะลดลง

เอาต์พุตจากขา 13 จะต้องมีการจัดรูปคลื่นเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณเสียงที่ถูกต้อง ส่วนวงจรคอมพาราเตอร์ที่ขา 14, 15 ใช้สำหรับตีเทคจุดผ่านศูนย์ของสัญญาณสำหรับการรับส่งด้วย FSK (Frequency Shift Keying) ซึ่งมีอัตราความเร็วข้อมูลสูงตั้งแต่ 2,000 ถึง 35,000 บิตต่อวินาที ถ้าต้องการให้ส่วนนี้มีฮิสเตอร์ซิสให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆตั้งแต่ 12 กิโลโห์มขึ้นไป ระหว่างขา 14 และ 15

ในส่วนวงจรขับเคลื่อนที่ขา 10 ทำงานแบบแอคทีฟโวลต์คือ ต่อร่วมกับ V_{CC} ใช้แสดงระดับความแรงสัญญาณที่รับได้ โดยสังเกตจากการทำงานของวงจรลิมิตเตอร์ สามารถนำส่วนนี้มาใช้ในการกำหนดความแรงของสัญญาณที่จะรับได้ (RF trip level) โดยการต่อตัวต้านทานระหว่าง V_{CC} กับขา 10 วิธีการคือ ตั้งความแรงของเครื่องกำเนิดความถี่ป้อนให้แก่ วงจรภาครับที่ระดับความแรงที่ต้องการหน่วยเป็น dBm แล้วอ่านค่ากระแสจาก V_{CC} มาขา 10 จะได้ค่าตัวต้านทานเท่ากับ

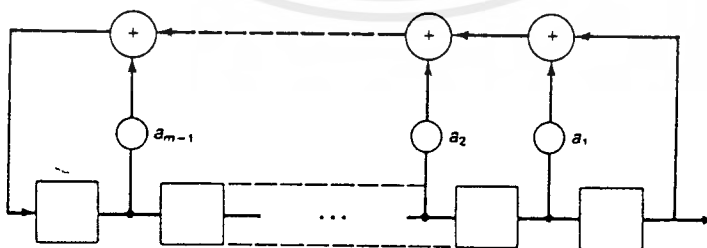
$$R_{10} = 0.64V_{dc} / I_{10}$$

และถ้าต้องการให้ทำงานเป็นฮิสเตอร์ซิสด้วย ก็ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆ RH ระหว่างขา 10 และขา 11 โดยมีสูตรคิด คือ

$$Hyst = V_{CC} / (RH \times 10^{-7}) dB$$

2.10 วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

วงจรผลิตโค้ดควรจะมีลำดับ (sequence) ที่เป็นแบบสุ่ม (random) เพื่อยากแก่การตรวจจับและสามารถเลือกลำดับได้หลายรูปแบบ ซึ่งเราเรียกว่า pseudo random generator สำหรับรูปแบบของอุปกรณ์ผลิตโค้ดที่นำมาใช้ในวงจรมีลักษณะเป็น M sequence ซึ่งสามารถสร้างได้โดย วิธีลิเนียร์ชิฟต์เรจิสเตอร์ (linear shift register) มีลักษณะโดยทั่วไปดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

อันประกอบไปด้วย ชิฟต์เรจิสเตอร์ (shift register) จำนวน M สเตจต่อกันแบบอนุกรม โดยเอาต์พุตของแต่ละสเตจหนึ่งจะรวมกัน และป้อนกลับไปยังอินพุต (ซึ่งการที่สเตจใดจะป้อนกลับหรือไม่นี้เอง ที่เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	1	2	3
INITIAL CODE	1	1	1
CLOCK PULSE	1	0	1
	2	0	0
	3	1	0
	4	0	1
	5	1	0
	6	1	1
NEW PERIOD	7	1	1

ตารางที่ 2.1 แสดงสถานะของ S/R ในแต่ละ CLOCK PULSE

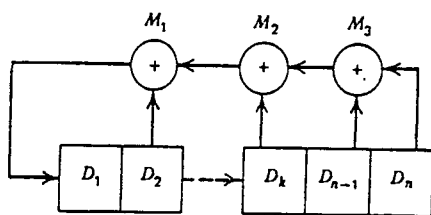
	1	2	3
INITIAL CODE	1	1	1
CLOCK PULSE	1	0	1
	2	1	0
	3	1	0
	4	0	0
	5	1	0
	6	1	1
NEW PERIOD	7	1	1

ตารางที่ 2.2 แสดงสถานะของ S/R ในแต่ละ CLOCK PULSE

จากตารางทั้งสอง จะเห็นได้ว่ามีลำดับโค้ด แตกต่างกันไปตามเวลาหนึ่งๆซึ่งเป็นผลจากความแตกต่างของโพลีโนเมียล สำหรับในวิธีลิเนียร์พรีจิสเตอร์นั้น จะให้โค้ดซ้ำกันทุกช่วงความถี่หนึ่งคาบ ซึ่งความยาวนี้ก็คือ จำนวนของโค้ด โดยจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ $2^M - 1$ เรียกว่ากรณีความยาวสูงสุด (maximum length) โดย M คือจำนวนสเตจของชิพรีจิสเตอร์ การแทนโพลีโนเมียลด้วยลิเนียร์พรีจิสเตอร์นั้นมี 2 ลักษณะ คือ

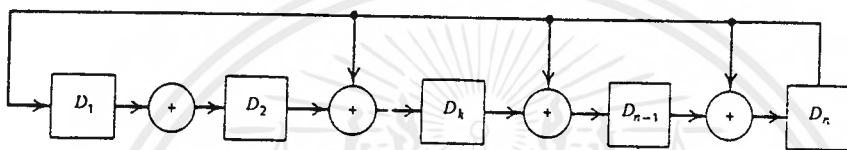
1. แบบธรรมดา ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตรีดได้แบบสุ่มแบบรวมรวมดา

2. แบบโมดูลาร์ (MODULAR) ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตรีดได้แบบสุ่มแบบโมดูลาร์

วงจรทั้งสองเป็นวงจรสมมูลซึ่งกันและกัน ซึ่งวงจรสมมูลของ

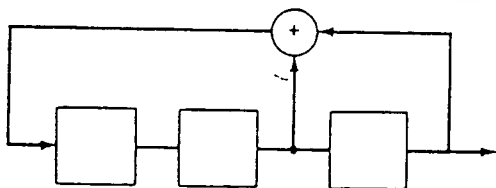
$[N, P]_s$ คือ $[N, N-P]_m$

$[N, P]_m$ คือ $[N, N-P]_s$

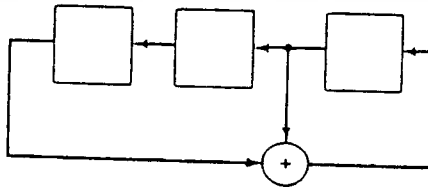
ดังตัวอย่าง $[3, 2]_s$ และ $[3, 1]_m$ ในรูปที่ 2.21 และ 2.22 ตามลำดับ

โดย $[3, 2]_s$ หมายความว่า เป็นแบบธรรมดา จำนวน 3 สเตจ มีการป้อนกลับเฉพาะสเตจที่ 2

และ $[3, 1]_m$ หมายความว่า เป็นแบบโมดูลาร์ จำนวน 3 สเตจ มีการป้อนกลับเข้าเฉพาะสเตจที่ 1.



รูปที่ 2.21 แบบธรรมดา



รูปที่ 2.22 แบบโมดูลาร์

และมีภาวะการทำงานดังตารางที่ 2.3 และตารางที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		1	2	3
INITIAL CODE		1	1	1
CLOCK PULSE	1	0	1	1
	2	0	0	1
	3	1	0	0
	4	0	1	0
	5	1	0	1
	6	1	1	0
NEW PERIOD	7	1	1	1

ตารางที่ 2.3 ลำดับโค้ดของรูปที่ 2.21

		1	2	3
INITIAL CODE		1	1	1
CLOCK PULSE	1	1	0	1
	2	1	0	0
	3	0	1	0
	4	0	0	1
	5	1	1	0
	6	0	1	1
NEW PERIOD	7	1	1	1

ตารางที่ 2.4 ลำดับโค้ดของรูปที่ 2.22

จะเห็นได้ว่าคู่วงจรมูลย จะมีลำดับโค้ดของรีจิสเตอร์แต่ละสเตจเหมือนกัน แต่ในการประยุกต์ใช้ อุปกรณ์ผลิตโค้ดนี้ จะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงโค้ดแตกต่างกัน

ตารางที่ 2.5 แสดงรูปแบบการต่อของส่วนป้อนกลับที่ทำให้เกิดความยาวโค้ดสูงสุด ที่จำนวนสเตจ ต่างๆกัน ซึ่งหมายความว่ารวมทั้งแบบธรรมดา และแบบโมดูลาร์

ตารางที่ 2.5 แสดงรูปแบบการต่อของส่วนบ้อนกลับที่ทำให้เกิดความยาวได้ดสูงสุด

Number of Stages	Code Length	Maximal Taps
2*	3	[2, 1]
3*	7	[3, 1]
4	15	[4, 1]
5*	31	[5, 2] [5, 4, 3, 2] [5, 4, 2, 1]
6	63	[6, 1] [6, 5, 2, 1] [6, 5, 3, 2]
7*	127	[7, 1] [7, 3] [7, 3, 2, 1] [7, 4, 3, 2] [7, 6, 4, 2] [7, 6, 3, 1] [7, 6, 5, 2] [7, 6, 5, 4, 2, 1] [7, 5, 4, 3, 2, 1]
8	255	[8, 4, 3, 2] [8, 6, 5, 3] [8, 6, 5, 2] [8, 5, 3, 1] [8, 6, 5, 1] [8, 7, 6, 1] [8, 7, 6, 5, 2, 1] [8, 6, 4, 3, 2, 1]
9	511	[9, 4] [9, 6, 4, 3] [9, 8, 5, 4] [9, 8, 4, 1] [9, 5, 3, 2] [9, 8, 6, 5] [9, 8, 7, 2] [9, 6, 5, 4, 2, 1] [9, 7, 6, 4, 3, 1] [9, 8, 7, 6, 5, 3]
10	1023	[10, 3] [10, 8, 3, 2] [10, 4, 3, 1] [10, 8, 5, 1] [10, 8, 5, 4] [10, 9, 4, 1] [10, 8, 4, 3] [10, 5, 3, 2] [10, 5, 2, 1] [10, 9, 4, 2]
11	2047	[11, 1] [11, 8, 5, 2] [11, 7, 3, 2] [11, 5, 3, 5] [11, 10, 3, 2] [11, 6, 5, 1] [11, 5, 3, 1] [11, 9, 4, 1] [11, 8, 6, 2] [11, 9, 8, 3]
12	4095	[12, 6, 4, 1] [12, 9, 3, 2] [12, 11, 10, 5, 2, 1] [12, 11, 6, 4, 2, 1] [12, 11, 9, 7, 6, 5] [12, 11, 9, 5, 3, 1] [12, 11, 9, 8, 7, 4] [12, 11, 9, 7, 6, 5] [12, 9, 8, 3, 2, 1] [12, 10, 9, 8, 6, 2]
13*	8191	[13, 4, 3, 1] [13, 10, 9, 7, 5, 4] [13, 11, 8, 7, 4, 1] [13, 12, 8, 7, 6, 5] [13, 9, 8, 7, 5, 1] [13, 12, 6, 5, 4, 3] [13, 12, 11, 9, 5, 3] [13, 12, 11, 5, 2, 1] [13, 12, 9, 8, 4, 2] [13, 8, 7, 4, 3, 2]
14	16, 383	[14, 12, 2, 1] [14, 13, 4, 2] [14, 13, 11, 9] [14, 10, 6, 1] [14, 11, 6, 1] [14, 12, 11, 1] [14, 6, 4, 2] [14, 11, 9, 6, 5, 2]

(Continued)

(Continued)

Number of Stages	Code Length	Maximal Taps
15	32, 767	[14, 13, 6, 5, 3, 1] [14, 13, 12, 8, 4, 1] [14, 8, 7, 6, 4, 2] [14, 10, 6, 5, 4, 1] [14, 13, 12, 7, 6, 3] [14, 13, 11, 10, 8, 3] [15, 13, 10, 9] [15, 13, 10, 1] [15, 14, 9, 2] [15, 1] [15, 9, 4, 1] [15, 12, 3, 1] [15, 10, 5, 4] [15, 10, 5, 4, 3, 2] [15, 11, 7, 6, 2, 1] [15, 7, 6, 3, 2, 1] [15, 10, 9, 8, 5, 3] [15, 12, 5, 4, 3, 2] [15, 10, 9, 7, 5, 3] [15, 13, 12, 10] [15, 13, 10, 2] [15, 12, 9, 1] [15, 14, 12, 2] [15, 13, 9, 6] [15, 7, 4, 1] [15, 4] [15, 13, 7, 4]
16	65, 535	[16, 12, 3, 1] [16, 12, 9, 6] [16, 9, 4, 3] [16, 12, 7, 2] [16, 10, 7, 6] [16, 15, 7, 2] [16, 9, 5, 2] [16, 13, 9, 6] [16, 15, 4, 2] [16, 15, 9, 4]
17*	131, 071	[17, 3] [17, 3, 2, 1] [17, 7, 4, 3] [17, 16, 3, 1] [17, 12, 6, 3, 2, 1] [17, 8, 7, 6, 4, 3] [17, 11, 8, 6, 4, 2] [17, 9, 8, 6, 4, 1] [17, 16, 14, 10, 3, 2] [17, 12, 11, 8, 5, 2]
18	262, 143	[18, 7] [18, 10, 7, 5] [18, 13, 11, 9, 8, 7, 6, 3] [18, 17, 16, 15, 10, 9, 8, 7] [18, 15, 12, 11, 9, 8, 7, 6]
19*	524, 287	[19, 5, 2, 1] [19, 13, 8, 5, 4, 3] [19, 12, 10, 9, 7, 3] [19, 17, 15, 14, 13, 12, 6, 1] [19, 17, 15, 14, 13, 9, 8, 4, 2, 1] [19, 16, 13, 11, 19, 9, 4, 1] [19, 9, 8, 7, 6, 3] [19, 16, 15, 13, 12, 9, 5, 4, 2, 1] [19, 18, 15, 14, 11, 10, 8, 5, 3, 2] [19, 18, 17, 16, 12, 7, 6, 5, 3, 1]
20	1, 048, 575	[20, 3] [20, 9, 5, 3] [20, 19, 4, 3] [20, 11, 8, 6, 3, 2] [20, 17, 14, 10, 7, 4, 3, 2]
21	2, 097, 151	[21, 2] [21, 14, 7, 2] [21, 13, 5, 2] [21, 14, 7, 6, 3, 2] [21, 8, 7, 4, 3, 2] [21, 10, 6, 4, 3, 2] [21, 15, 10, 9, 5, 4, 3, 2] [21, 14, 12, 7, 6, 4, 3, 2] [21, 20, 19, 18, 5, 4, 3, 2]

(Continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Continued)

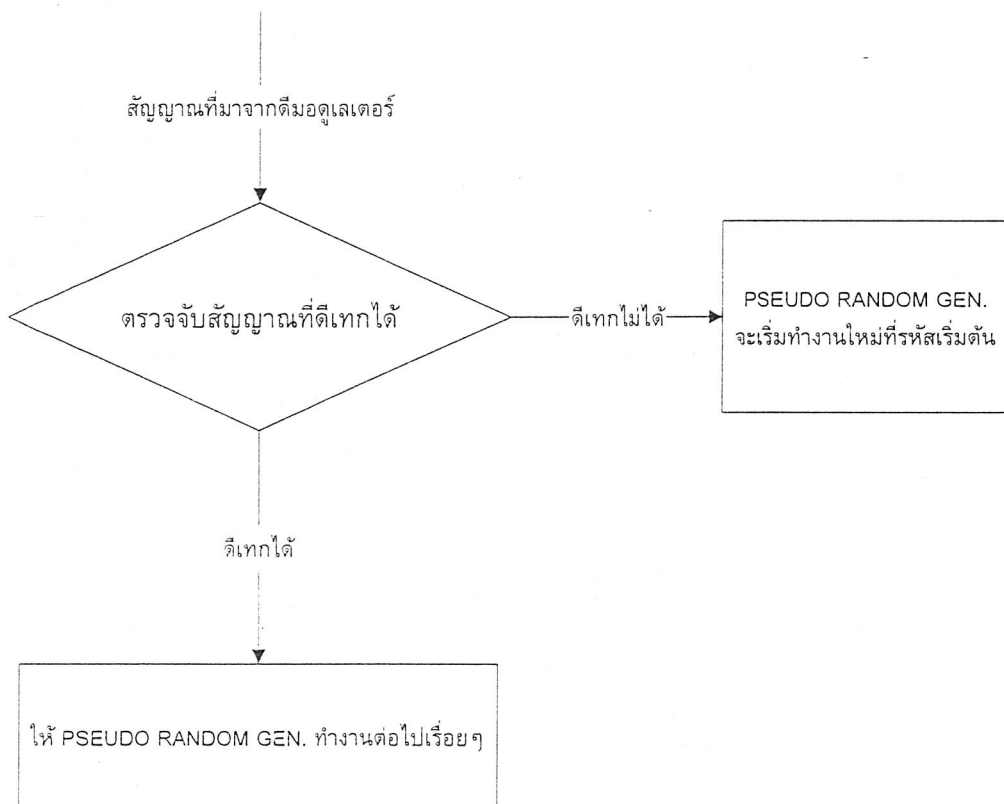
Number of Stages	Code Length	Maximal Taps
22	4, 194, 303	[22, 1] [22, 9, 5, 1] [22, 20, 18, 16, 6, 4, 2, 1] [22, 19, 16, 13, 10, 7, 4, 1] [22, 17, 9, 7, 2, 1] [22, 17, 13, 12, 8, 7, 2, 1] [22, 14, 13, 12, 7, 3, 2, 1]
23	8, 388, 607	[23, 5] [23, 17, 11, 5] [23, 5, 4, 1] [23, 12, 5, 4] [23, 21, 7, 5] [23, 16, 13, 6, 5, 3] [23, 11, 10, 7, 6, 5] [23, 15, 10, 9, 7, 5, 4, 3] [23, 17, 11, 9, 8, 5, 4, 1] [23, 18, 16, 13, 11, 8, 5, 2]
24	16, 777, 215	[24, 7, 2] [24, 4, 3, 1] [24, 22, 20, 18, 16, 14, 11, 9, 8, 7, 5, 4] [24, 21, 19, 18, 17, 16, 15, 14, 13, 10, 9, 5, 4, 1]
25	33, 554, 431	[25, 3] [25, 3, 21] [25, 20, 5, 3] [25, 12, 4, 3] [25, 17, 10, 3, 2, 1] [25, 23, 21, 19, 9, 7, 5, 3] [25, 18, 12, 11, 6, 5, 4] [25, 20, 16, 11, 5, 3, 2, 1] [25, 12, 11, 8, 7, 6, 4, 3]
26	67, 108, 863	[26, 6, 2, 1] [26, 22, 21, 16, 12, 11, 10, 8, 5, 4, 3, 1]
27	134, 217, 727	[27, 5, 2, 1] [27, 18, 11, 10, 9, 5, 4, 3]
28	268, 435, 455	[28, 3] [28, 13, 11, 9, 5, 3] [28, 22, 11, 10, 4, 3] [28, 24, 20, 16, 12, 8, 4, 3, 2, 1]
29	536, 870, 911	[29, 2] [29, 20, 11, 2] [29, 13, 7, 2] [29, 21, 5, 2] [29, 26, 5, 2] [29, 19, 16, 6, 3, 2] [29, 18, 14, 6, 3, 2]
30	1, 073, 74, 1, 823	[30, 23, 2, 1] [30, 6, 4, 1] [30, 24, 20, 16, 14, 13, 11, 7, 2, 1]
31*	2, 147, 483, 647	[31, 29, 21, 17] [31, 28, 19, 15] [31, 3] [31, 3, 2, 1] [31, 13, 8, 3] [31, 21, 12, 3, 2, 1] [31, 20, 18, 7, 5, 3] [31, 30, 29, 25] [31, 28, 24, 10] [31, 20, 15, 5, 4, 3] [31, 16, 8, 4, 3, 2]
32	4, 294, 967, 295	[32, 22, 2, 1] [32, 7, 5, 3, 2, 1] [32, 28, 19, 18, 16, 14, 11, 10, 9, 6, 5, 1]
33	8, 589, 934, 591	[33, 13] [33, 22, 13, 11] [33, 26, 14, 10] [33, 6, 4, 1] [33, 22, 16, 13, 11, 8]
61*	2, 305, 843, 009, 213, 693, 951	[61, 5, 2, 1]
89*	618, 970, 019, 642, 690, 137, 449, 562, 112	[89, 6, 5, 3]

* Mersenne Prime Length Generator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 การชิงโครโนซ์เซชั่น

โดยอาศัยหลักการที่ว่าถ้าขบวนของพัลส์ที่นำไปผสมกับสัญญาณคลื่นพาหะ (ทางด้านส่ง) และ โลคอลลออสซิลเลเตอร์ (ทางด้านรับ) เป็นขบวนพัลส์เดียวกันแล้ว จะทำให้สามารถดีเทคต์สัญญาณออไดโอ ทางด้านรับออกมาได้ เพราะฉะนั้นเราอาศัยสัญญาณออไดโอที่ดีเทคออกมาได้นั้นมาใช้ในการชิงโครโนซ์ โดยมีหลักการทำงานดังนี้



รูปที่ 2.23 flow chart การทำงานของส่วนชิงโครโนซ์เซชั่น

คือ เริ่มแรกจะมีส่วนตรวจจับสัญญาณที่ดีเทคออกมาจากทางด้านรับ ถ้าทางด้านรับไม่สามารถดีเทคสัญญาณออกมาได้ก็แสดงว่าขบวนพัลส์ที่ผลิตออกมาจาก pseudo random generator ทั้งสองด้านวิ่งไปไม่พร้อมกัน ก็จะส่งสัญญาณไปให้ทำการรีเซ็ตส่วน pseudo random generator (เฉพาะทางด้านรับเท่านั้น ส่วนทางด้านส่งจะปล่อยให้ทำงานไปเรื่อยๆ) เพื่อให้เริ่มต้นผลิตขบวนพัลส์ใหม่อำยนี้ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งจะทำให้ขบวนพัลส์ทางด้านรับวิ่งไปพร้อมกับด้านส่ง ก็จะทำให้สามารถดีเทคสัญญาณออไดโอที่ส่วนรับได้

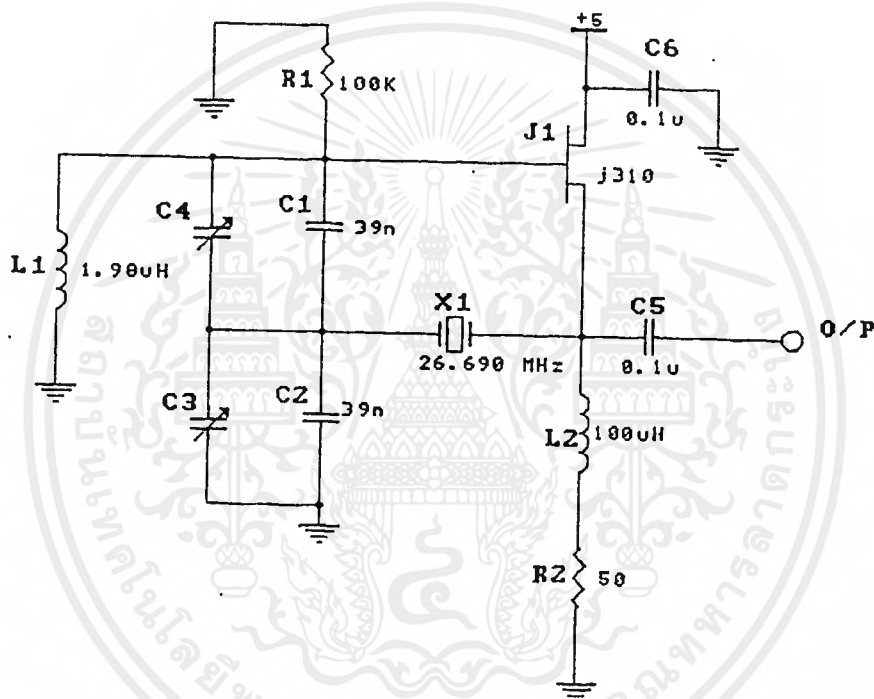
บทที่ 3

การออกแบบและการคำนวณ

3.1 การออกแบบการทำงานของระบบไดเรกต์ซีแควนซ์

เป็นไปตามบล็อกไดอะแกรมในรูป 3.1 นี้ โดยจะต้องมีการมอดูเลตสัญญาณกับรหัสเลขฐานสอง ก่อนที่จะส่งออก ทางด้านรับก็เช่นกันเพื่อให้อาจสามารถรับส่งกันได้

3.2 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 26.690 MHz

ตามรูป 3.2 เราสามารถหาค่า L_1 และ C_1 ได้ จากสูตร

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad \text{โดยที่} \quad C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

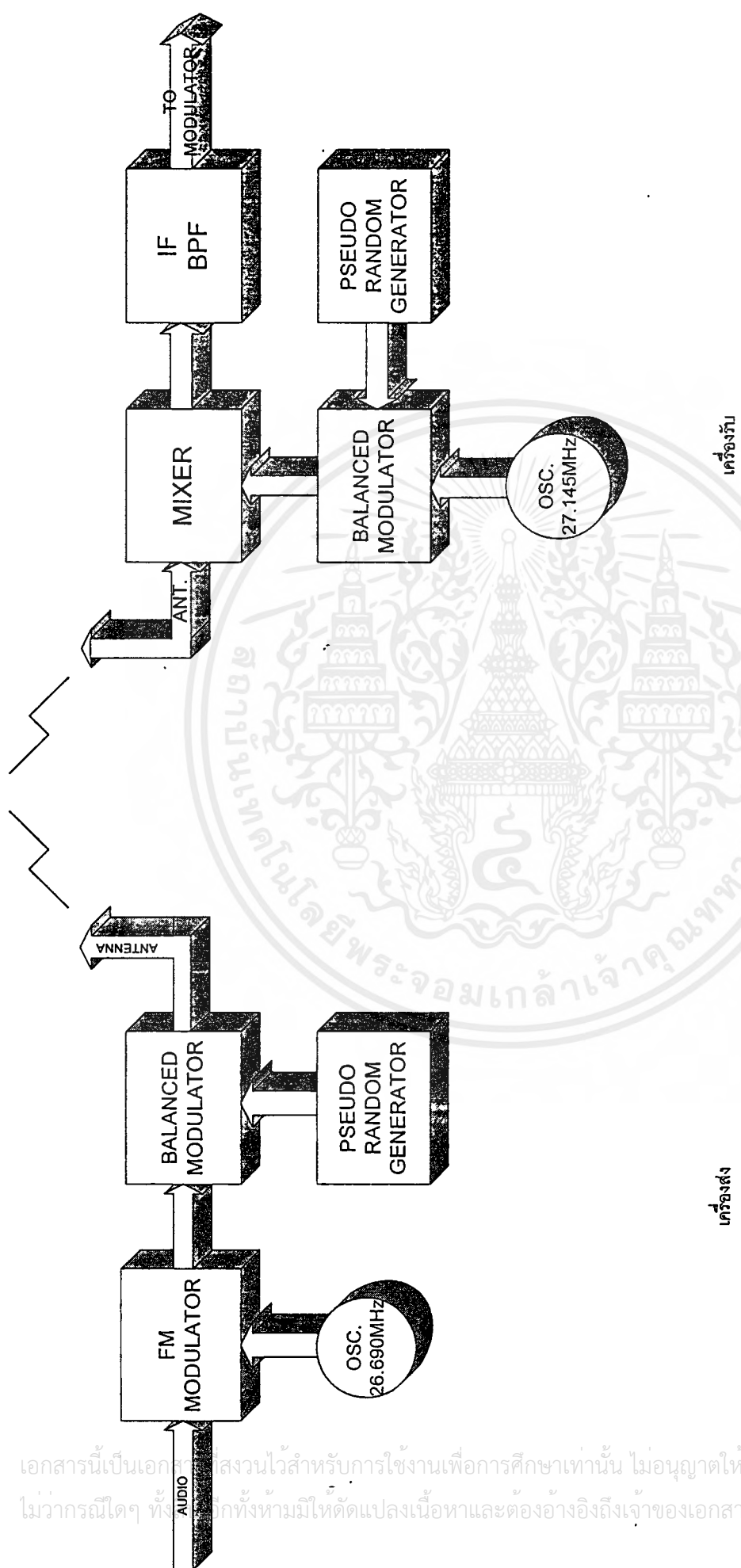
ทำการส่งที่ความถี่ 26.690 MHz และกำหนดค่า C ทั้งสองตัวเท่ากับ 39 pF

จะได้ค่า
$$C_T = \frac{39p \times 39p}{39p + 39p} = 19.5pF$$

เพราะฉะนั้น
$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

$$= 1.82\mu H$$

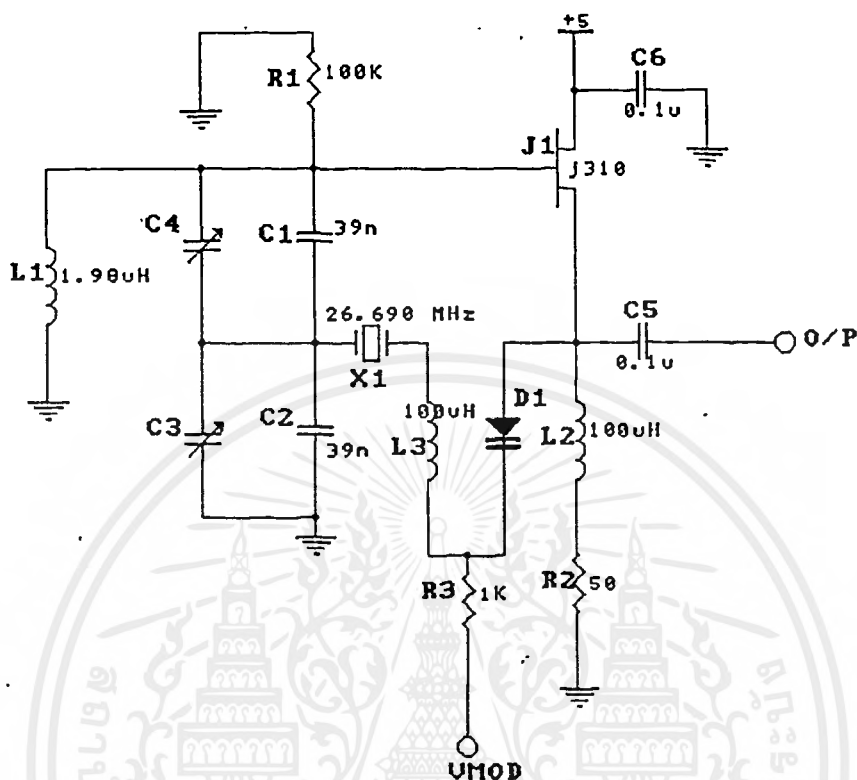
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของระบบไดมอดูเลชันความถี่

3.3 การออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ ในรูปที่ 3.2 เราสามารถเพิ่มวงจรมอดูเลเตอร์เข้าไปได้ดังรูป 3.3

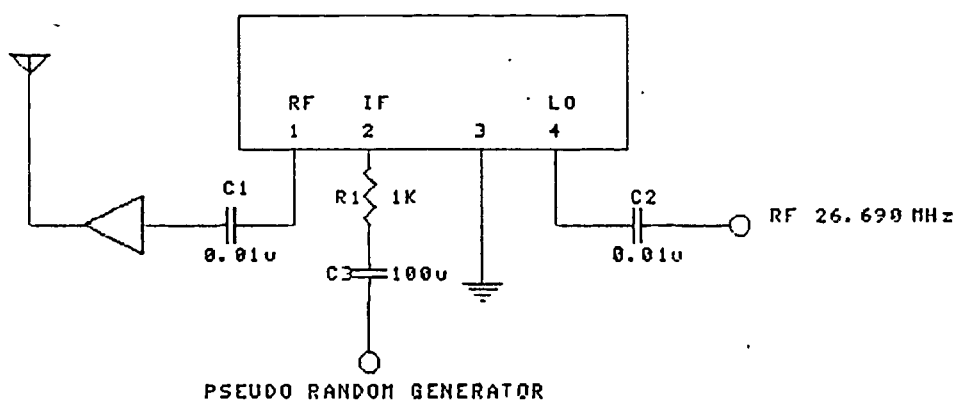


รูปที่ 3.3 วงจรมอดูเลเตอร์

โดยการใช้วาระคเตอร์ ซึ่งเป็นคาปาซิเตอร์ที่ปรับค่าได้ตามค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความถี่สามารถเบี่ยงเบนไปได้ด้วย (การมอดูเลตแบบ FM)

3.4 การออกแบบวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3

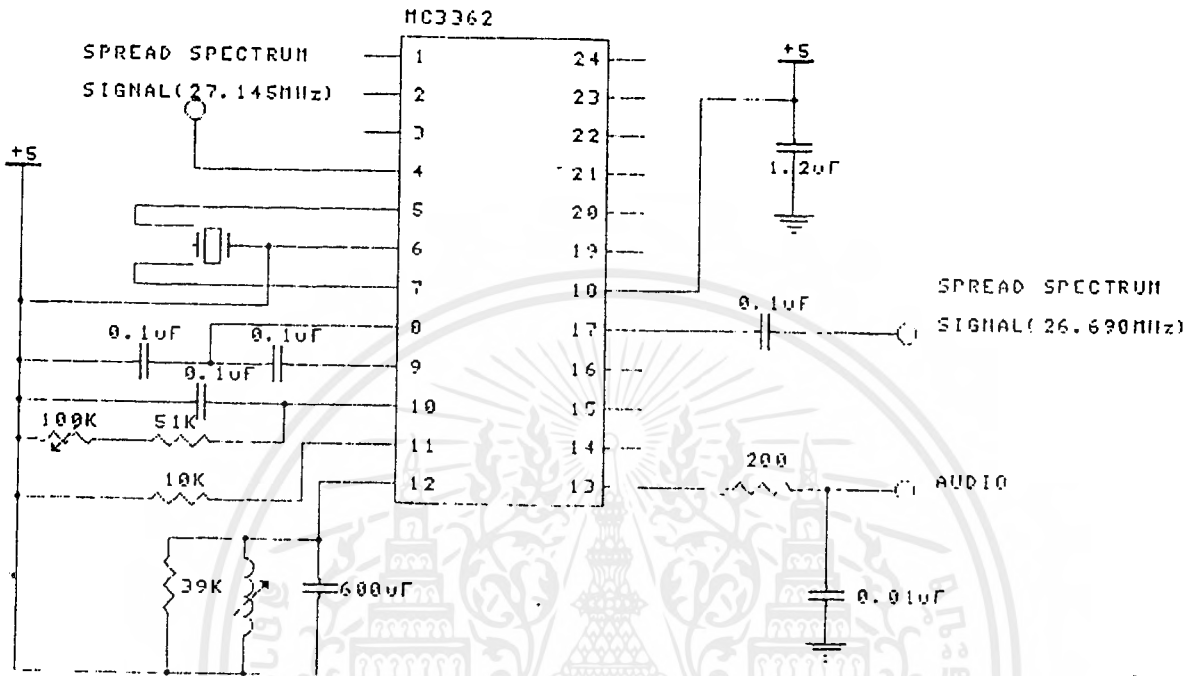
มีการออกแบบดังรูป 3.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงรูปที่ 3.4 วงจรมิกเซอร์ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบภาครับโดยใช้ไอซี MC3362

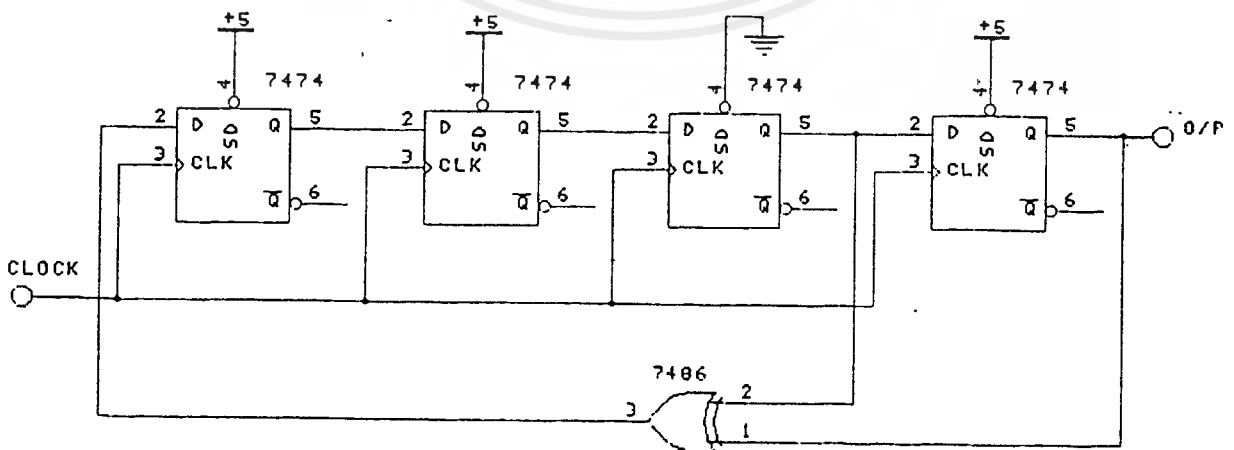
ตามรูปที่ 3.5 ภายในตัวไอซีนี้ประกอบไปด้วยภาคออสซิลเลเตอร์ มิกเซอร์ วงจรลิมิตเตอร์ และควอดราเจอร์ดิเทคเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจรใช้งาน MC 3362

3.6 การออกแบบวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

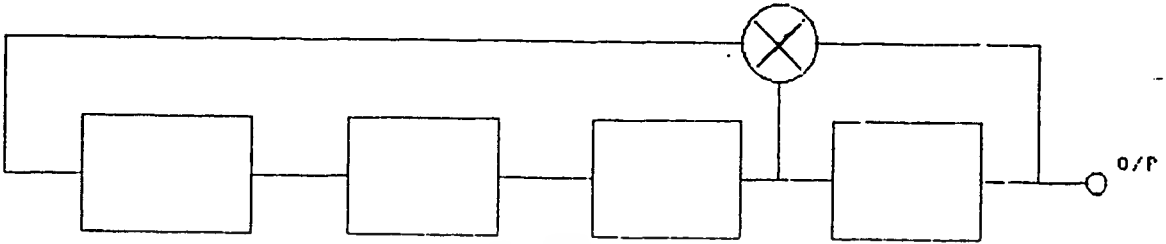
ในที่นี้ได้ออกแบบโดยใช้ชิพรีจิสเตอร์ตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นไปตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

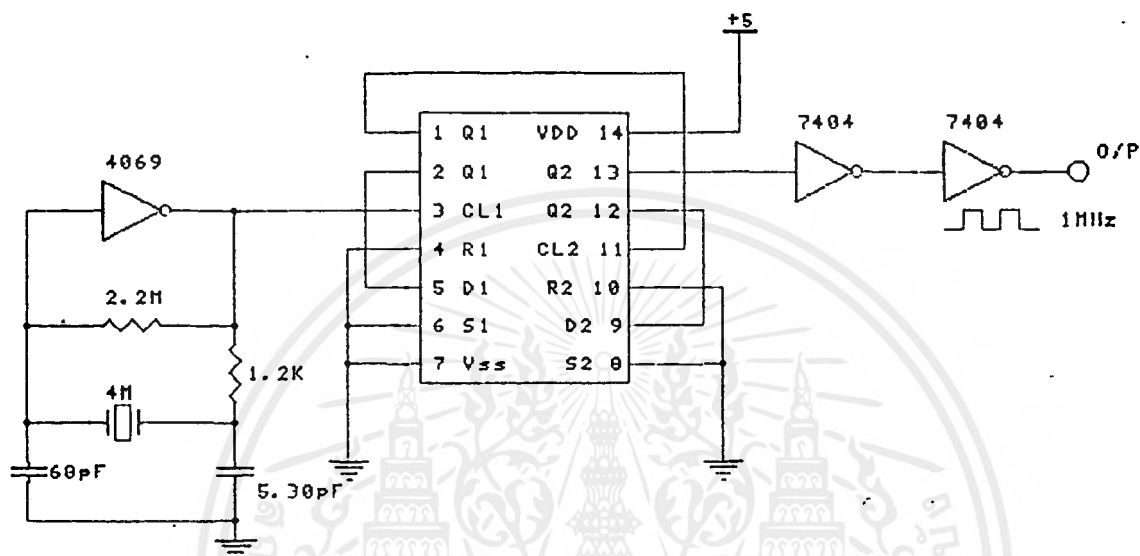
โดยมี initial code เป็น 0010 ซึ่งจะได้เอาต์พุตแบบ 15 บิตคือ 100110101111000 วนรอบไปเรื่อยๆ ดังนี้

	1	2	3	4
INITIAL CODE	0	0	1	0
CLOCK PULSE 1	1	0	0	1
2	1	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	1	1
5	0	1	0	1
6	1	0	1	0
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0
9	1	1	1	1
10	0	1	1	1
11	0	0	1	1
12	0	0	0	1
13	1	0	0	0
14	0	1	0	0
15	0	0	1	0
NEW PERIOD	1	0	0	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ตารางที่ 3.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

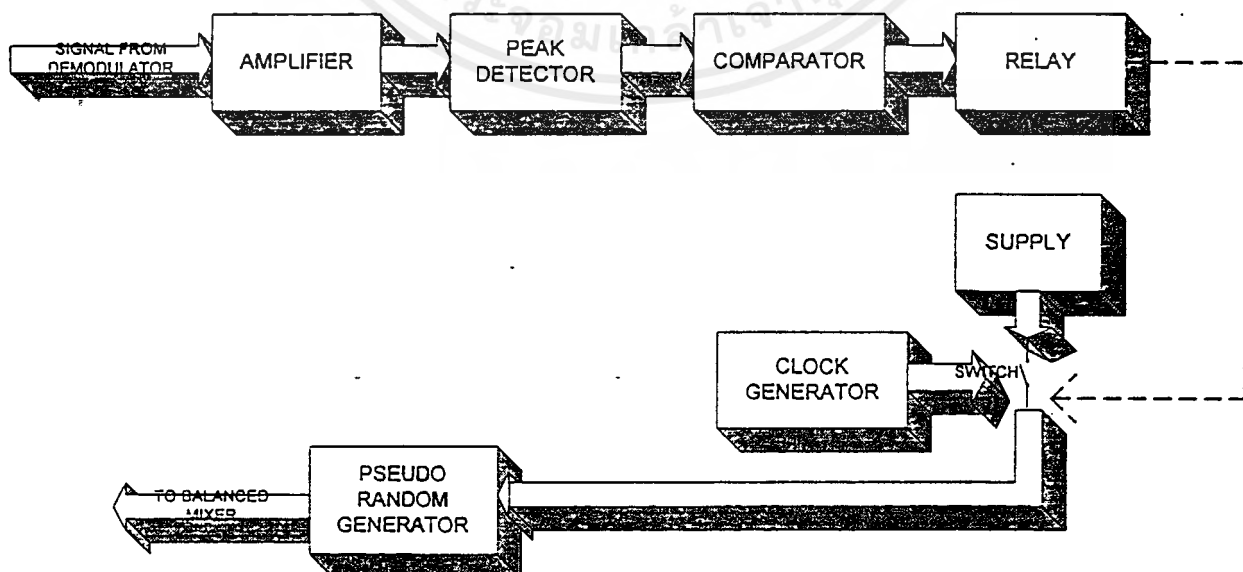
สามารถออกแบบได้โดยการสร้างสัญญาณรูปซายน์ความถี่ 4 MHz แล้วนำไปหาร 2 สองครั้ง จะเหลือความถี่เป็น 1 MHz และนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านอินเวอร์เตอร์ก็จะได้เป็นสัญญาณนาฬิกาออกมาตามต้องการ ซึ่งสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 1 MHz

3.8 การออกแบบวงจรเชิงโครโนซ์การรับ-ส่ง

จากหลักการที่กล่าวในหัวข้อที่ 2.11 จึงได้ออกแบบวงจรในภาคต่างๆดังบล็อกไดอะแกรมต่อไปนี้



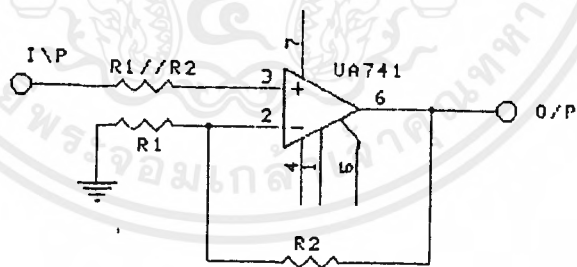
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนต่างๆ ของวงจรที่ทำหน้าที่เชิงโครโนซ์การรับ-ส่ง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ส่วนตรวจจับสัญญาณที่ดีเทคโนโลยีจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรแอมพลิฟายเออร์ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากส่วนดีมอดูเลเตอร์ จากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้ไปป้อนให้กับวงจรพีค-ดีเทคเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณรูปซายน์ที่ได้รับเข้ามาให้เป็นสัญญาณไฟตรงที่มีระดับแปรผันตามขนาดของสัญญาณรูปซายน์ ระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้นี้จะจะเป็นสัญญาณที่นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงในวงจรคอมพาราเตอร์ ถ้าระดับสัญญาณที่ได้สูงกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง ก็แสดงว่าภาครับสามารถดีเทคสัญญาณออกดีโอได้ตามต้องการ เอาท์พุทจากวงจรคอมพาราเตอร์จะควบคุมให้รีเลย์ต่อแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง 5 โวลท์ให้แก่วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม เพื่อให้วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มยังคงผลิตโค้ดต่อไปเรื่อยๆ เพราะว่าการที่ภาครับสามารถดีเทคสัญญาณออกดีโอได้ตามต้องการ ก็แสดงว่าโค้ดแบบสุ่มทางด้านรับตรงกับด้านส่งแล้ว จึงจำเป็นต้องควบคุมให้วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มคงสถานะการทำงานต่อไป

แต่ถ้าระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากวงจรพีค-ดีเทคเตอร์ต่ำกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง ก็แสดงว่าภาครับไม่สามารถดีเทคสัญญาณออกดีโอได้ เอาท์พุทจากวงจรคอมพาราเตอร์จะควบคุมให้รีเลย์ต่อวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาให้แก่วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม เพื่อให้วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มถูกรีเซ็ตให้ผลิตโค้ดใหม่ โดยเมื่อสัญญาณนาฬิกามีระดับสัญญาณเป็น 5 โวลท์ วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มจะทำงาน และเมื่อสัญญาณนาฬิกามีระดับสัญญาณเป็น 0 โวลท์ วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มจะหยุดทำงาน แล้วจะเริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง เมื่อสัญญาณนาฬิกามีระดับสัญญาณเป็น 5 โวลท์

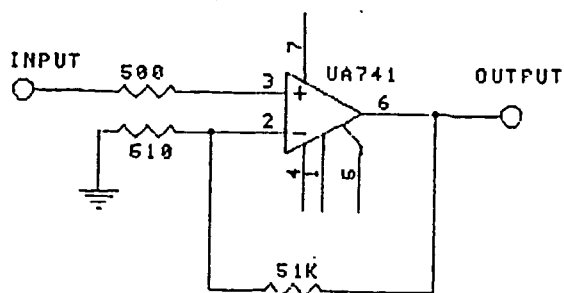
สำหรับรายละเอียดของวงจรต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบในการชิงโครโนซิงการรับ-ส่งมีดังต่อไปนี้

3.8.1 วงจรแอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 3.10 วงจรอินเวอร์ติง แอมพลิฟายเออร์

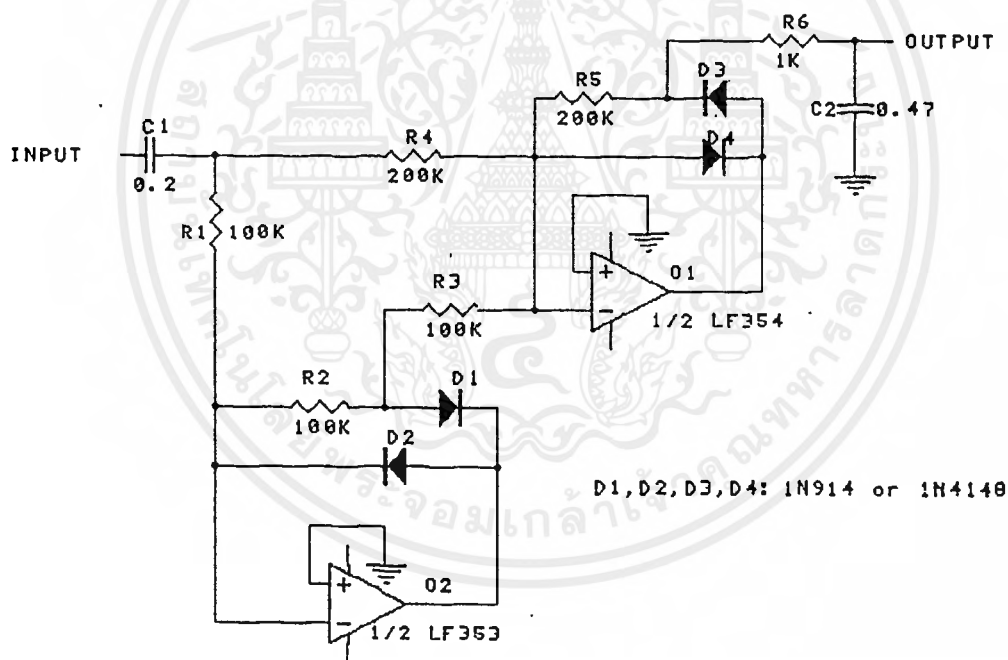
ในการออกแบบ เราใช้แอมพลิฟายเออร์แบบอินเวอร์ติง แอมพลิฟายเออร์ดังในรูปที่ 3.10 ซึ่งจะได้อัตราขยาย $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ ซึ่งในที่นี้เราต้องการอัตราขยายเท่ากับ 11 เท่า เพราะฉะนั้นเราจะได้ค่า $R_1 = 510\Omega$ และ $R_2 = 51k\Omega$ ดังรูป 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่มีอัตราขยาย 11 เท่า

3.8.2 วงจรพิก-ดิเทคเตอร์

สามารถออกแบบได้ดังรูป 3.12

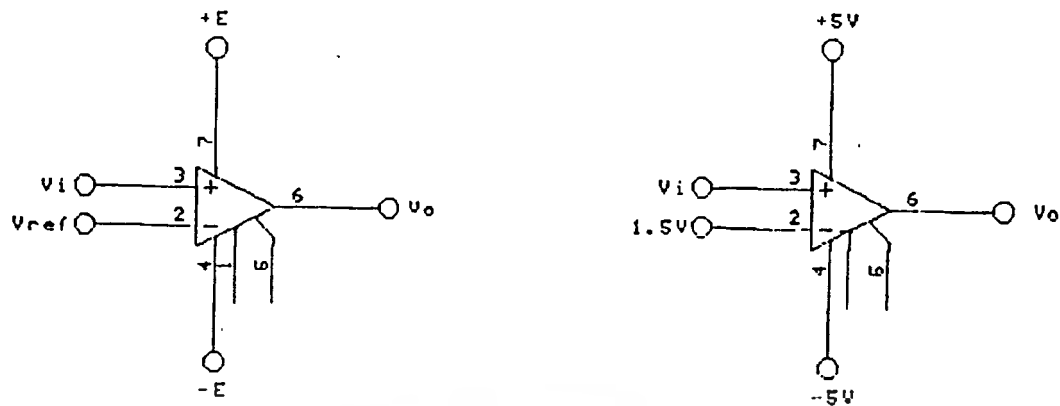


รูปที่ 3.12 วงจรพิก-ดิเทคเตอร์

3.8.3 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

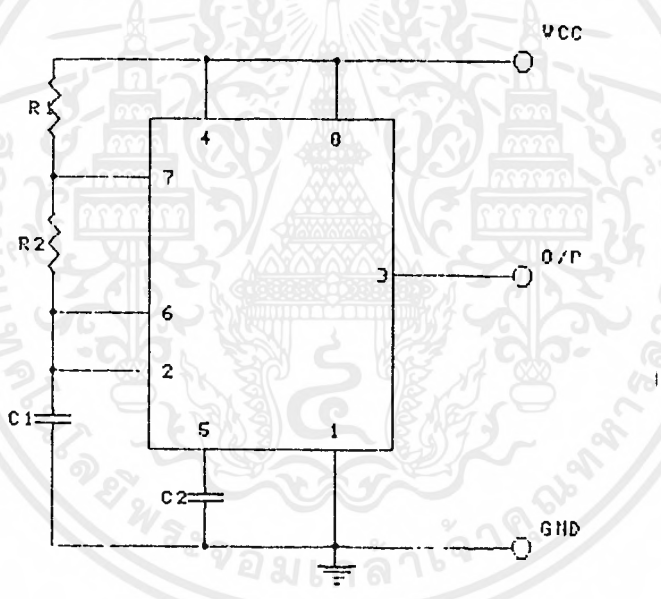
สามารถออกแบบได้ดังรูป 3.13 โดยใช้ระดับอ้างอิงที่ 1.5 โวลต์ คือ เมื่อสัญญาณที่เข้ามา มีระดับสูงกว่า 1.5 โวลต์ ก็จะได้เอาต์พุตเป็นลอจิก 1 และเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีระดับต่ำกว่า 1.5 โวลต์ก็จะให้เอาต์พุตเป็นลอจิก 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



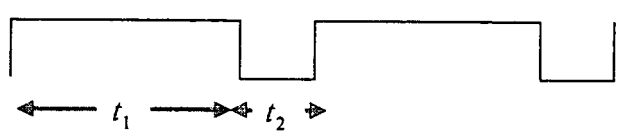
รูปที่ 3.13 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

3.8.4 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555



รูปที่ 3.14 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555

จากวงจรในรูป 3.14 จะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณ



โดย $t_1 = 0.694(R_1 + R_2)C$

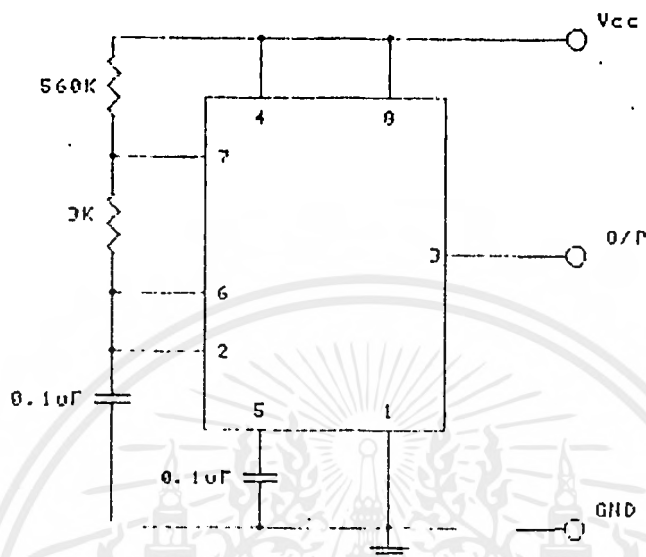
$t_2 = 0.694R_2C$

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นเราจะได้

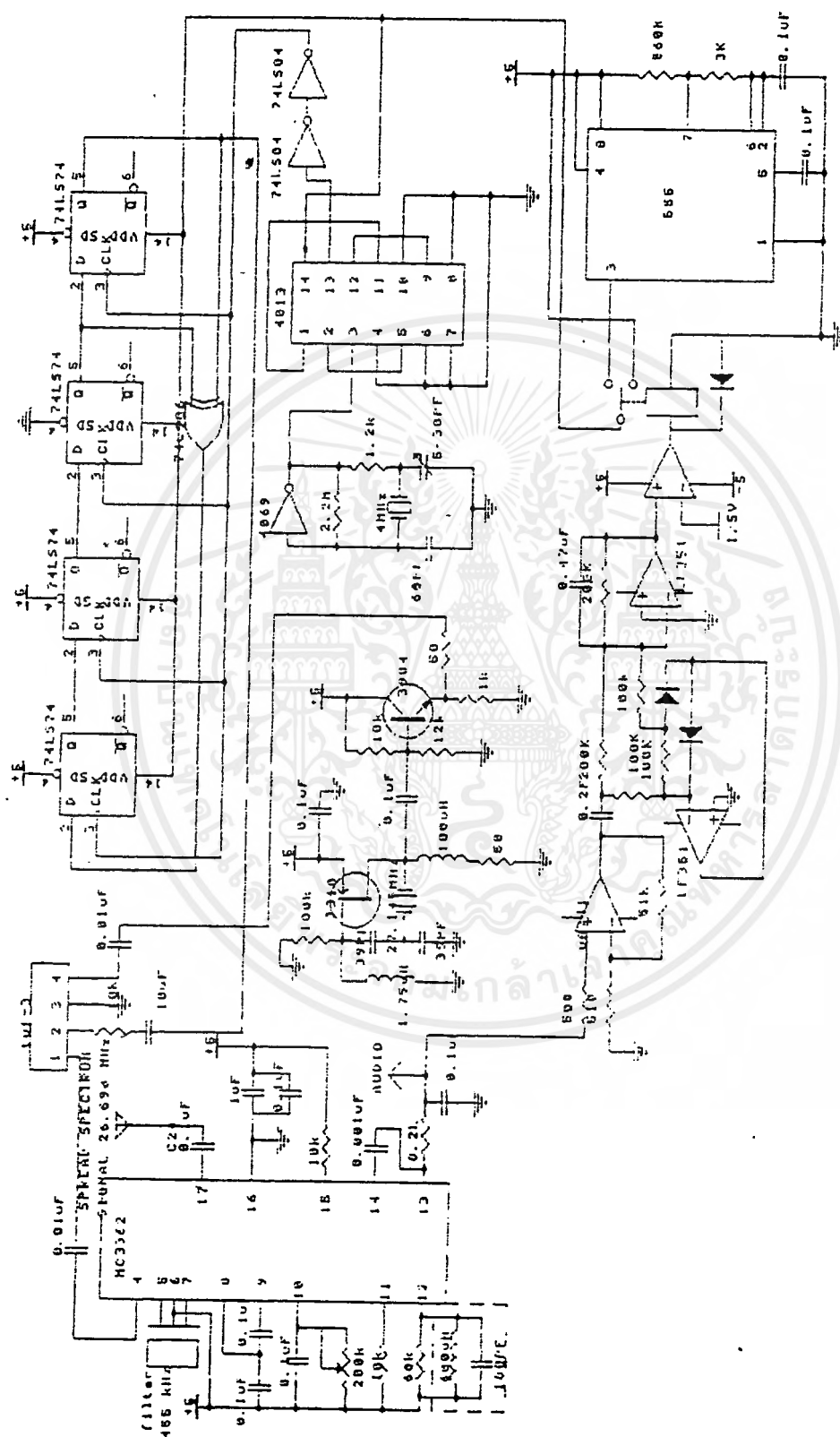
$$t_1 = 0.694(560k + 3k)0.1 \times 10^{-6} = 39.0722msec$$

$$t_2 = 0.694 \times 3k \times 0.1 \times 10^{-6} = 208.2\mu sec$$



รูปที่ 3.15 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ได้ออกแบบไว้สำหรับใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

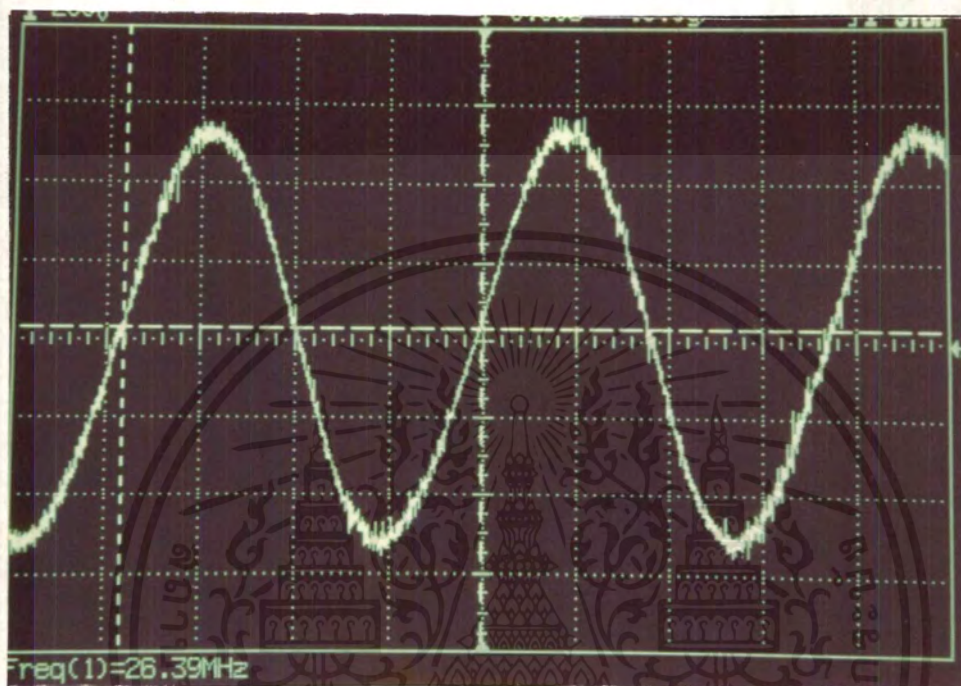


รูปที่ 3.17 วงจรเครื่องรับระบบไดเรกต์ซีแควนซ์

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อวัดผลจากออสซิลโลสโคป

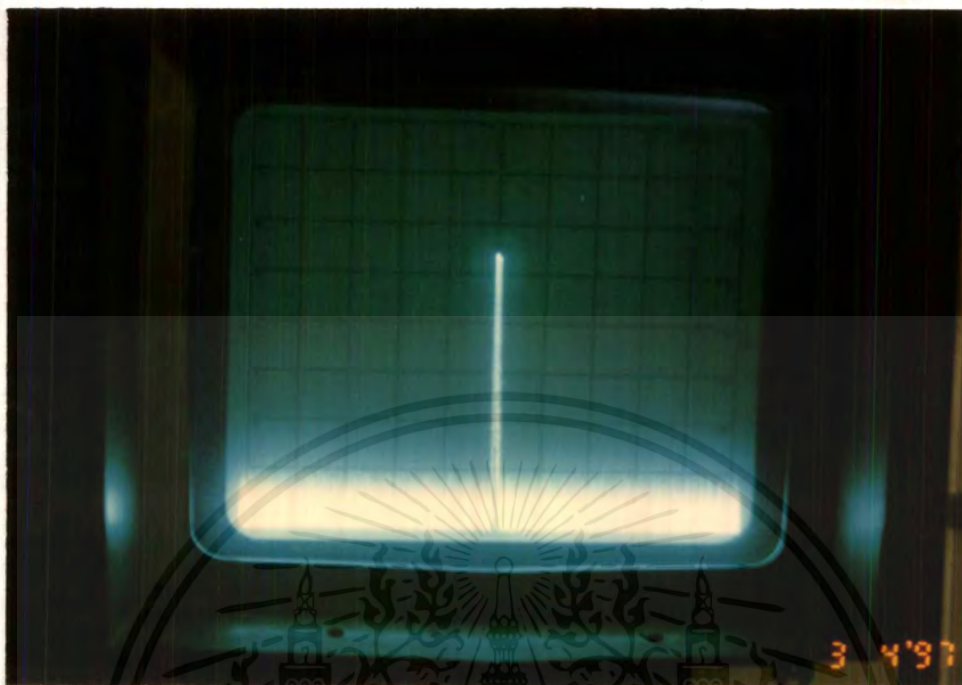


รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation

เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลเตอร์



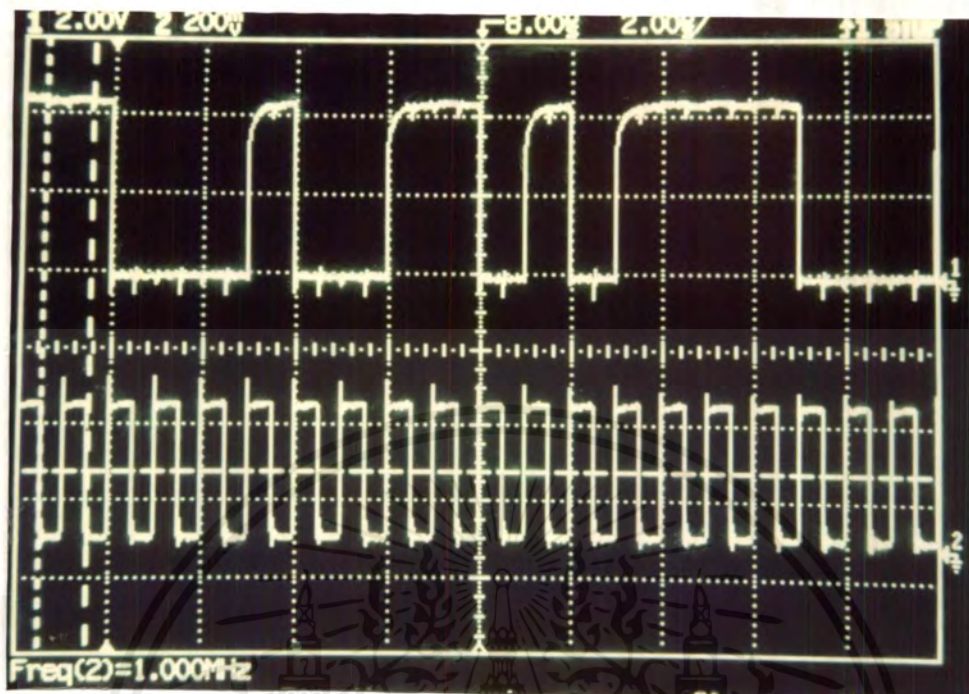
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของคลื่นพหุในขณะที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 0 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 100 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 5 MHz



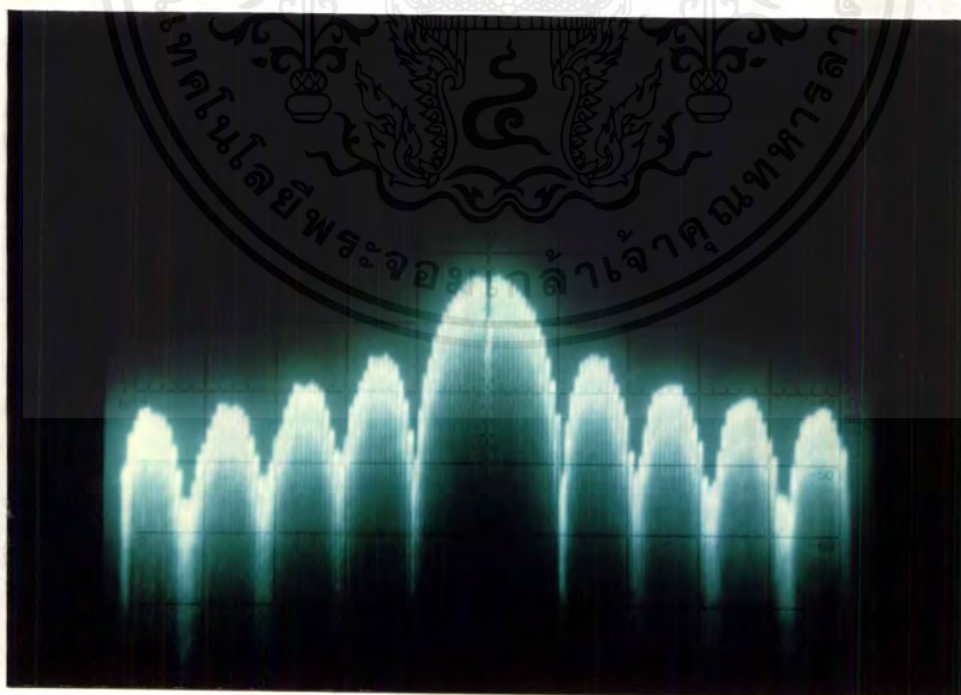
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของคลื่นพหุในขณะที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 0 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 100 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม



รูปที่ 4.5 CH1 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม
CH2 แสดงสัญญาณนาฬิกา

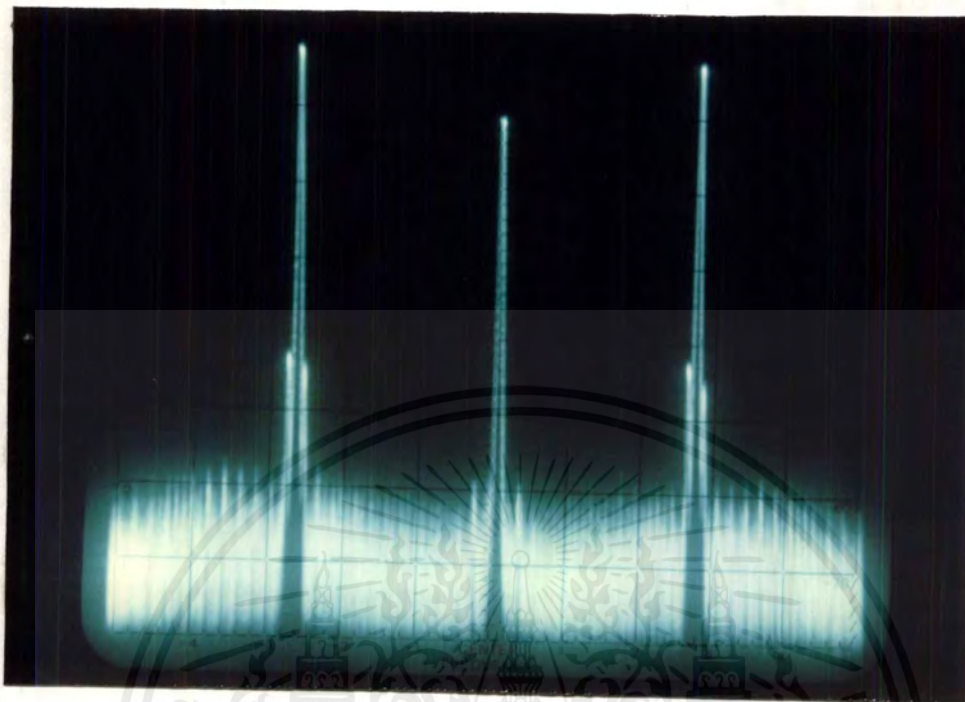


รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรผลิตโค้ดแบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 1 MHz

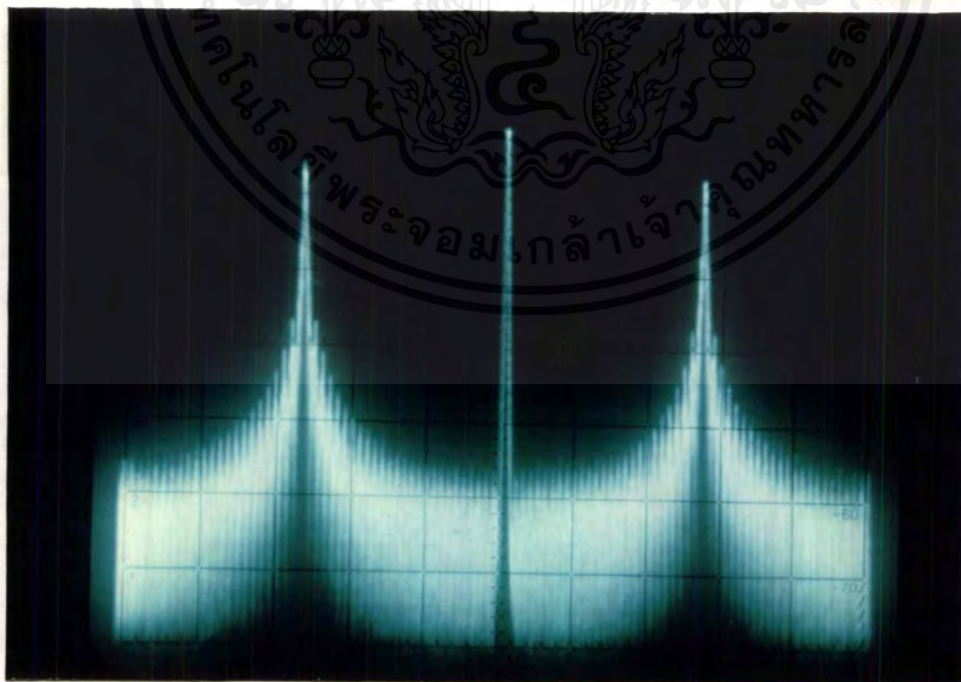
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์โดยใช้ TUF-3

- ทางด้านส่ง

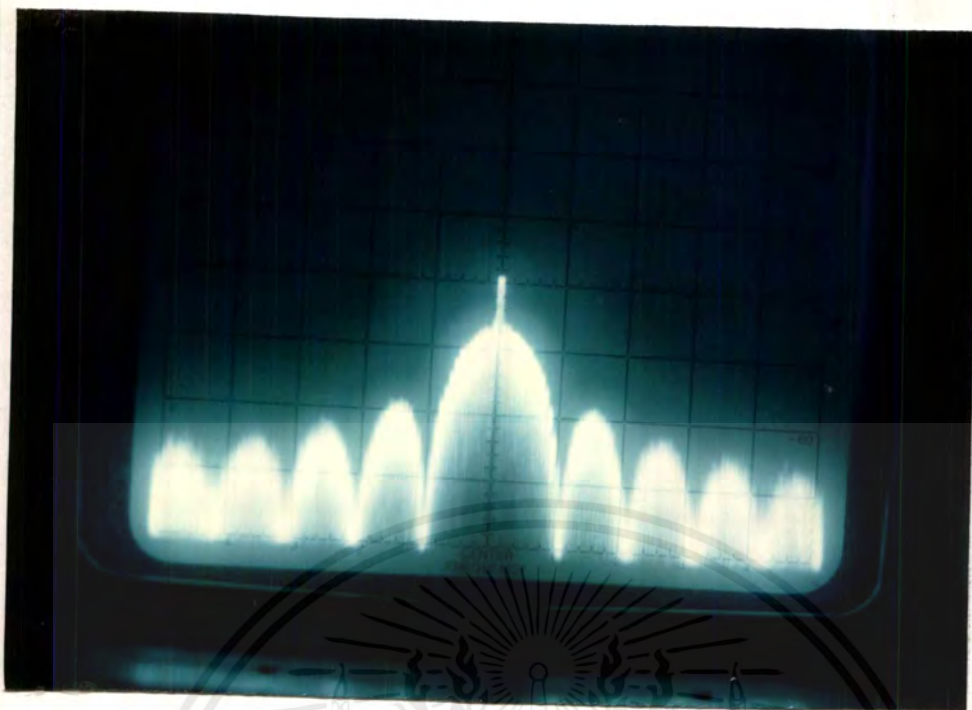


รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของคลื่นพาหะในขณะที่ยังไม่ผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz



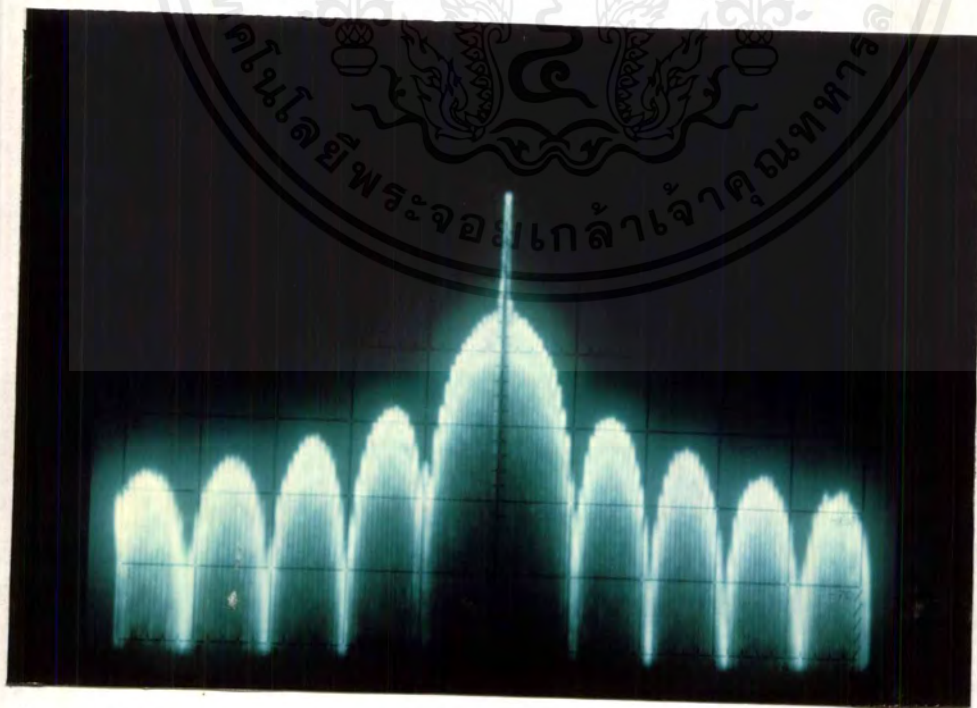
รูปที่ 4.8 สเปกตรัมของคลื่นพาหะเมื่อผสมกับสัญญาณโค้ดแบบสุ่มเมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 10 dB , แบนด์วิธเท่ากับ 10 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพหุที่ความถี่ 26.690 MHz มาผสมกับสัญญาณได้แบบสุ่ม เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width Per Division เท่ากับ 1 MHz

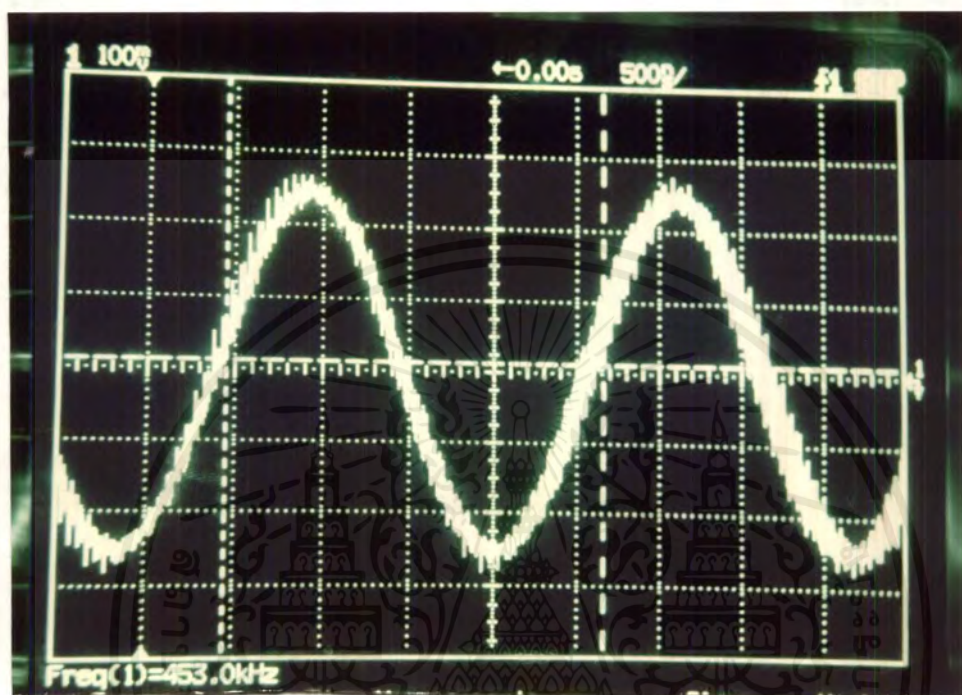
- ทางด้านรับ



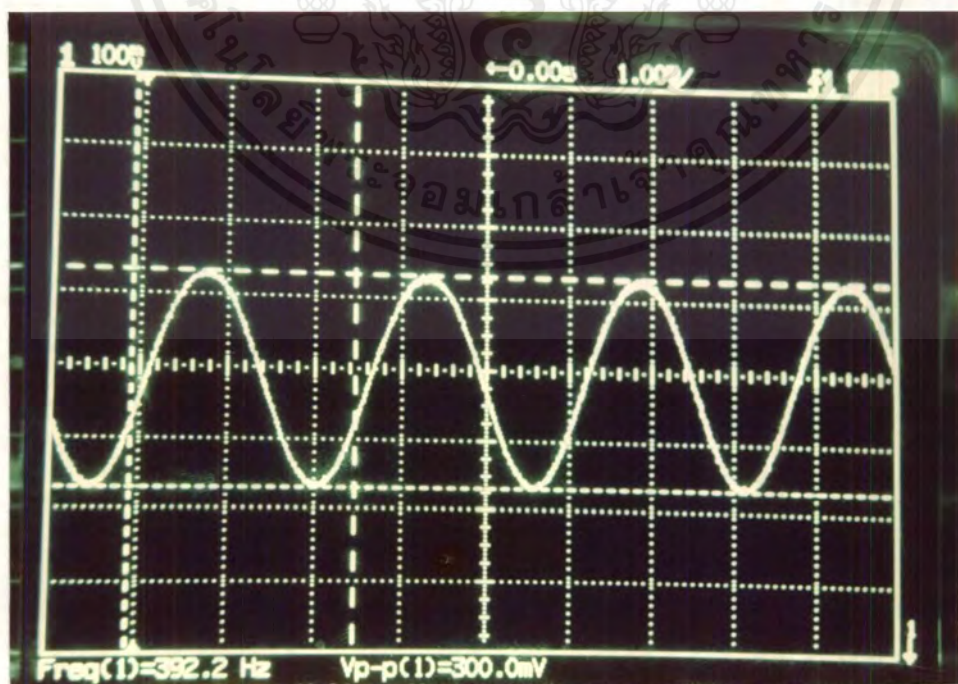
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดจากการนำคลื่นพหุที่ความถี่ 27.145 MHz มาผสมกับสัญญาณได้แบบสุ่ม เมื่อวัดผลจาก Spectrum Analyzer โดยกำหนดค่า Input Attenuation เท่ากับ 40 dB , แบนด์วิทเท่ากับ 30 KHz และ Scan Width เท่ากับ 1 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ Per Division เท่ากับ 1 MHz เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองของภาครับโดยใช้ MC 3362



รูปที่ 4.11 สัญญาณที่มีความถี่ IF จากวงจรมิกเซอร์ใน MC 3362 (วัดจากขา 7)

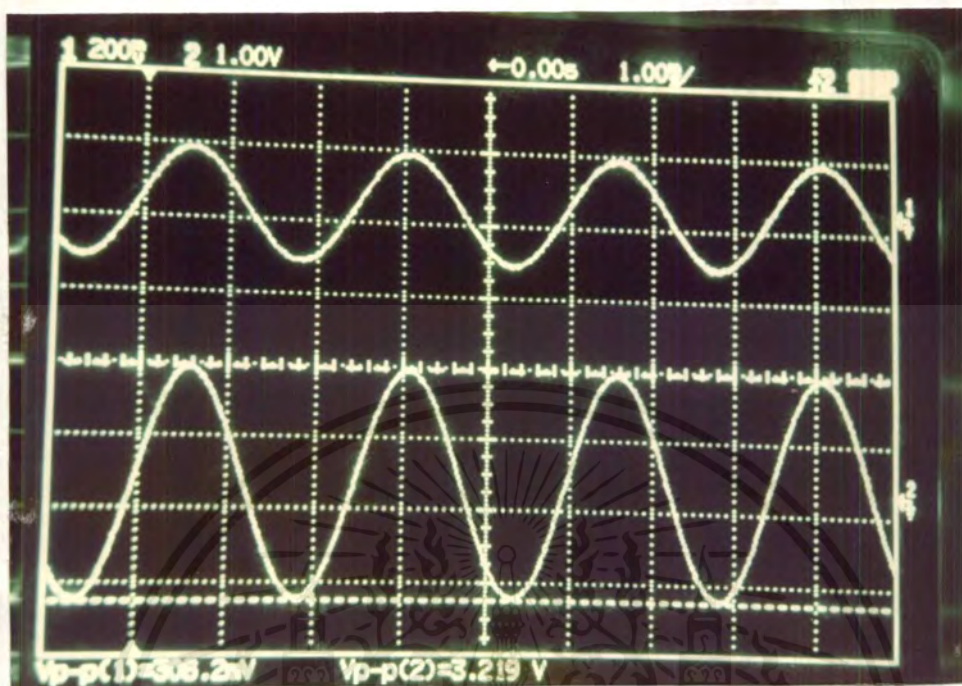


รูปที่ 4.12 สัญญาณออกที่ถูกต้องได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์ใน MC 3362

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

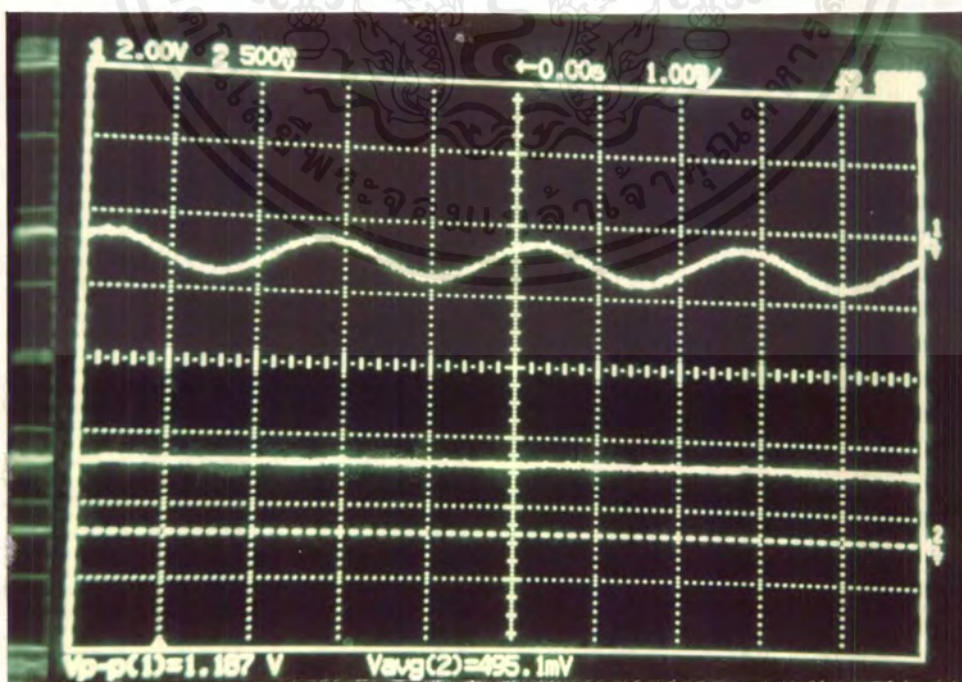
4.6 ผลการทดลองของวงจรเชิงโครโนซ์เซชั่น

4.6.1 ผลการทดลองของวงจรแอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 4.13 CH1 สัญญาณที่วัดได้ทางด้านรับ
CH2 สัญญาณที่วัดได้เมื่อนำมาผ่านวงจรนอน-อินเวอร์ตติ้ง แอมพลิฟายเออร์

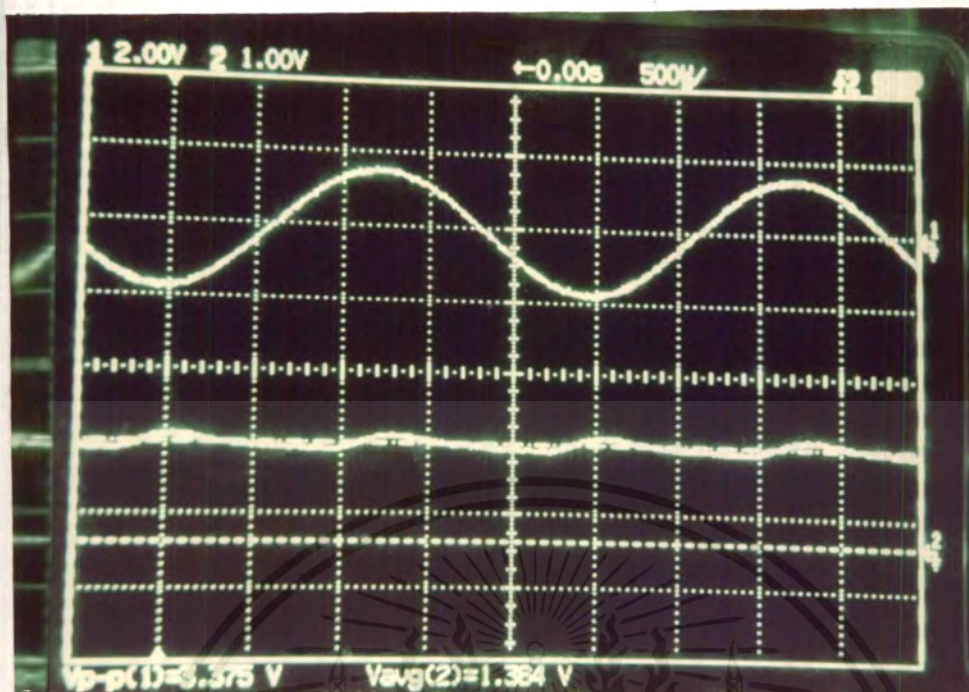
4.6.2 ผลการทดลองของวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์



รูปที่ 4.14 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์

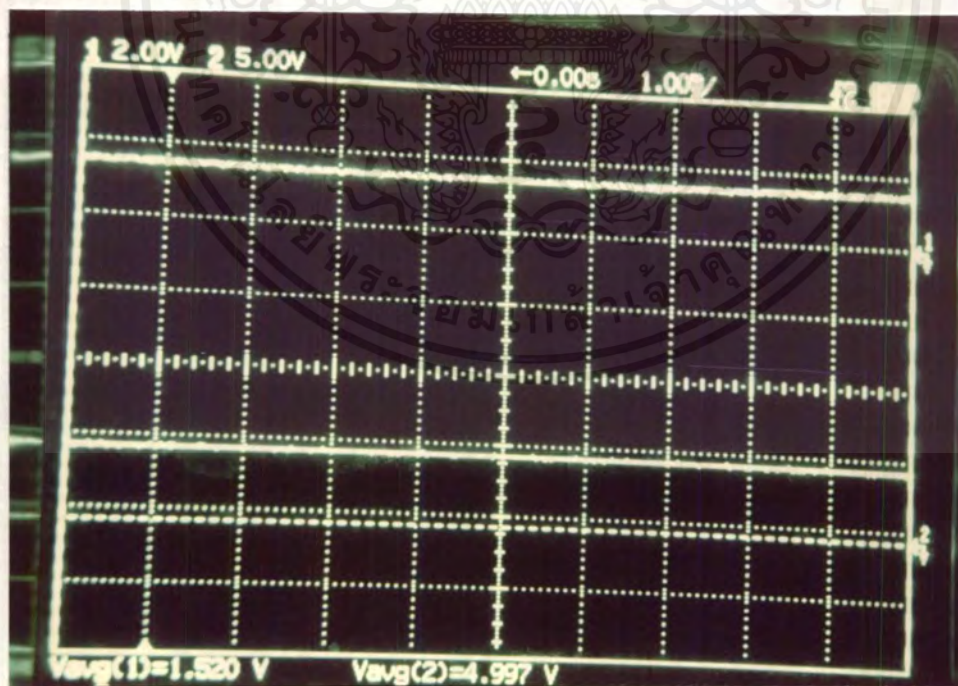
CH2 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรฟีด-ดิเทคเตอร์ซึ่งจะแปรผันตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



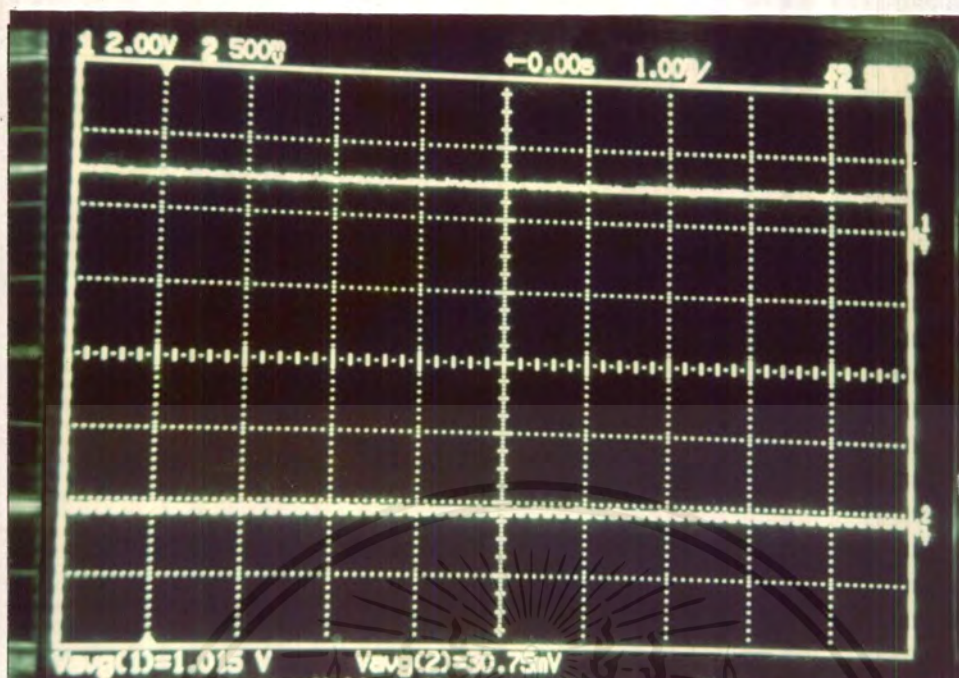
รูปที่ 4.15 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรพีค-ดีเทคเตอร์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรพีค-ดีเทคเตอร์ซึ่งจะแปรผันตามแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต

4.6.3 ผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ



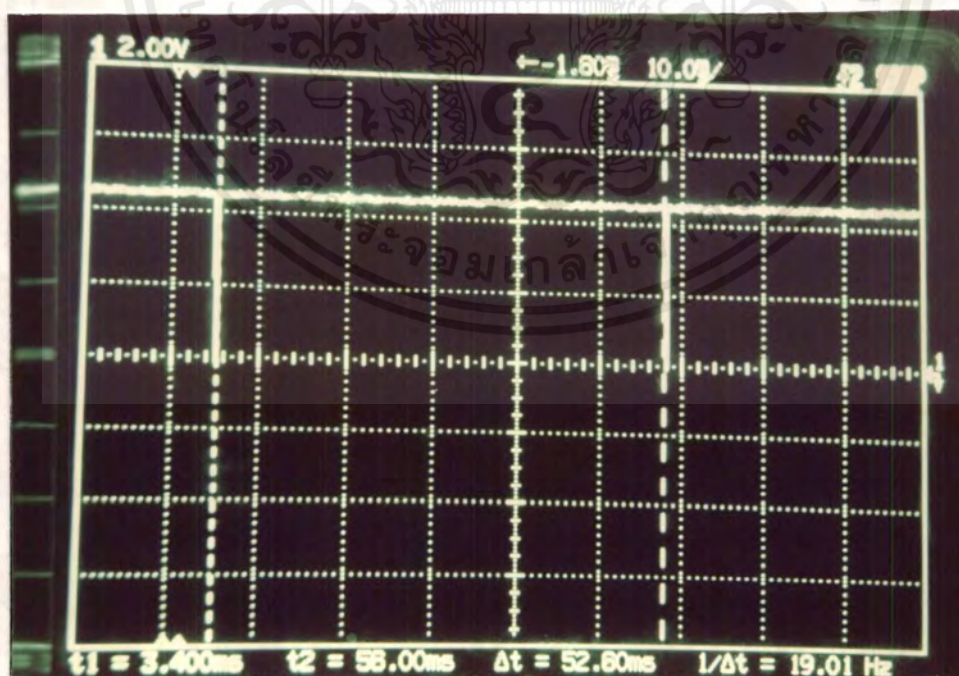
รูปที่ 4.16 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่มีระดับสัญญาณอ้างอิง 1.5 โวลต์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอมพาราเตอร์ (เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตมากกว่า 1.5 โวลต์ เอาต์พุตจะแสดงลอจิกเป็น 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



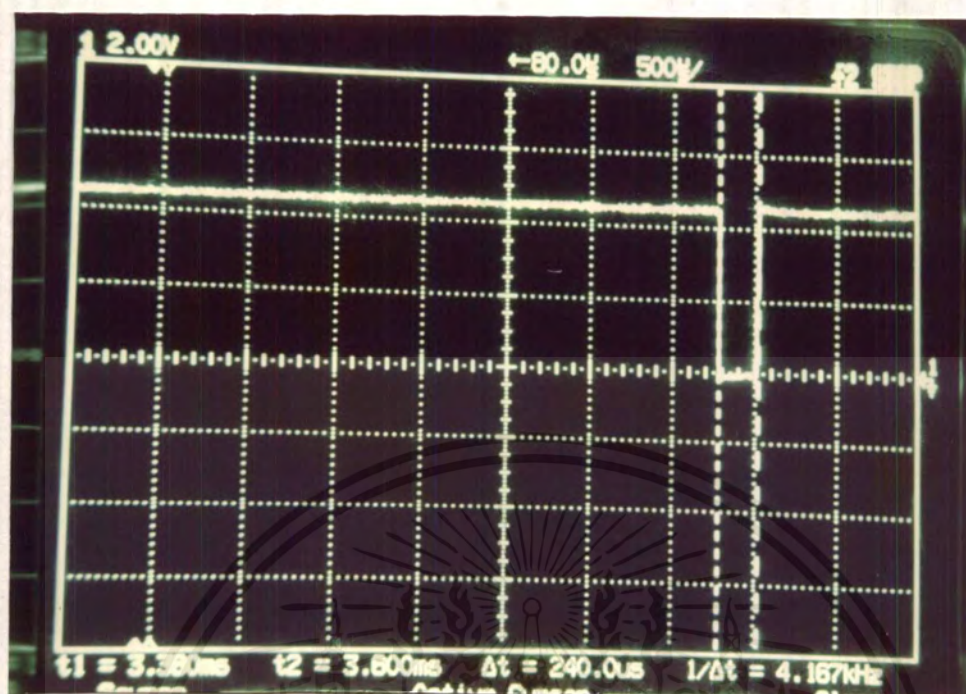
รูปที่ 4.17 CH1 สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่มีระดับสัญญาณอ้างอิง 1.5 โวลต์
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอมพาราเตอร์ (เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตน้อยกว่า 1.5 โวลต์ เอาต์พุตจะแสดงลอจิกเป็น 0)

4.6.4 ผลการทดลองของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555



รูปที่ 4.18 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555
(แสดงช่วงเวลาที่สัญญาณมีลอจิกเป็น 1 เท่ากับ 52.60 ms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ IC 555
(แสดงช่วงเวลาที่มีลอจิกเป็น 0 เท่ากับ 240 ns)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

โครงการนี้ได้มีการสร้างวงจรต่างๆดังนี้ คือ

-วงจรออสซิลเลเตอร์

ในการสร้าง และดูผลการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นนี้ จะพบว่าความถี่ของสัญญาณที่ออกมาทางเอาต์พุตของวงจรไม่ค่อยมีเสถียรภาพ คือในบางครั้งก็จะได้ความถี่ตามที่คำนวณไว้ แต่ในบางครั้งความถี่ที่ได้ก็จะผิดเพี้ยนไปเล็กน้อย ซึ่งคาดว่าน่าจะเกิดจากความไม่เสถียรของขดลวดเหนี่ยวนำทำให้ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไปบ้าง

-วงจรมอดูเลเตอร์แบบ F.M.

ความแน่นอนของผลการทำงานของวงจรมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากต้องใช้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์มาเป็นสัญญาณพาหะ ซึ่งถ้าสัญญาณดังกล่าวมีความถี่ตามที่ต้องการก็จะสามารถทำการมอดูเลตได้

-วงจรผลิตโค้ดแบบสุ่ม

การสร้างวงจรมีได้ผลเป็นไปตามทฤษฎี

-วงจรมิกเซอร์

ในการทดลองภาคนี้ เมื่อนำสัญญาณมิกซ์กันแล้ว จะเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นแต่ก็ยังคงทำงานได้

-วงจรภาครับโดยใช้ MC 3362

มีปัญหาในส่วนของการดีเทค จะดีเทคสัญญาณออกได้ไม่ค่อยดีนัก คือ สัญญาณที่ดีเทคได้จะผิดเพี้ยนไปจากเดิมเล็กน้อย

-วงจรภาคชิงโครไนซ์เซชัน

มีปัญหาเนื่องจากวิธีชิงโครไนซ์เซชันแบบนี้จะต้องใช้เวลาค่อนข้างนาน ในการที่จะทำให้ได้แบบสุ่มของทางด้านรับและด้านส่งตรงกัน



ภาคผนวก

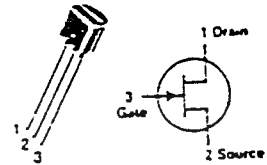
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	25	Vdc
Forward Gate Current	I_{GF}	10	mAac
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	-65 to +125	°C
Storage Temperature Range	T_{sto}	-65 to +150	°C

J308 thru J310*

CASE 29-04, STYLE 5
TO-92 (TO-226AA)



JFET
VHF/UHF AMPLIFIERS

N-CHANNEL — DEPLETION

*These are Motorola
designated preferred devices.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = -1.0 \mu\text{A}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	-25	—	—	Vdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = -15 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) ($V_{GS} = -15 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = -55^\circ\text{C}$)	I_{GSS}	—	—	-1.0 -1.0	nA μA
Gate-Source Cutoff Voltage ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 1.0 \text{ nA}$)	$V_{GS(off)}$	-1.0 -1.0 -2.0	—	-6.5 -4.0 -6.5	Vdc
ON CHARACTERISTICS					
Zero-Gate-Voltage Drain Current(1) ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	12 12 24	—	60 30 50	mA
Gate-Source Forward Voltage ($V_{DS} = 0$, $I_G = 1.0 \text{ mA}$)	$V_{GS(on)}$	—	—	1.0	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Common-Source Input Conductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(Y_{is})$	—	0.7 0.7 0.5	—	mmhos
Common-Source Output Conductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(Y_{os})$	—	0.25	—	mmhos
Common-Gate Power Gain ($V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	G_{pg}	—	16	—	dB
Common-Source Forward Transconductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(Y_{fs})$	—	12	—	mmhos
Common-Gate Input Conductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	$\text{Re}(Y_{ig})$	—	12	—	mmhos
Common-Source Forward Transconductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	g_{fs}	8000 10000 8000	—	20000 20000 18000	μmhos
Common-Source Output Conductance ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	g_{os}	—	—	250	μmhos

MOTOROLA SMALL-SIGNAL TRANSISTORS, FETs AND DIODES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J308 thru J310

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Common-Gate Forward Transconductance ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	J308	g_{fg}	—	13000	—	μmhos
	J309		—	13000	—	
	J310		—	12000	—	
Common-Gate Output Conductance ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	J308	g_{og}	—	150	—	μmhos
	J309		—	100	—	
	J310		—	150	—	
Gate-Drain Capacitance ($V_{DS} = 0$, $V_{GS} = -10\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{gd}	—	1.8	2.5	pF
Gate-Source Capacitance ($V_{DS} = 0$, $V_{GS} = -10\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{gs}	—	4.3	5.0	pF
FUNCTIONAL CHARACTERISTICS						
Noise Figure ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 450\text{ MHz}$)		NF	—	1.5	—	dB
Equivalent Short-Circuit Input Noise Voltage ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$, $f = 100\text{ Hz}$)		e_n	—	10	—	nV/√Hz

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

J308 thru J310

FIGURE 1 - 450 MHz COMMON-GATE AMPLIFIER TEST CIRCUIT

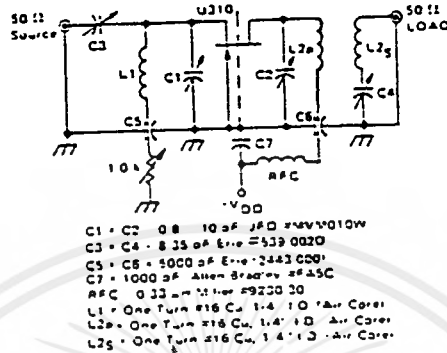


FIGURE 2 - DRAIN CURRENT and TRANSFER CHARACTERISTICS versus GATE SOURCE VOLTAGE

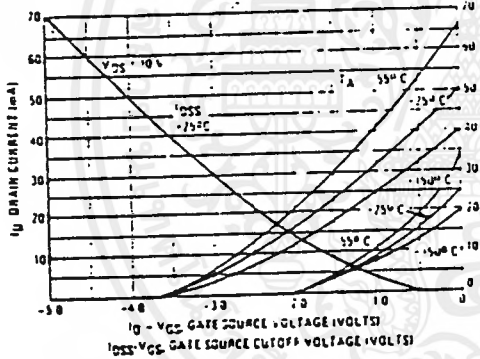


FIGURE 3 - FORWARD TRANSCONDUCTANCE versus GATE SOURCE VOLTAGE

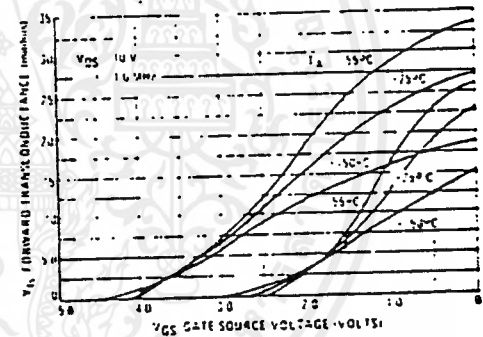


FIGURE 4 - COMMON-SOURCE OUTPUT ADMITTANCE and FORWARD TRANSCONDUCTANCE versus DRAIN CURRENT

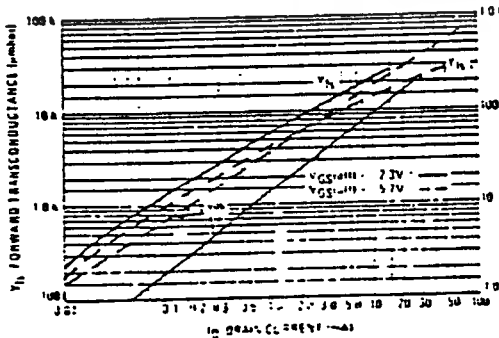
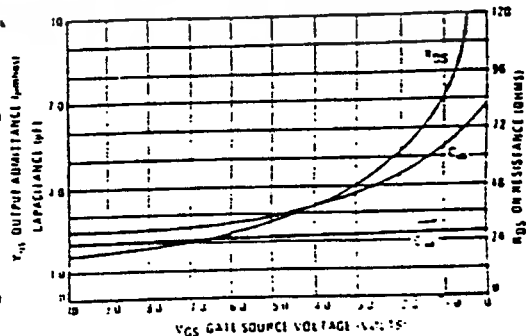


FIGURE 5 - ON RESISTANCE and JUNCTION CAPACITANCE versus GATE SOURCE VOLTAGE



MOTOROLA SMALL-SIGNAL TRANSISTORS, FETs AND DIODES

FIGURE 6 - COMMON-GATE Y PARAMETER
MAGNITUDE versus FREQUENCY

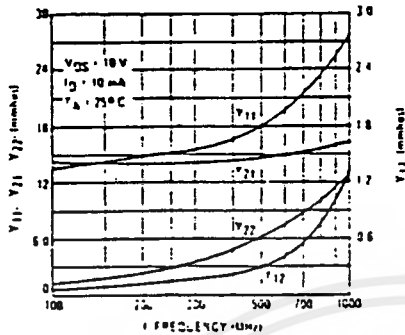


FIGURE 7 - COMMON-GATE S PARAMETER
MAGNITUDE versus FREQUENCY

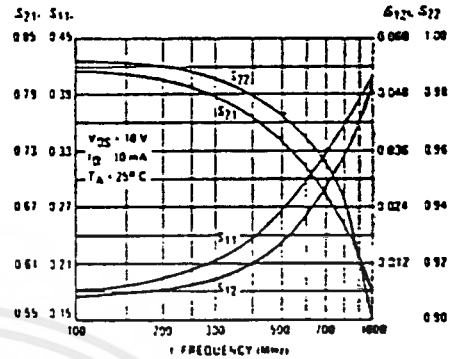


FIGURE 8 - COMMON-GATE Y PARAMETER
PHASE-ANGLE versus FREQUENCY

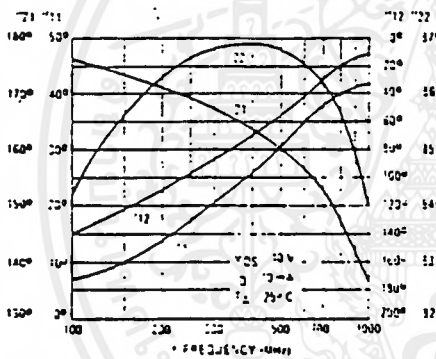


FIGURE 9 - S PARAMETER PHASE-ANGLE
versus FREQUENCY

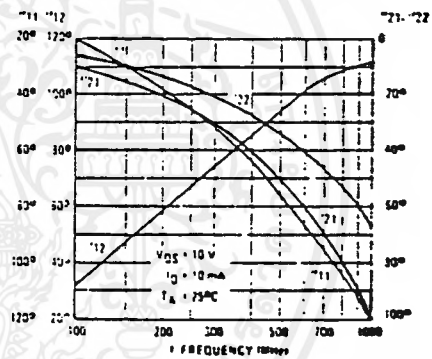


FIGURE 10 - NOISE FIGURE and
POWER GAIN versus DRAIN CURRENT

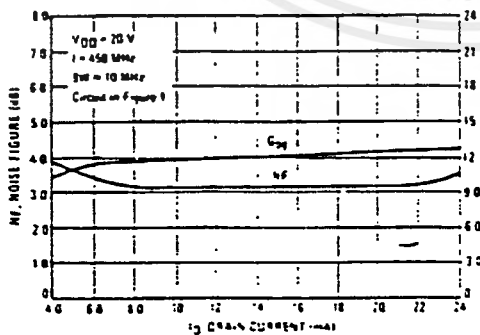
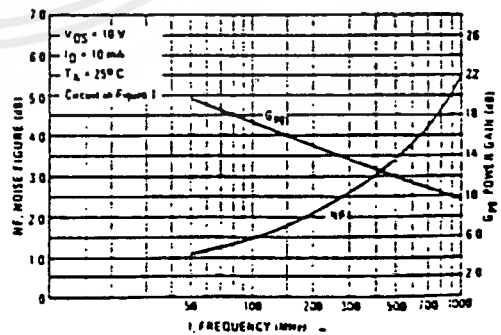
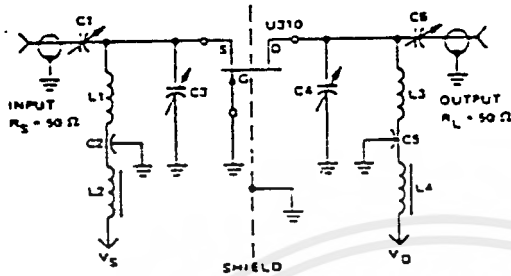


FIGURE 11 - NOISE FIGURE and
POWER GAIN versus FREQUENCY



MOTOROLA SMALL-SIGNAL TRANSISTORS, FETs AND DIODES

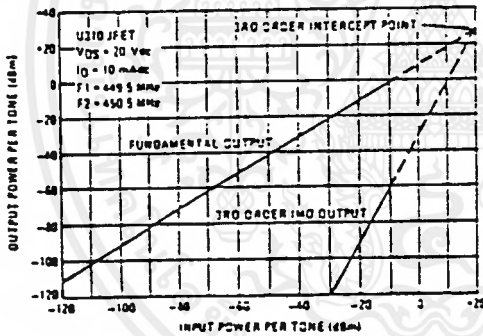
FIGURE 12 — 450 MHz IMD EVALUATION AMPLIFIER



Sig (J308) — 36.5 MHz
 $I_D = 10 \text{ mA DC}$
 $V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$
 Device case grounded
 IMD test tones — $f_1 = 449.5 \text{ MHz}$, $f_2 = 450.5 \text{ MHz}$
 $C1 = 1 \text{ } 10 \text{ of Johanson Air variable trimmer}$
 $C2, C5 = 100 \text{ pf feed thru button capacitor}$
 $C3, C4, C6 = 0.5 \text{ pf Johanson Air variable trimmer}$
 $L1 = 1.8'' \times 1/32'' \times 1.5/8'' \text{ copper bar}$
 $L2, L4 = \text{Permelec V4200 core}$
 $L3 = 1.8'' \times 1/32'' \times 1.7/8'' \text{ copper bar}$

Amplifier power gain and IMD products are a function of the load impedance. For the amplifier design shown above with $C4$ and $C5$ adjusted to reflect a load to the drain resulting in a nominal power gain of 9 dB, the 3rd order intercept point (IP) value is 29 dBm. Adjusting $C4$, $C5$ to provide larger load values will result in higher gain, smaller bandwidth and lower IP values. For example, a nominal gain of 13 dB can be achieved with an intercept point of 19 dBm.

FIGURE 13 — TWO TONE 3RD ORDER INTERCEPT POINT



Example of intercept point plot use:

Assume two input signals of -20 dBm at the amplifier input. They will result in a 3rd order IMD signal at the output of -90 dBm. Also, each signal level at the output will be -11 dBm, showing an amplifier gain of 9 dB and an intermodulation ratio (IMR) capability of 79 dB. The gain and IMR values apply only for signal levels below compression.



MOTOROLA

SEMICONDUCTORS

PO BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

2N3903
2N3904

NPN SILICON ANNULAR TRANSISTORS

... designed for general purpose switching and amplifier applications and for complementary circuitry with types 2N3905 and 2N3906.

- High Voltage Ratings — $V_{(BR)CEO} = 40$ Volts (Min)
- Current Gain Specified from 100 μ A to 100 mA
- Complete Switching and Amplifier Specifications
- Low Capacitance — $C_{ob} = 4.0$ pF (Max)

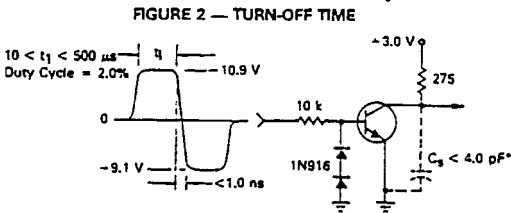
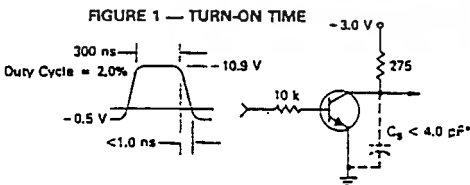
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
*Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
*Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
*Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	5.0	Vdc
*Collector Current — Continuous	I_C	200	mAdc
**Total Device Dissipation @ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 60^{\circ}\text{C}$	P_D	450	mW
**Total Device Dissipation @ $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	Watts mW/°C
**Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

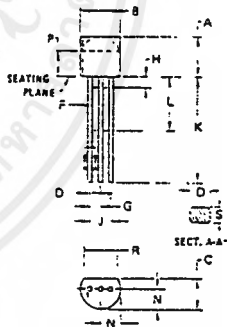
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
*Indicates JEDEC Registered Data.			
**Motorola guarantees this data in addition to the JEDEC Registered Data.			

EQUIVALENT SWITCHING TIME TEST CIRCUITS



*Total shunt capacitance of test jig and connectors

NPN SILICON
SWITCHING & AMPLIFIER
TRANSISTORS



- NOTES:
1. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE "T" IS UNCONTROLLED.
 2. DIM "F" APPLIES BETWEEN "H" AND "L". DIM "O" & "S" APPLIES BETWEEN "L" & 12.70 mm (0.5") FROM SEATING PLANE. LEAD DIM IS UNCONTROLLED IN "H" & BEYOND 12.70 mm (0.5") FROM SEATING PLANE.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.32	5.33	0.170	0.210
B	1.24	5.21	0.175	0.205
C	3.18	4.19	0.125	0.155
D	0.41	0.58	0.016	0.022
E	0.41	0.48	0.016	0.019
F	1.14	1.40	0.045	0.055
G	—	2.54	—	0.100
H	2.41	3.57	0.095	0.105
I	12.70	—	0.500	—
J	3.35	—	0.130	—
K	2.03	2.67	0.080	0.105
L	2.52	—	0.115	—
M	3.43	—	0.135	—
N	0.38	0.41	0.014	0.016

All JEDEC dimensions and notes apply.

CASE 29-02
(TO-226AA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽¹⁾ (I _C = 1.0 mA _{dc} , I _B = 0)		V _{(BR)CEO}	40	—	V _{dc}
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 μA _{dc} , I _E = 0)		V _{(BR)CBO}	60	—	V _{dc}
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA _{dc} , I _C = 0)		V _{(BR)EBO}	6.0	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V _{dc} , V _{EB(off)} = 3.0 V _{dc})		I _{CEX}	—	50	nA _{dc}
Base Cutoff Current (V _{CE} = 30 V _{dc} , V _{EB(off)} = 3.0 V _{dc})		I _{BL}	—	50	nA _{dc}
ON CHARACTERISTICS ⁽¹⁾					
DC Current Gain (I _C = 0.1 mA _{dc} , V _{CE} = 1.0 V _{dc})	2N3903	h _{FE}	20	—	—
	2N3904		40	—	
(I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 1.0 V _{dc})	2N3903		35	—	
	2N3904		70	—	
(I _C = 10 mA _{dc} , V _{CE} = 1.0 V _{dc})	2N3903		50	150	
	2N3904		100	300	
(I _C = 50 mA _{dc} , V _{CE} = 1.0 V _{dc})	2N3903		30	—	
	2N3904		60	—	
(I _C = 100 mA _{dc} , V _{CE} = 1.0 V _{dc})	2N3903		15	—	
	2N3904		30	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA _{dc} , I _B = 1.0 mA _{dc})		V _{CE(sat)}	—	0.2	V _{dc}
(I _C = 50 mA _{dc} , I _B = 5.0 mA _{dc})			—	0.3	
Base-Emitter Saturation Voltage (I _C = 10 mA _{dc} , I _B = 1.0 mA _{dc})		V _{BE(sat)}	0.65	0.85	V _{dc}
(I _C = 50 mA _{dc} , I _B = 5.0 mA _{dc})			—	1.0	
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product (I _C = 10 mA _{dc} , V _{CE} = 20 V _{dc} , f = 100 MHz)	2N3903	f _T	150	—	MHz
	2N3904		200	—	
Output Capacitance (V _{CB} = 5.0 V _{dc} , I _E = 0, f = 100 kHz)		C _{obo}	—	4.0	pF
Input Capacitance (V _{BE} = 0.5 V _{dc} , I _C = 0, f = 100 kHz)		C _{ibo}	—	8.0	pF
Input Impedance (I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 kHz)	2N3903	h _{ie}	0.5	8.0	kΩ
	2N3904		1.0	10	
Voltage Feedback Ratio (I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 kHz)	2N3903	h _{re}	0.1	5.0	X 10 ⁻⁴
	2N3904		0.5	8.0	
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 kHz)	2N3903	h _{fe}	50	200	—
	2N3904		100	400	
Output Admittance (I _C = 1.0 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 kHz)		h _{oe}	1.0	40	μmhos
Noise Figure (I _C = 100 μA _{dc} , V _{CE} = 5.0 V _{dc} , R _S = 1.0 kΩ, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	2N3903	NF	—	6.0	dB
	2N3904		—	5.0	
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	(V _{CC} = 3.0 V _{dc} , V _{BE(off)} = 0.5 V _{dc} , I _C = 10 mA _{dc} , I _{B1} = 1.0 mA _{dc})	t _d	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	50	ns
Storage Time	(V _{CC} = 3.0 V _{dc} , I _C = 10 mA _{dc} , I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mA _{dc})	t _s	—	800	ns
			—	900	
Fall Time		t _f	—	90	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.


MOTOROLA Semiconductor Products, Inc.



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3903 • 2N3904

TYPICAL NOISE CHARACTERISTICS
($V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

FIGURE 3 — NOISE VOLTAGE

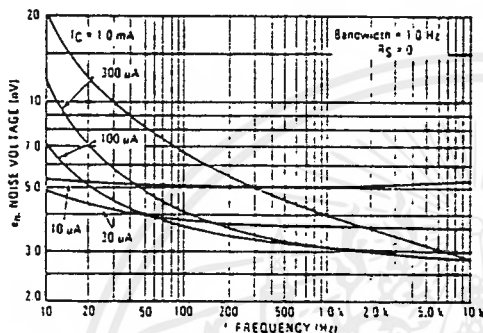
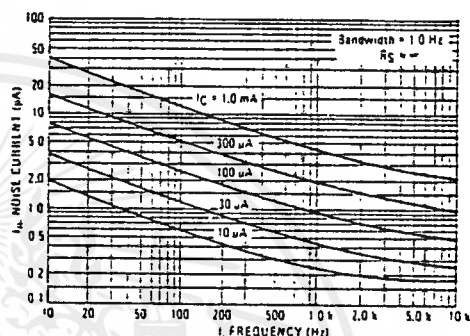


FIGURE 4 — NOISE CURRENT



NOISE FIGURE CONTOURS
($V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

FIGURE 5 — NARROW BAND, 100 Hz

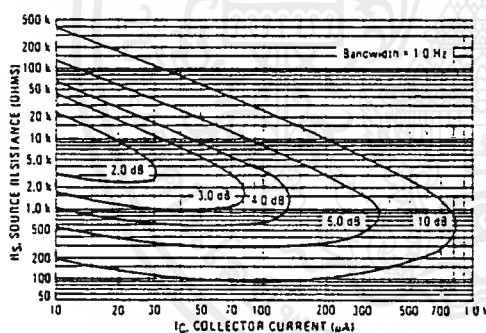


FIGURE 6 — NARROW BAND, 1.0 kHz

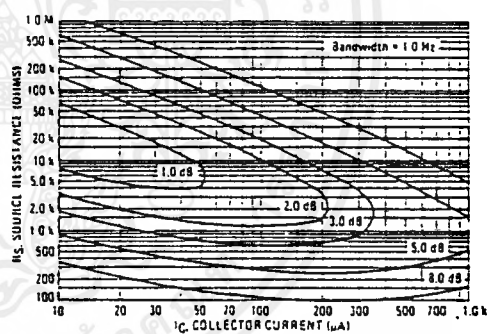
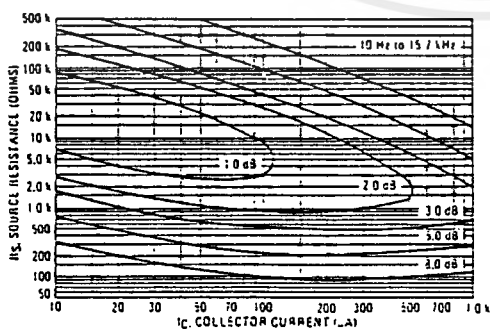


FIGURE 7 — WIDEBAND



Noise Figure is Defined as:

$$NF = 20 \log_{10} \left(\frac{e_n^2 + 4KT R_S + i_n^2 R_S^2}{4KT R_S} \right)^{1/2}$$

e_n = Noise Voltage of the Transistor referred to the input (Figure 3)

i_n = Noise Current of the transistor referred to the input (Figure 4)

K = Boltzman's Constant ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$)

T = Temperature of the Source Resistance ($^\circ\text{K}$)

R_S = Source Resistance (Ohms)



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

2N3903 • 2N3904

TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

FIGURE 8 - DC CURRENT GAIN

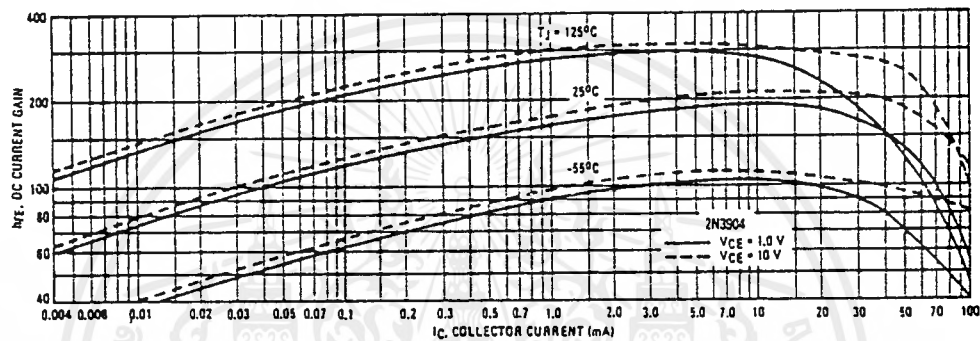


FIGURE 9 - COLLECTOR SATURATION REGION

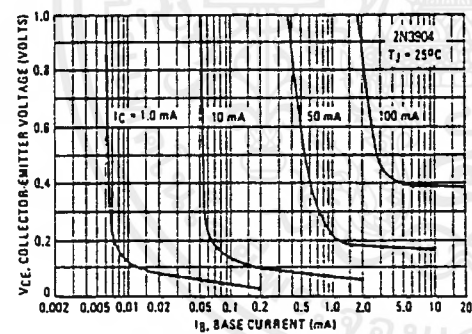


FIGURE 10 - COLLECTOR CHARACTERISTICS

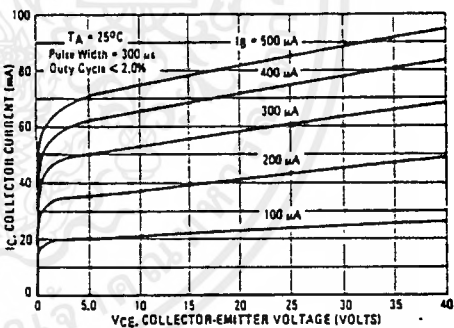


FIGURE 11 - "ON" VOLTAGES

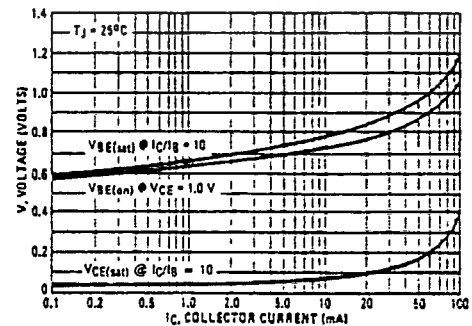
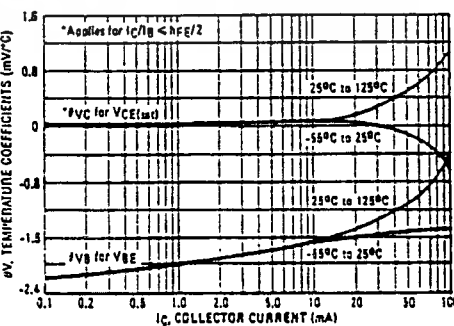


FIGURE 12 - TEMPERATURE COEFFICIENTS



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3903 • 2N3904

TYPICAL DYNAMIC CHARACTERISTICS

FIGURE 13 — TURN-ON TIME

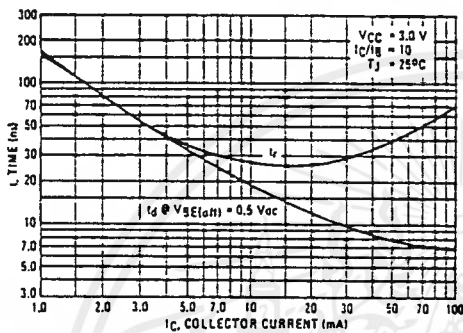


FIGURE 14 — TURN-OFF TIME

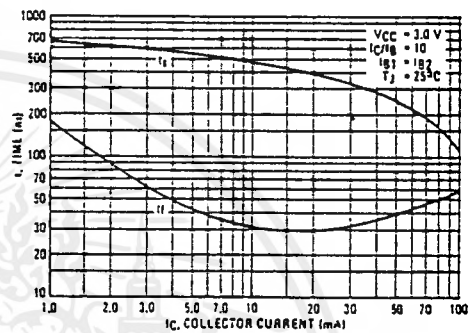


FIGURE 15 — CURRENT-GAIN — BANDWIDTH PRODUCT

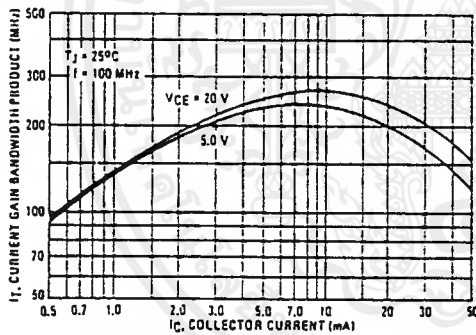


FIGURE 16 — CAPACITANCE

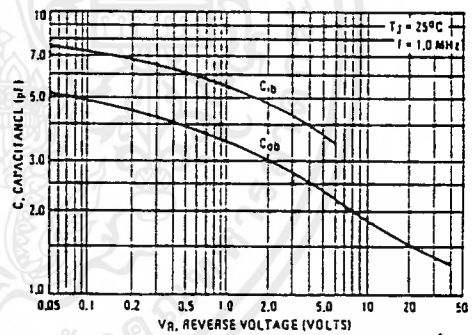


FIGURE 17 — INPUT IMPEDANCE

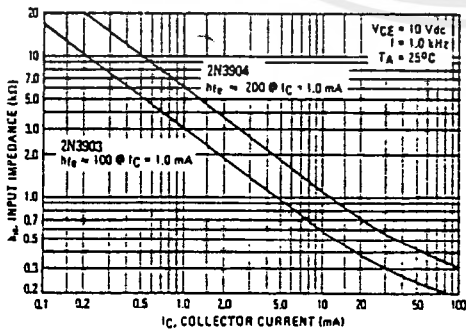
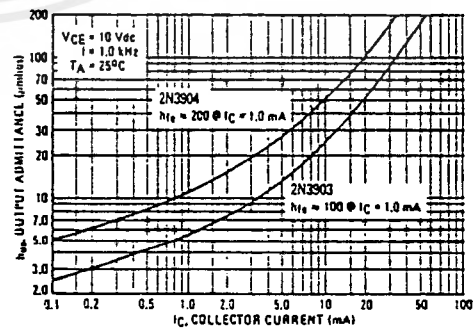
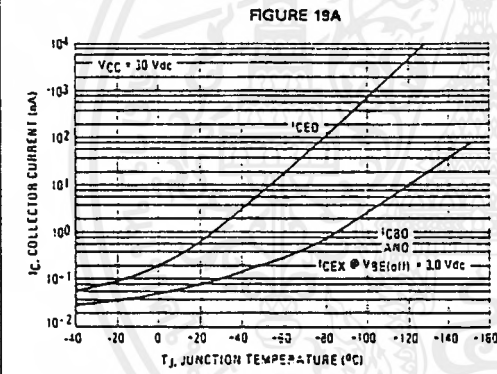
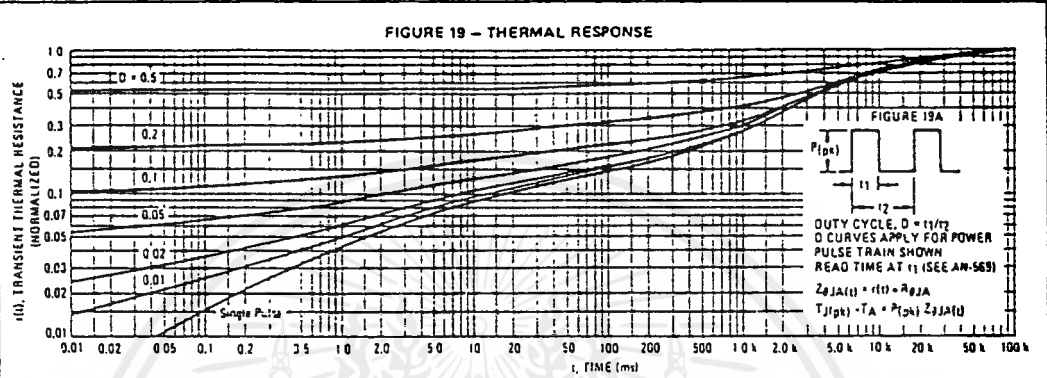


FIGURE 18 — OUTPUT ADMITTANCE



MOTOROLA Semiconductor Products Inc.

2N3903 • 2N3904



DESIGN NOTE: USE OF THERMAL RESPONSE DATA

A train of periodical power pulses can be represented by the model as shown in Figure 19A. Using the model and the device thermal response the normalized effective transient thermal resistance of Figure 19 was calculated for various duty cycles.

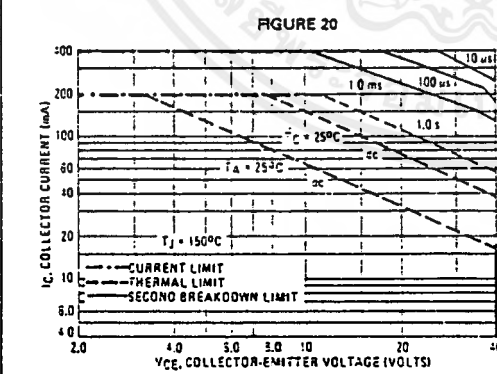
To find $Z_{\theta JA}(t)$, multiply the value obtained from Figure 19 by the steady state value $R_{\theta JA}$.

Example:
The 2N3903 is dissipating 2.0 watts peak under the following conditions:

$t_1 = 1.0\text{ ms}$, $t_2 = 5.0\text{ ms}$. ($D = 0.2$)
Using Figure 19 at a pulse width of 1.0 ms and $D = 0.2$, the reading of $r(t)$ is 0.22.

The peak rise in junction temperature is therefore
 $\Delta T = r(t) \times P(pk) \times R_{\theta JA} = 0.22 \times 2.0 \times 200 = 88^{\circ}C$.

For more information, see AN569.



The safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation. Collector load lines for specific circuits must fall below the limits indicated by the applicable curve.

The data of Figure 20 is based upon $T_J(pk) = 150^{\circ}C$; T_C or T_A is variable depending upon conditions. Pulse curves are valid for duty cycles to 10% provided $T_J(pk) \leq 150^{\circ}C$. $T_J(pk)$ may be calculated from the data in Figure 19. At high case or ambient temperatures, thermal limitations will reduce the power than can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown. (See AN415A).

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola and "M" are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Employment Opportunity/Affirmative Action Employer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MM54C08/MM74C08 Quad 2-Input AND Gate

MM54C86/MM74C86 Quad 2-Input EXCLUSIVE-OR Gate

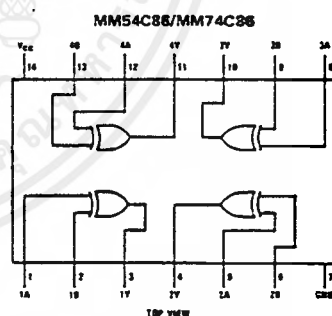
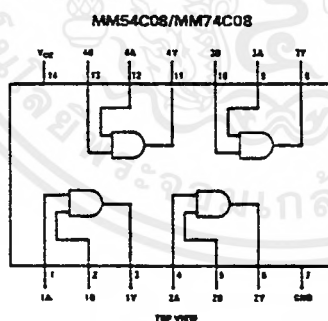
general description

Employing complementary MOS (CMOS) transistors to achieve wide power supply operating range, low power consumption and high noise margin these gates provide basic functions used in the implementation of digital integrated circuit systems. The N and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swing essentially equal to the supply voltage. No dc power other than that caused by leakage current is consumed during static condition. All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{CC} and GND.

features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Guaranteed noise margin 1.0V
- High noise immunity $0.45 V_{CC}$ typ
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L
- Low power consumption 10 nW/package typ
- The MM54C86/MM74C86 follows the MM54L86 /MM74L86 pinout

connection diagrams



truth tables

MM54C08/MM74C08

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

H = High Level L = Low Level

MM54C86/MM74C86

INPUTS		OUTPUTS
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

MM54C08/MM74C08, MM54C86/MM74C86

absolute maximum ratings (Note 1)

Voltage at Any Pin	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature Range	
MM54C08, MM54C86	-55°C to +125°C
MM74C08, MM74C86	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation	500 mW
Operating V_{CC} Range	3.0V to 15V
Absolute Maximum V_{CC}	18V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

dc electrical characteristics

Min/max limits apply across temperature range, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
Logical "1" Input Voltage ($V_{IN(1)}$)	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10V$	3.5 8.0			V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10V$			1.5 2.0	V
Logical "1" Output Voltage ($V_{OUT(1)}$)	$V_{CC} = 5.0V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$	4.5 9.0			V
Logical "0" Output Voltage ($V_{OUT(0)}$)	$V_{CC} = 5.0V, I_O = +10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = +10\mu A$			0.5 1.0	V
Logical "1" Input Current ($I_{IN(1)}$)	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	μA
Logical "0" Input Current ($I_{IN(0)}$)	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA
Supply Current (I_{CC})	$V_{CC} = 15V$		0.01	15	μA
CMOS/LPTTL INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage ($V_{IN(1)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$			V
Logical "0" Input Voltage ($V_{IN(0)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V
Logical "1" Output Voltage ($V_{OUT(1)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360\mu A$	2.4 2.4			V
Logical "0" Output Voltage ($V_{OUT(0)}$)	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = +360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = +360\mu A$			0.4 0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I_{SOURCE}) (P-Channel)	$V_{CC} = 5.0V, V_{OUT} = 0V$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
Output Source Current (I_{SOURCE}) (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V$ $T_A = 25^\circ C$	-8.0	-15		mA
Output Sink Current (I_{SINK}) (N-Channel)	$V_{CC} = 5.0V, V_{OUT} = V_{CC}$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
Output Sink Current (I_{SINK}) (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC}$ $T_A = 25^\circ C$	8.0	16		mA

ac electrical characteristics

(MM54C08/MM74C08) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		80 40	140 70	ns
Input Capacitance (C_{IN})	Note 2		5.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	Note 3 Per Gate		14		pF

ac electrical characteristics

(MM54C86/MM74C86) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$, unless otherwise specified

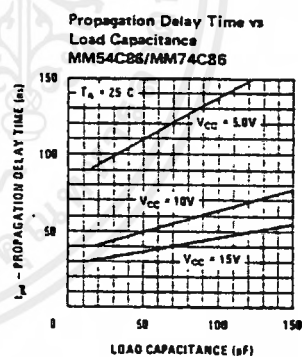
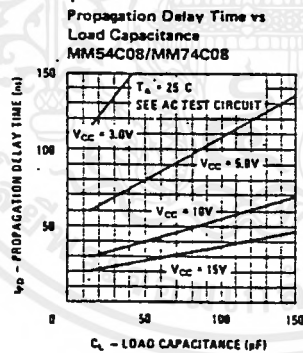
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay Time to Logical "1" or "0" (t_{pd})	$V_{CC} = 5.0\text{V}$ $V_{CC} = 10\text{V}$		110 50	185 90	ns
Input Capacitance (C_{IN})	Note 2		5.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	Note 3 Per Gate		20		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

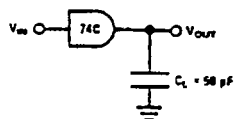
Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

typical performance characteristics

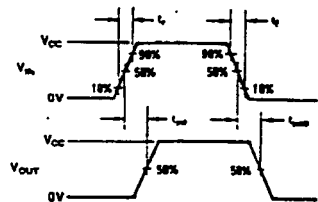


ac test circuit



NOTE: DELAYS MEASURED WITH INPUT $t_L = 20\text{ ns}$

switching time waveforms





MM54C74/MM74C74 Dual D Flip-Flop

general description

The MM54C74/MM74C74 dual D flip flop is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N- and P-channel enhancement transistors. Each flip flop has independent data, preset, clear and clock inputs and Q and $\bar{Q}$ outputs. The logic-level present at the data input is transferred to the output during the positive going transition of the clock pulse. Preset or clear is independent of the clock and accomplished by a low level at the preset or clear input.

features

- Supply voltage range 3V to 15V
- Tenth power TTL compatible drive 2LPT²L loads

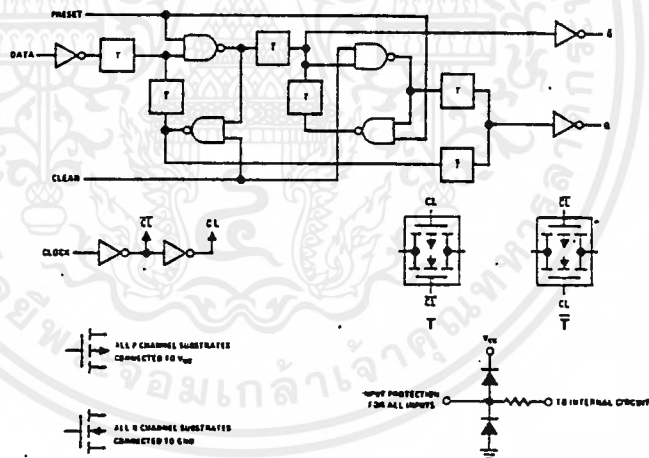
- High noise immunity
- Low power
- Medium speed operation

0.45 V_{CC} (typ)
50 nW (typ)
10 MHz (typ)
with 10V supply

applications

- Automotive
- Data terminals
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm system
- Industrial electronics
- Remote metering
- Computers

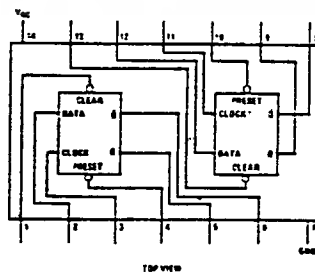
logic and connection diagrams



truth table

Preset	Clear	Q_n	$\bar{Q}_n$
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	" Q_n "	" $\bar{Q}_n$ "

*No change in output from previous state.



Note: A logic "1" on clear sets Q to logic "1".
A logic "1" on preset sets Q to logic "0".

MM54C74/MM74C74

absolute maximum ratings

Voltage at any pin (Note 1)	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating temperature MM54C74	-55°C to 125°C
MM74C74	-40°C to +85°C
Storage temperature	-65°C to 150°C
Maximum V_{CC} Voltage	18V
Package dissipation	500 mW
Lead temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Operating V_{CC} range	+3V to +15V

electrical characteristics

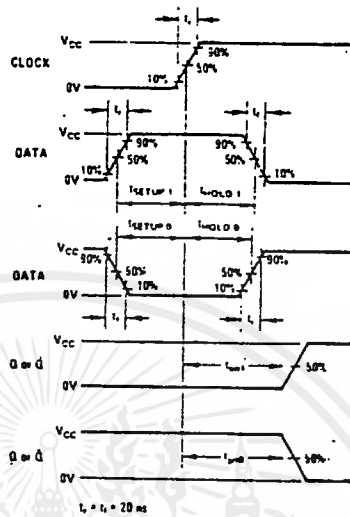
Min/Max limits apply across temperature range unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
Logical "1" Input Voltage $V_{IH(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	1.5 8.0			V
Logical "0" Input Voltage $V_{IL(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			1.5 2.0	V
Logical "1" Output Voltage $V_{OH(1)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$	4.5 9.0			V
Logical "0" Output Voltage $V_{OL(0)}$	$V_{CC} = 5.0V$ $V_{CC} = 10.0V$			0.5 1.0	V
Logical "1" Input Current $I_{IH(1)}$	$V_{CC} = 15.0V$			1.0	μA
Logical "0" Input Current $I_{IL(0)}$	$V_{CC} = 15.0V$	-1.0			μA
Supply Current I_{CC}	$V_{CC} = 15.0V$		0.05	60	μA
Input Capacitance	Any Input		5.0		pF
Propagation Delay Time to a Logical "0" t_{PL0} or Logical "1" t_{PH1} from clock to Q or $\bar{Q}$	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		180 70	300 110	ns
Propagation Delay Time to a Logical "0" from Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		180 70	300 110	ns
Propagation Delay Time to a Logical "1" from Preset or Clear	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		250 100	400 150	ns
Time Prior to Clock Pulse That Data Must be Present t_{SETUP}	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$	100 40	50 20		ns
Time After Clock Pulse That Data Must be Held	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		-20 8.0	0 0	ns
Minimum Clock Pulse Width ($t_{CLK} = t_{WHL}$)	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		100 40	250 100	ns
Minimum Preset and Clear Pulse Width	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$		100 40	160 70	ns
Maximum Clock Rise and Fall Time	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF$	15.0 5.0			μs
Maximum Clock Frequency	$V_{CC} = 5.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$ $V_{CC} = 10.0V, C_L = 50 pF, T_A = 25^\circ C$	2.0 5.0	3.5 8.0		MHz
LOW POWER TTL/CMOS INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage $V_{IH(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 15$			
Logical "0" Input Voltage $V_{IL(0)}$	54C, $V_{CC} = 4.75V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8	V
Logical "1" Output Voltage $V_{OH(1)}$	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360 \mu A$	2.4			V
Logical "0" Output Voltage $V_{OL(0)}$	54C, $V_{CC} = 4.50V, I_O = 360 \mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = 360 \mu A$			0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IH(1)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OL(0)} = 0V$	-1.75			mA
Output Source Current (I_{SOURCE})	$V_{CC} = 10V, V_{IH(1)} = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OL(0)} = 0V$	-8.0			mA
Output Sink Current (I_{SINK})	$V_{CC} = 5.0V, V_{IH(1)} = 5.0V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	1.75			mA
Output Sink Current (I_{SINK})	$V_{CC} = 10V, V_{IH(1)} = 10V$ $T_A = 25^\circ C, V_{OUT} = V_{CC}$	8.0			mA
Note 1: These devices should not be connected under power on conditions.					

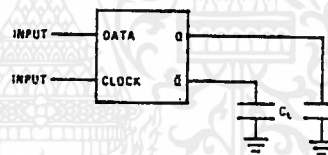
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

switching time waveforms

CMOS to CMOS

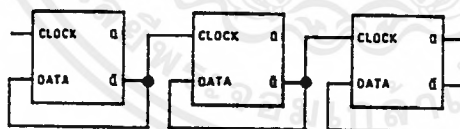


ac test circuit

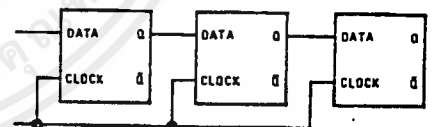


typical applications

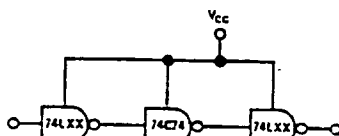
Ripple Counter (Divide by 2^N)



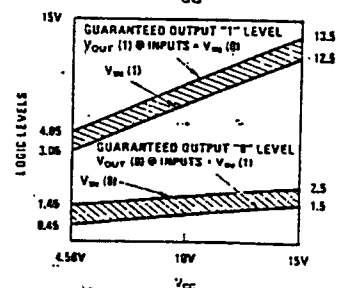
Shift Register



74C Compatibility



Guaranteed Noise Margin as a Function of V_{CC}



Frequency Mixers

40 KHz to 4.3 GHz

LEVEL 7 (+7 dBm LO, up to +1 dBm RF)
surface-mount

case style selection

outline drawings Table of Contents



RMS



LRMS



ASK-KK81



TUF-SM



SCM-NL



SYM

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB					LO-F ISOLATION, dB					PRICE \$	DISTRIBUTOR			
	LO/RF f_L - f_U	IF	Mid-Band			Total Range Max.	L M U			L M U			Qty. (1-9)	FACTORY	LOCAL						
			$\bar{x}$	σ	Max.		Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.									
RMS-1	0.5-500	DC-500	5.94	.05	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	6.25	•	•
RMS-1W	2-750	DC-750	5.83	.21	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20	6.75	•	•
RMS-2	5-1000	DC-1000	6.67	.26	8.0	9.5	60	40	40	20	25	18	55	30	30	20	20	12	6.95	•	•
RMS-2D	5-1000	DC-1000	6.81	.06	8.0	10.0	59	40	40	30	33	22	55	30	40	22	30	20	7.25	•	•
RMS-2U	10-1000	10-750	6.79	.16	8.0	9.5	55	40	40	30	30	25	55	30	35	25	30	22	11.45	•	•
RMS-5	5-1500	DC-1000	5.92	.34	7.5	9.5	60	40	40	20	30	18	55	30	30	18	15	8	13.95	•	•
RMS-11A	1500-1900	40-400	—	.19	—	9.0	25 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	23 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
RMS-860	800-1050	DC-250	5.5	.23	7.5	7.5	36 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	24 (typ.)	18 (min.)	—	—	—	—	11.45	•	•
LRMS-1	0.5-500	DC-500	5.94	.05	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	6.25	•	•
LRMS-1W	2-750	DC-750	5.83	.21	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20	6.75	•	•
LRMS-2	5-1000	DC-1000	6.67	.26	8.0	9.5	60	40	40	20	25	18	55	30	30	20	20	12	6.95	•	•
LRMS-2D	5-1000	DC-1000	6.81	.06	8.0	10.0	59	40	40	30	33	22	55	30	40	22	30	20	7.25	•	•
LRMS-2U	10-1000	10-750	6.79	.16	8.0	9.5	55	40	40	30	30	25	55	30	35	25	30	22	11.45	•	•
LRMS-1R	0.5-500	DC-500	5.80	.16	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	14.25	•	•
LRMS-2R	5-1000	DC-1000	6.60	.14	8.0	10.0	55	40	39	20	22	17	46	35	30	20	18	14.95	•	•	
LRMS-5	5-1500	DC-1000	5.92	.34	7.5	9.5	60	40	40	20	30	18	55	30	30	18	15	8	13.95	•	•
LRMS-5R	10-1500	DC-1000	5.62	.12	8.0	9.9	50	40	34	20	22	18	50	27	30	15	14	16.95	•	•	
LRMS-11A	1500-1900	40-400	—	.19	—	9.0	25 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	23 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
LRMS-860	800-1050	DC-250	5.5	.23	7.5	7.5	36 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	24 (typ.)	18 (min.)	—	—	—	—	11.45	•	•
ASK-1	0.5-600	DC-600	5.58	.06	7.0	8.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	15	6.95	•	•
ASK-2	1-1000	DC-1000	6.79	.10	8.0	9.8	60	40	45	18	26	16	50	30	25	17	15	10	8.25	•	•
TUF-1SM	2-600	DC-600	5.85	.04	7.0	8.0	60	50	42	30	37	25	60	45	47	30	36	22	4.25	•	•
TUF-2SM	50-1000	DC-1000	5.85	.07	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	18	5.20	•	•
TUF-3SM	0.15-400	DC-400	4.7	.02	7.0	8.0	60	50	46	30	35	25	60	40	47	25	35	20	6.10	•	•
TUF-5SM	20-1500	DC-1000	5.7	.04	9.0	9.0	54	40	42	30	39	25	40	25	32	18	23	8	9.25	•	•
TUF-11ASM	1400-1900	40-500	6.6	.30	8.6	8.6	33 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	29 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
TUF-860SM	800-1050	DC-250	5.6	.24	7.75	7.75	35 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	27 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	9.25	•	•
SCM-1	1-500	DC-500	5.72	.10	7.0	8.0	60	40	45	35	40	30	50	40	45	35	40	25	4.25	•	•
SCM-2	5-1000	DC-500	5.76	.03	7.5	9.6	50	40	40	25	35	20	55	30	40	25	30	18	5.45	•	•
SCM-5	1250-1800	DC-500	5.82	.19	—	8.0	28 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	18 (typ.)	8 (min.)	—	—	—	—	11.95	•	•
SCM-2500	500-2500	DC-500	5.88	.08	6.9	10.0	35	22	35	22	35	22	18	12	18	12	18	12	11.95	•	•
SYM-2	2-1000	DC-1000	5.4	.10	7.2	9.5	70	45	50	30	40	25	63	40	48	24	37	20	14.95	•	•
SYM-860	900-1050	DC-250	5.6	.10	7.0	7.0	39 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	37 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	5.95	•	•
SYM-11	1-2500	10-600	7.0	.30	9.0	10.5	63	40	40	24	34	20	61	40	35	20	28	15	9.95	•	•

L=low range (f_L to $10 f_L$)

M=mid range ($10 f_L$ to $f_U/2$)
m=mid band ($2f_L$ to $f_U/2$)

U=upper range ($f_U/2$ to f_U)

NOTES:

o Available in tape and reel. Please consult factory.

◇ hermetically sealed diodes

PAM-42 protected under patent 4,430,758.

† Phase Detection, Polarity Positive

□ NON-HERMETIC

$\bar{x}$ = Average of conversion loss at center of mid-band frequency (f_L and $f_U/4$).

σ = Standard deviation.

- For quality control procedures, environmental specifications, and Hi-Rel, MIL and TX description see Table of Contents.
- Absolute Maximum Ratings:
RF power 50 mW, peak IF current 40 mA, see Table of Contents.
- Prices and specifications subject to change without notice.

pin connections

see case style outline drawing

Series	RMS LRMS	SCM			SYM
models	all models	-1	-2	-2500 -5	all models
LO	1	8	8	1	2
RF	4	1	1	8	1
IF	5	3,4	3	3	3
GND	2,3,6	2,5,6,7	2,5,6,7	2,4,5,6,7	4,5,6
CASE GND	—	—	4: NOT USED	—	—

◆ Ground externally. All measurements made with GND pin(s) grounded externally.

Mini-Circuits

ULTRA-REL™ MIXERS

5-YR. GUARANTEE *

Plug-In/Flat-Pack



ASK-X65



ASK



TUF
TFM



LMX



PAM

		FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB			LO-RF ISOLATION, dB			LO-IF ISOLATION, dB			PRICE \$	DISTRIBUTOR								
MODEL NO.		LO/Rf f_L-f_U	IF	Mid-Band		Total Range Max.	L	M	U	L	M	U	Qty. (1-9)	FACTORY	LOCAL							
				$\bar{x}$	σ	Max.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.										
ASK	ASK-1	1-600	DC-600	5.58	06	7.0	8.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	*5	6.95	•	•
	ASK-2	1-1000	DC-1000	5.79	10	8.0	9.8	60	40	35	18	26	16	50	30	25	17	15	*0	8.25	•	•
TFM	TFM-2	1-1000	DC-1000	5.74	07	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	13.95	•	•
	TFM-2P	1-1000	DC-1000	5.74	07	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	13.95	•	•
	TFM-3	0.04-400	DC-400	4.70	06	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	55	40	45	30	35	25	21.45	•	•
	TFM-4	5-1250	DC-1250	6.47	05	7.5	8.5	50	45	40	30	30	25	45	40	35	25	25	20	23.45	•	•
	TFM-5	5-1500	DC-1500	6.33	06	8.5	9.5	60	45	35	25	30	25	60	40	35	15	25	*4	25.45	•	•
TFM	TFM-11	1-2000	5-600	7.16	07	8.5	9.0	50	45	35	25	25	10	45	40	27	20	25	20	47.45	•	•
	TFM-12	800-1250	50-70	5.71	.14	—	7.5	35	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	47.45	•	•
	TFM-2400	750-2400	DC-400	5.65	20	—	9.0	30	20	30	20	30	20	30	10	30	10	30	*0	28.95	•	•
	TFM-4300	300-4300	DC-500	5.37	13	—	10.5	30	20	—	—	30	17	15	7	—	—	10	7	38.95	•	•
LMX	LMX-3	0.04-400	DC-400	4.84	05	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	45	40	35	25	25	20	25.95	•	•
	LMX-113	5-1000	DC-1000	5.72	05	7.0	8.0	50	40	40	25	35	25	45	35	35	30	30	20	16.95	•	•
	LMX-124	0.5-500	DC-500	5.18	06	6.5	7.0	50	40	45	25	45	22	45	40	40	30	30	20	27.95	•	•
	LMX-149	10-1500	DC-1500	5.53	09	7.5	9.0	55	40	45	35	30	20	50	40	40	25	20	*2	29.95	•	•
	LMX-156	800-2500	DC-1500	7.09	37	9.0	9.0	35	25	35	25	35	25	22	*7	22	17	22	*7	44.95	•	•
PAM	PAM-42	2000-4200	DC-1300	8.13	14	—	8.5	25 (typ.) 17 (min.)			*2 (typ.) 3 (min.)			27.95	•	•						
TUF	TUF-1	2-600	DC-600	5.85	04	7.0	8.0	60	50	42	30	37	25	60	45	47	30	36	22	4.25	•	•
	TUF-2	50-1000	DC-1000	5.85	07	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	*8	5.20	•	•
	TUF-3	0.15-400	DC-400	4.7	02	7.0	8.0	60	50	46	30	35	25	60	40	47	25	35	20	6.10	•	•
	TUF-5	20-1500	DC-1000	5.7	04	9.0	9.0	54	40	42	30	39	25	40	25	32	18	23	3	9.45	•	•
	TUF-11A	1400-1900	40-500	6.8	30	8.6	8.6	33 (typ.) 20 (min.)			20 (typ.) 15 (min.)			29 (typ.) 15 (min.)			16.95			16.95	•	•
	TUF-860	800-1050	DC-250	5.6	24	7.75	7.75	35 (typ.) 25 (min.)			25 (typ.) 20 (min.)			27 (typ.) 20 (min.)			9.45			9.45	•	•

L=low range (f_L to 10 f_L)

M=mid range (10 f_L to $f_U/2$)

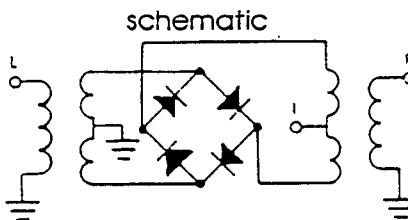
U=upper range ($f_U/2$ to f_U)

m=mid band (2 f_L to $f_U/2$)

*ASK-Plug-in mounting case X65.

ASK	TUF-SM TUF TFM	LMX	PAM	CBL
Models	Models	Models	Models	Models
1	4	3	3	8
2	1	5	1	3,4
5	2	4	4	1
2,3,6	3	2,3,6,7	2	2,5,6,7
—	3	2,3,6,7	2	

■ TFM-2400, TFM-5 and TFM-4300 LO = 1: RF = 4



NSN GUIDE

MODEL NO.	NSN
ASK-1	5895-01-320-0366
TFM-2	5895-01-135-1852
TFM-3	5895-01-112-0031
TFM-4	5895-01-179-5686
TFM-5	5895-01-317-9388

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
In Stock...Immediate Delivery
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์



plug-in, surface-mount

Frequency Mixers

LEVEL 7 (−7 dBm LO, up to +1 dBm RF)

Models

TUF-3
TUF-3SM



computer-automated performance data
typical production unit / for data of other models consult factory

mixer conversion loss and isolation

RF MHz	LO MHz	Conversion Loss (dB)			Isolation L-R (dB)			Isolation L-I (dB)		
		LO + 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm	LO + 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm	LO − 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm
0.150	30.150	5.84	5.60	5.46	82.59	77.37	74.58	60.69	63.67	66.98
0.200	30.200	5.75	5.52	5.39	83.04	77.64	74.35	60.44	63.64	66.75
0.300	30.300	5.69	5.47	5.33	82.49	77.00	74.12	60.19	63.40	66.52
0.500	30.500	5.64	5.41	5.28	81.86	76.78	74.01	60.36	63.48	66.51
1.000	31.000	5.54	5.31	5.20	80.26	76.45	73.66	60.46	63.55	66.86
1.500	31.500	5.47	5.25	5.14	80.37	75.88	73.40	60.37	63.58	66.40
2.000	32.000	5.44	5.22	5.10	79.14	75.76	73.07	60.34	63.46	66.57
5.000	35.000	5.44	5.19	5.06	77.84	74.18	72.40	60.54	63.18	65.20
10.000	40.000	5.46	5.21	5.07	74.42	72.35	70.36	59.32	61.65	63.66
20.000	50.000	5.44	5.19	5.07	69.83	68.26	67.08	59.13	60.76	61.68
50.000	80.000	5.39	5.19	5.08	62.13	60.65	59.84	54.30	54.03	53.94
77.044	107.044	5.40	5.20	5.10	58.01	56.86	55.86	49.93	50.29	50.76
100.000	70.000	5.52	5.26	5.13	56.31	54.74	53.67	47.96	48.45	48.86
153.939	123.939	5.44	5.27	5.18	53.29	50.70	49.21	44.86	45.02	44.64
200.000	170.000	5.50	5.33	5.24	46.94	45.62	45.07	44.33	43.77	42.57
230.833	200.833	5.58	5.38	5.26	47.41	46.53	47.19	42.19	41.53	40.76
300.000	270.000	5.79	5.57	5.45	50.32	49.67	45.53	41.24	37.33	34.73
369.242	339.242	6.25	5.94	5.74	50.19	48.35	38.52	45.32	36.42	32.36
384.621	354.621	6.31	5.93	5.68	44.96	48.35	42.68	39.40	33.54	29.97
400.000	370.000	6.44	5.93	5.62	45.50	56.18	47.40	36.15	32.89	29.89

mixer VSWR

φ detection

FREQ. (MHz)	VSWR RF port			VSWR LO port			VSWR IF port			FREQ. (MHz)	max DC output mV	DC offset mV
	LO + 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm	LO + 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm	LO + 4 dBm	LO + 7 dBm	LO + 10 dBm			
5.000	1.27	1.21	1.22	1.81	2.60	3.64	1.67	1.41	1.23	0.150	243.74	-0.02
10.000	1.19	1.09	1.07	1.71	2.50	3.52	1.68	1.41	1.23	0.200	244.51	-0.02
20.000	1.20	1.07	1.03	1.57	2.32	3.27	1.69	1.43	1.24	0.300	245.19	-0.03
50.000	1.21	1.08	1.02	1.52	2.26	3.18	1.71	1.45	1.27	0.500	245.83	-0.03
65.557	1.21	1.08	1.02	1.51	2.24	3.17	1.73	1.46	1.29	1.000	247.57	-0.01
90.029	1.21	1.09	1.02	1.51	2.22	3.13	1.76	1.49	1.32	1.500	247.54	-0.02
100.000	1.21	1.09	1.02	1.50	2.21	3.10	1.77	1.51	1.34	2.000	247.08	-0.04
130.814	1.20	1.08	1.03	1.51	2.19	3.05	1.82	1.56	1.40	5.000	246.13	-0.03
163.443	1.20	1.08	1.02	1.52	2.17	2.98	1.88	1.63	1.48	10.000	243.89	-0.03
200.000	1.19	1.07	1.04	1.56	2.18	2.97	1.96	1.72	1.57	20.000	242.18	-0.01
204.229	1.19	1.07	1.04	1.57	2.18	2.97	1.98	1.73	1.57	50.000	256.04	-0.01
212.386	1.19	1.07	1.03	1.57	2.19	2.97	2.00	1.74	1.59	77.044	258.28	0.01
236.657	1.17	1.06	1.03	1.60	2.20	2.96	2.06	1.80	1.65	100.000	262.95	0.06
269.486	1.19	1.09	1.03	1.67	2.26	3.00	2.11	1.87	1.72	153.939	264.26	0.13
300.000	1.18	1.09	1.03	1.71	2.33	3.12	2.18	1.93	1.76	200.000	245.72	0.27
326.586	1.22	1.14	1.08	1.76	2.35	3.13	2.20	1.96	1.80	230.833	258.58	0.10
359.214	1.27	1.19	1.14	1.84	2.39	3.14	2.24	2.02	1.85	300.000	237.32	0.09
375.529	1.32	1.25	1.21	1.89	2.41	3.14	2.15	1.94	1.78	369.242	224.13	-0.05
391.843	1.39	1.31	1.28	1.95	2.45	3.15	2.20	1.99	1.82	384.621	226.89	0.29
400.000	1.40	1.32	1.29	1.98	2.49	3.18	2.21	2.01	1.83	400.000	227.14	0.78



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

Distribution Centers: NORTH AMERICA 800-654-7949 +1-718-335-5935 Fax +1-718-335-5945 EUROPE 44-252-835094 Fax 44-252-837010

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MHz

Mini-Circuits

ULTRA-REI™ MIXERS

5-YR. GUARANTEE *

mixer harmonic intermodulation

(relative to desired IF output)

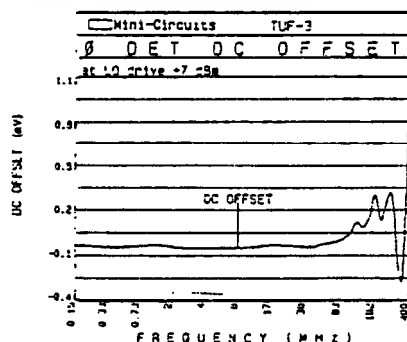
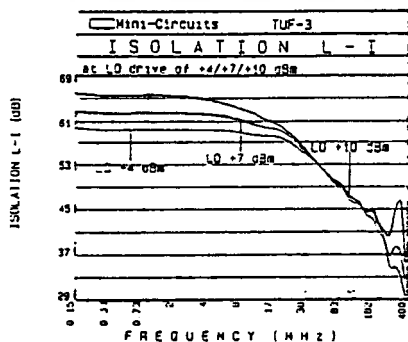
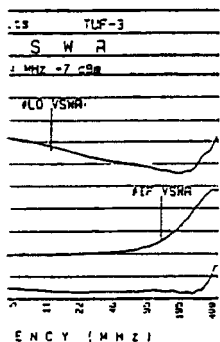
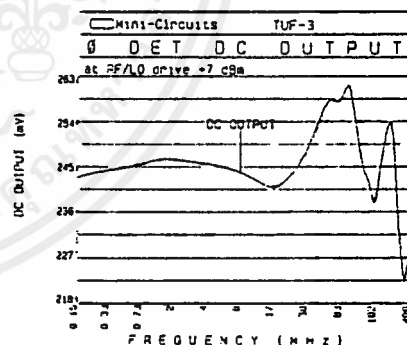
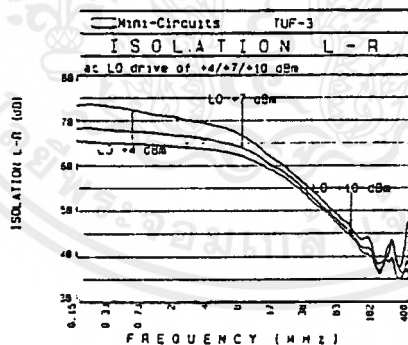
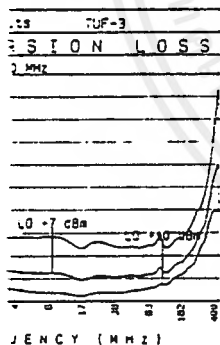
Harmonic LO Order										Harmonic LO Order												
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
15	25	15	32	17	37	22	48	29	46	0	-	-	26	33	25	43	27	48	36	60	45	59
-0	27	11	31	18	41	29	42	39	41	1	-	14	-0	27	11	33	18	39	29	46	41	47
53	71	54	66	55	73	61	68	52	74	2	81	64	54	77	54	68	57	80	69	53	46	71
53	65	64	66	58	75	58	67	61	75	3	95	51	46	49	49	54	50	54	50	54	56	57
75	> 77	75	75	> 76	> 76	> 76	74	> 77	75	4	> 96	70	60	69	61	74	64	71	66	73	70	79
75	> 76	> 77	> 76	> 76	> 76	> 77	75	> 77	> 76	5	> 96	75	64	66	68	69	59	64	55	66	53	68
56	> 76	> 76	> 76	> 76	> 76	> 77	75	75	> 76	6	> 96	> 86	> 76	85	78	81	74	81	75	32	74	78
77	> 76	> 76	75	> 77	> 77	> 76	> 77	75	> 76	7	96	83	85	81	75	83	69	79	73	90	72	80
76	75	> 76	> 76	75	76	> 76	> 76	> 76	75	8	93	> 86	> 86	> 86	> 86	85	> 86	85	> 86	86	85	> 86
72	> 76	> 77	> 76	> 76	75	> 74	> 76	> 77	> 76	9	> 95	83	> 85	> 86	> 86	> 86	82	82	80	83	80	81
76	> 76	72	> 75	> 76	> 76	> 76	> 77	75	> 76	10	> 96	> 87	> 85	85	> 85	> 86	> 86	> 86	85	> 86	> 86	85

3 MHz: -15.08 DBM
31 MHz: -7.07 DBM
9 MHz: -20.13 DBM

test condition: RF IN: 185.10 MHz: -4.99 DBM
LO IN: 155.01 MHz: -7.07 DBM
IF OUT: 30.09 MHz: -10.07 DBM

typical performance curves

(production unit)



ORDERING INFORMATION

Op Amp Function	Device	Package
Single	LF351D	SO-8
Single	LF351N	Plastic DIP
Dual	LF353D	SO-8
Dual	LF353N	Plastic DIP
Quad	LF347D	SO-14
Quad	LF347BN	Plastic DIP
Quad	LF347N	Plastic DIP

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

These low-cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, in/out offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current - 50 pA
- Low Input Noise Voltage - 16 nV/√Hz
- Wide Gain Bandwidth - 4.0 MHz
- High Slew Rate - 13 V/μs
- Low Supply Current - 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance - 10¹² Ω
- High Common-Mode and Supply Voltage Rejection Ratios - 100 dB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	-18 -18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t _S	Continuous	
Power Dissipation at T _A = +25°C	P _D	300	mW
Derate above T _A = +25°C	1/gJA	10	mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range	T _J	115	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C

NOTES:

1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.
2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely. However, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature ratings may be exceeded.

LF347
LF351
LF353

FAMILY OF BIFET OPERATIONAL AMPLIFIERS SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



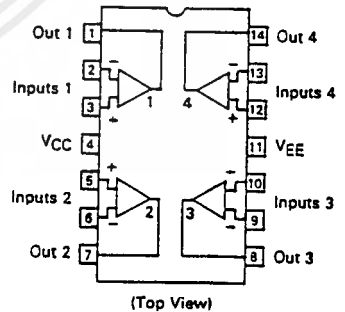
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-04
(LF351, LF353 only)

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-01
SO-8
(LF351, LF353 Only)



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-05
(LF347 only)

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-01
SO-14



NOTES: (continued)

3. Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse techniques are utilized during test.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

LF347, LF351, LF353

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = -15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$, $V_{CM} = 0$ $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$)	V_{IO}	—	1.0	5.0	—	5.0	10	mV
		—	—	8.0	—	—	13	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S \leq 10\text{ k}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IO} / \Delta T$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$	I_{IO}	—	25	100	—	25	100	pA
		—	—	4.0	—	—	4.0	nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$	I_{IB}	—	50	200	—	50	200	pA
		—	—	8.0	—	—	8.0	nA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	≈ 11	-15 -12	—	≈ 11	+15 -12	—	V
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}$ $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$)	A_{VOL}	50 25	100 —	— —	25 15	100 —	— —	V/mV
Output Voltage Swing ($R_L = 10\text{ k}$)	V_O	≈ 12	≈ 14	—	≈ 12	≈ 14	—	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	CMRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	90	100	—	70	100	—	dB
Supply Current	I_D	—	7.2	11	—	7.2	11	mA
	LF347	—	—	—	—	1.8	3.4	
	LF351	—	—	—	—	3.6	6.5	
	LF353	—	—	—	—	—	—	
Slew Rate ($A_V = -1$)	SR	—	13	—	—	13	—	V/ μs
Gain-Bandwidth Product	GBWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\text{ }\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$)	e_n	—	16	—	—	16	—	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1000\text{ Hz}$)	i_n	—	0.01	—	—	0.01	—	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation (LF347, LF353) $1.0\text{ Hz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$ (Input Referred)	—	—	-120	—	—	-120	—	dB

For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001/34002/34004 data sheet.

μA741

FREQUENCY-COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

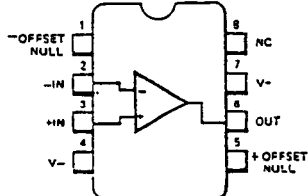
GENERAL DESCRIPTION — The μA741 is a high performance monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar* epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μA741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

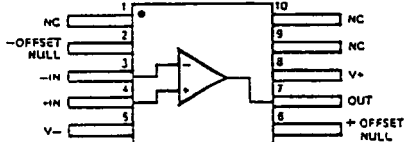
Supply Voltage	
μA741A, μA741, μA741E	±22 V
μA741C	±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Molded and Hermetic DIP	670 mW
Mini DIP	310 mW
Flatpak	570 mW
Differential Input Voltage	±30 V
Input Voltage (Note 2)	±15 V
Storage Temperature Range	
Metal Can, Hermetic DIP, and Flatpak	-65°C to +150°C
Mini DIP, Molded DIP	-55°C to +125°C
Operating Temperature Range	
Military (μA741A, μA741)	-55°C to +125°C
Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C
Pin Temperature (Soldering)	
Metal Can, Hermetic DIPs, and Flatpak (60 s)	300°C
Molded DIPs (10 s)	260°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

8-PIN MINI DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINES 6T 9T
PACKAGE CODES R T



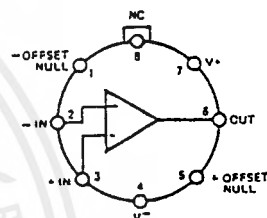
TYPE	PART NO.
μA741C	μA741TC
μA741C	μA741RC

10-PIN FLATPAK
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 3F
PACKAGE CODE F



TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AFM
μA741	μA741FM

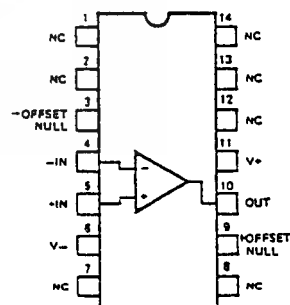
CONNECTION DIAGRAMS
8-PIN METAL CAN
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 5B
PACKAGE CODE H



Note: Pin 4 connected to case

TYPE	PART NO.
μA741A	μA741AHM
μA741	μA741HM
μA741E	μA741EHC
μA741C	μA741HC

14-PIN DIP
(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINES 6A, 9A
PACKAGE CODES D P



TYPE	PART NO.
μA741A	μA741ADM
μA741	μA741DM
μA741E	μA741EDC
μA741C	μA741DC
μA741C	μA741PC

* Planar is a patented Fairchild process.

$\mu A741A$ ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS (see definitions)		CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage		$R_S < 50\Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift					15	$\mu V/^{\circ}C$
Input Offset Current				3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift					0.5	$nA/^{\circ}C$
Input Bias Current				30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio		$V_S = +20, -20; V_S = -20, +10V, R_S = 50\Omega$		15	50	$\mu V/V$
Output Short Circuit Current			10	25	40	mA
Power Dissipation		$V_S = \pm 20V$		80	150	mW
Input Impedance		$V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		M Ω
Large Signal Voltage Gain		$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 15V$	50			V/mV
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time			0.25	0.8	μs
	Overshoot			6.0	20	%
Bandwidth (Note 4)			.437	1.5		MHz
Slew Rate (Unity Gain)		$V_{IN} = \pm 10V$	0.3	0.7		V/ μs
The following specifications apply for $-55^{\circ}C < T_A < +125^{\circ}C$						
Input Offset Voltage					4.0	mV
Input Offset Current					70	nA
Input Bias Current					210	nA
Common Mode Rejection Ratio		$V_S = \pm 20V, V_{IN} = \pm 15V, R_S = 50\Omega$	80	95		dB
Adjustment For Input Offset Voltage		$V_S = \pm 20V$	10			mV
Output Short Circuit Current			10		40	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20V$	$-55^{\circ}C$			165	mW
		$+125^{\circ}C$			135	mW
Input Impedance		$V_S = \pm 20V$		0.5		M Ω
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V,$	$R_L = 10k\Omega$	± 16			V
		$R_L = 2k\Omega$	± 15			V
Large Signal Voltage Gain		$V_S = \pm 20V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 15V$	32			V/mV
		$V_S = \pm 5V, R_L = 2k\Omega, V_{OUT} = \pm 2V$	10			V/mV

NOTES

- Rating applies to ambient temperatures up to $70^\circ C$. Above $70^\circ C$ ambient derate linearly at $6.3mW/^\circ C$ for the metal can, $8.3mW/^\circ C$ for the DIP and $7.1mW/^\circ C$ for the Flatpak.
- For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to $+125^\circ C$ case temperature or $75^\circ C$ ambient temperature.
- Calculated value from: $SW(MHz) = \frac{0.35}{\text{Rise Time } (\mu s)}$

FAIRCHILD • $\mu A741$

$\mu A741$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

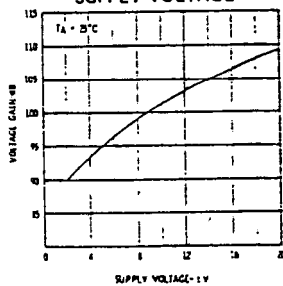
CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15		mV
Large Signal Voltage Gain	$R_L > 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	50,000	200,000		
Output Resistance			75		Ω
Output Short Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time	$V_{IN} = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L < 100\text{ pF}$	0.3		μs
	Overshoot		5.0		%
Slew Rate	$R_L > 2\text{ k}\Omega$		0.5		V/ μs

The following specifications apply for $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$:

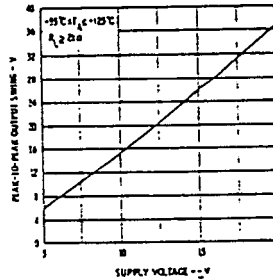
Input Offset Voltage	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		85	500	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.03	0.5	μA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		0.3	1.5	μA
Input Voltage Range		± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 10\text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S < 10\text{ k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
Large Signal Voltage Gain	$R_L > 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	25,000			
Output Voltage Swing	$R_L > 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 14		V
	$R_L > 2\text{ k}\Omega$	± 10	± 13		V
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		1.5	2.5	mA
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		2.0	3.3	mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ\text{C}$		60	100	mW

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741A$ AND $\mu A741$

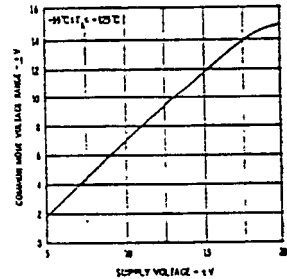
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGE



OUTPUT VOLTAGE SWING
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE
VOLTAGE RANGE AS A
FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



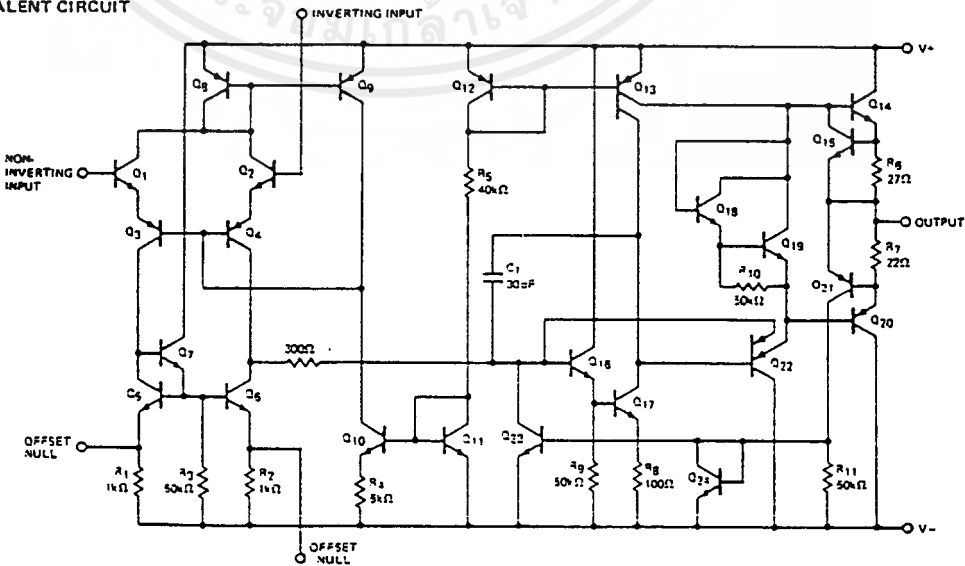
FAIRCHILD • μ A741

μ A741E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current			3.0	30	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current			30	80	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20; V_S = +20, -10\text{V}$, $R_S = 50\Omega$		15	50	$\mu\text{V}/\text{V}$
Output Short Circuit Current		10	25	40	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20\text{V}$		80	150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		M Ω
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 15\text{V}$	50			V/mV
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time		0.25	0.8	μs
	Overshoot		6.0	20	%
Bandwidth (Note 4)		.437	1.5		MHz
Slew Rate (Unity Gain)	$V_{IN} = \pm 10\text{V}$	0.3	0.7		V/ μs
The following specifications apply for $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$					
Input Offset Voltage				4.0	mV
Input Offset Current				70	nA
Input Bias Current				210	nA
Common Mode Rejection Ratio	$V_S = \pm 20\text{V}$, $V_{IN} = \pm 15\text{V}$, $R_S = 50\Omega$	80	95		dB
Adjustment For Input Offset Voltage	$V_S = \pm 20\text{V}$	10			mV
Output Short Circuit Current		10		40	mA
Power Dissipation	$V_S = \pm 20\text{V}$			150	mW
Input Impedance	$V_S = \pm 20\text{V}$	0.5			M Ω
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$	≥ 16			V
	$V_S = \pm 20\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	≥ 15			V
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 20\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 15\text{V}$	32			V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 2\text{V}$	10			V/mV

EQUIVALENT CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

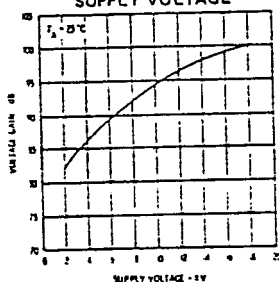
FAIRCHILD • $\mu A741$

$\mu A741C$
ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

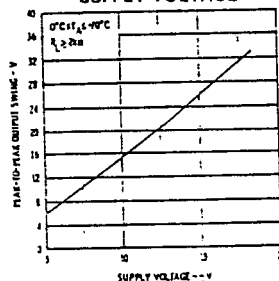
CHARACTERISTICS (see definitions)	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		M Ω
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15		mV
Input Voltage Range		± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	20,000	200,000		
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 14		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 10	± 13		V
Output Resistance			75		Ω
Output Short Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise time	$V_{IN} = 20\text{ mV}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{ pF}$	0.3		μs
	Overshoot		5.0		%
Slew Rate	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.5		V/ μs
The following specifications apply for $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$:					
Input Offset Voltage				7.5	mV
Input Offset Current				300	nA
Input Bias Current				800	nA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	15,000			
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 10	± 13		V

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741E$ AND $\mu A741C$

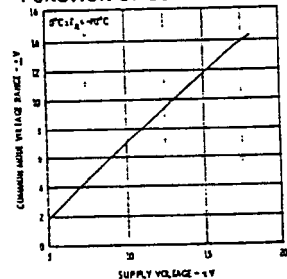
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGE

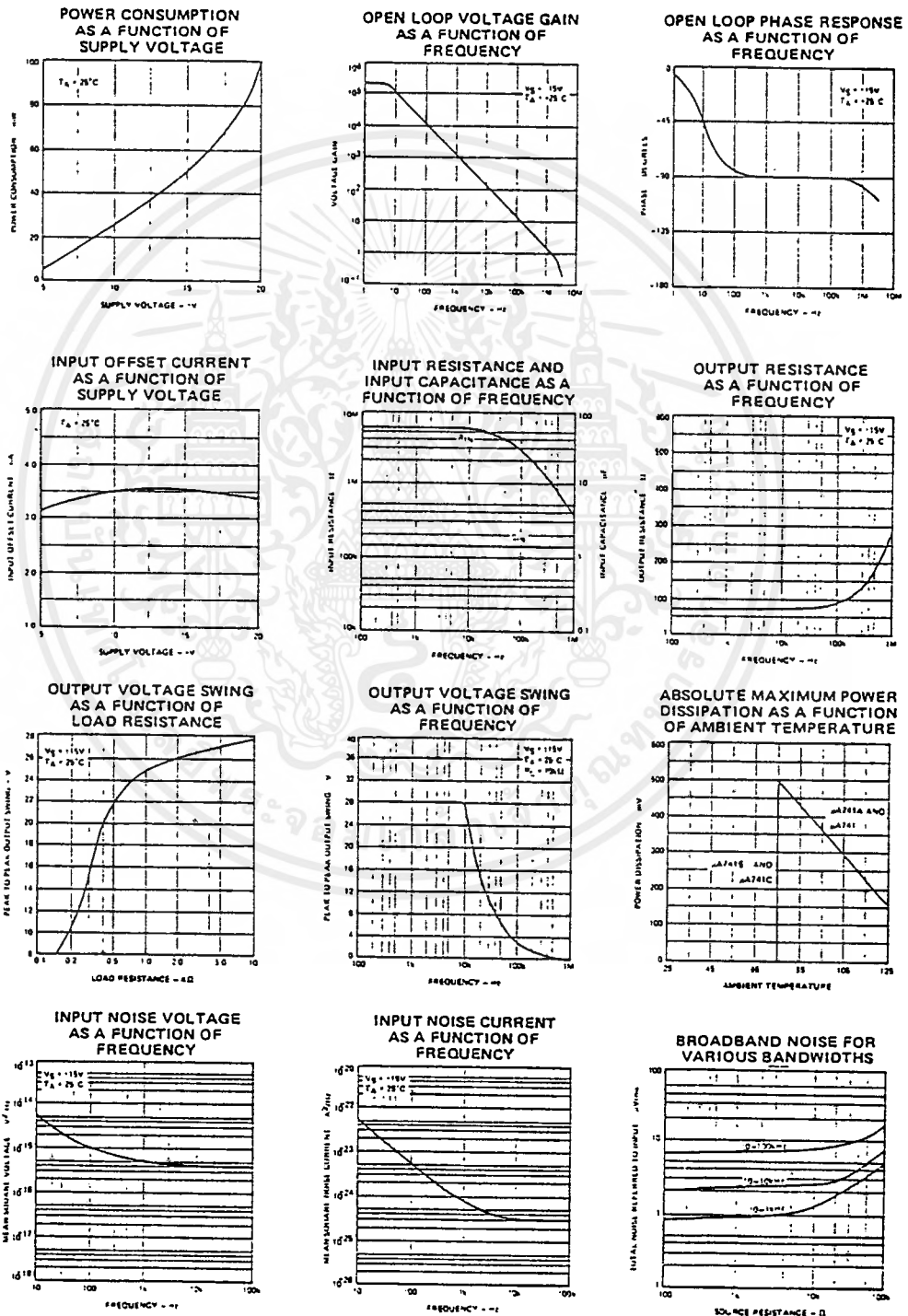


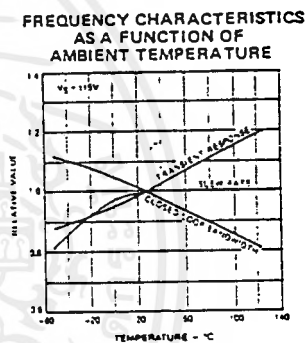
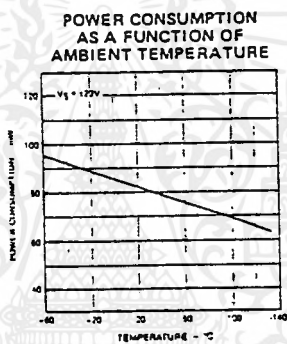
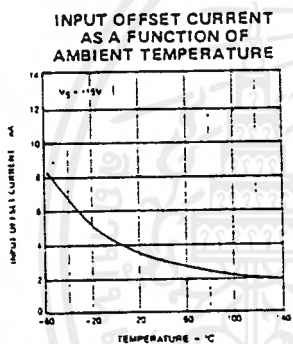
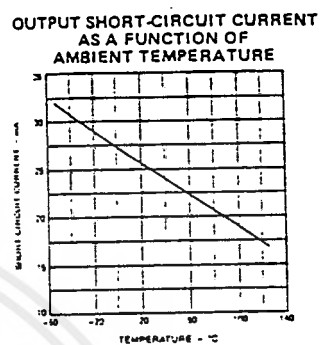
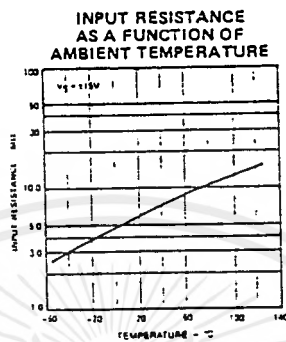
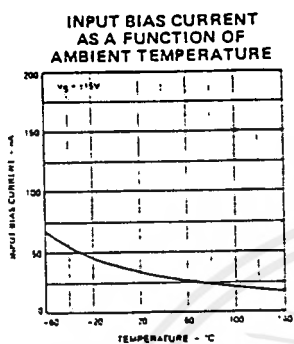
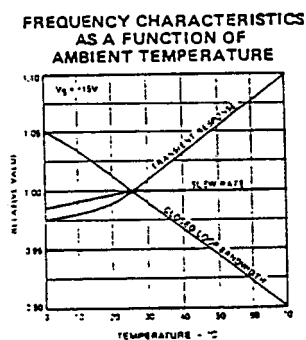
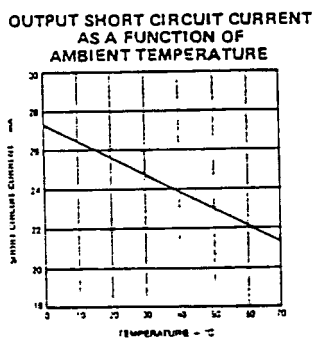
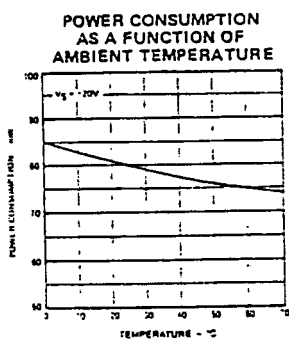
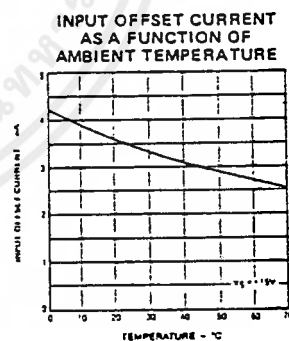
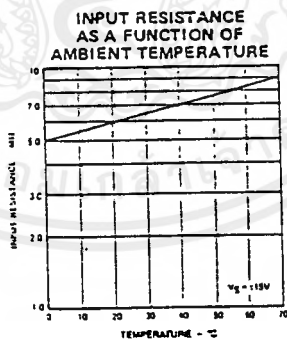
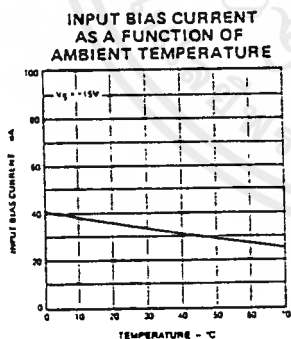
OUTPUT VOLTAGE SWING
AS A FUNCTION OF
SUPPLY VOLTAGE

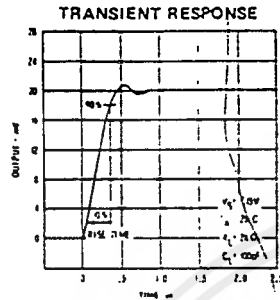


INPUT COMMON MODE
VOLTAGE RANGE AS A
FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

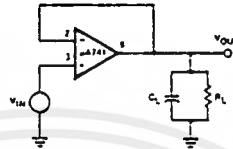


FAIRCHILD • $\mu A741$ TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741A$, $\mu A741$, $\mu A741E$ AND $\mu A741C$ 

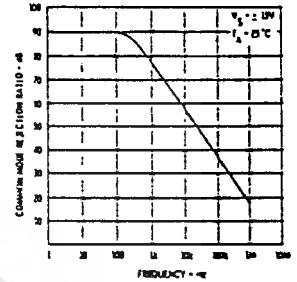
TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741A$ AND $\mu A741$ TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR $\mu A741E$ AND $\mu A741C$ 



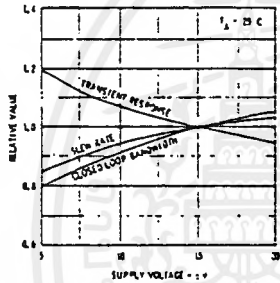
TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT



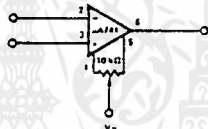
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



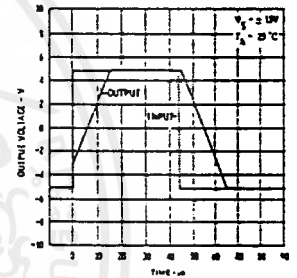
FREQUENCY CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



VOLTAGE OFFSET NULL CIRCUIT



VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



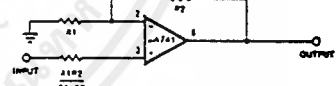
TYPICAL APPLICATIONS

UNITY-GAIN VOLTAGE FOLLOWER



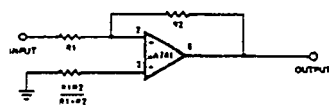
$R_{IN} = 400 \text{ M}\Omega$
 $C_{IN} = 1 \text{ pF}$
 $R_{OUT} < 1 \Omega$
 B.W. = 1 MHz

NON-INVERTING AMPLIFIER



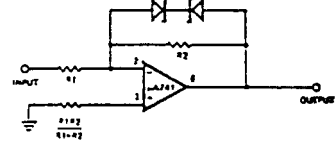
GAIN	R1	R2	BW	R_{IN}
10	1 k Ω	9 k Ω	100 kHz	400 M Ω
100	100 Ω	9.9 k Ω	10 kHz	280 M Ω
1000	100 Ω	99.9 k Ω	1 kHz	80 M Ω

INVERTING AMPLIFIER



GAIN	R1	R2	BW	R_{IN}
1	10 k Ω	10 k Ω	1 MHz	10 k Ω
10	1 k Ω	10 k Ω	100 kHz	1 k Ω
100	1 k Ω	100 k Ω	10 kHz	1 k Ω
1000	100 Ω	100 k Ω	1 kHz	100 Ω

CLIPPING AMPLIFIER

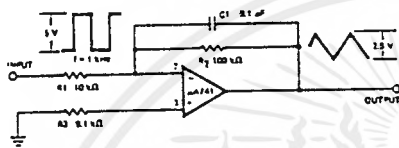


$$\frac{E_{OUT}}{E_{IN}} = \frac{R_2}{R_1} \text{ if } |E_{OUT}| < V_Z + 0.7 \text{ V}$$

where V_Z = Zener breakdown voltage

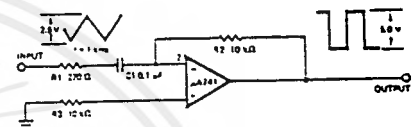
TYPICAL APPLICATIONS (Cont'd)

SIMPLE INTEGRATOR



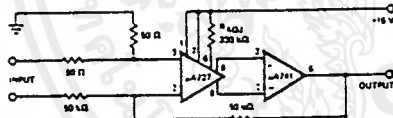
$$E_{OUT} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int E_{IN} dt$$

SIMPLE DIFFERENTIATOR



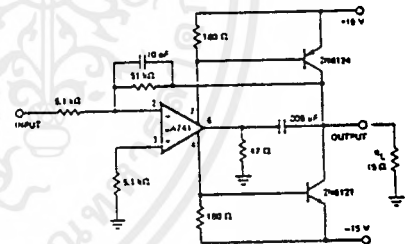
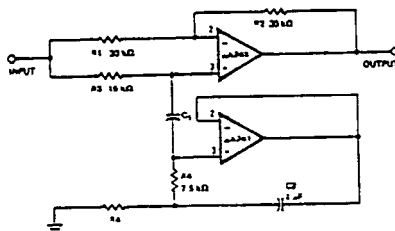
$$E_{OUT} = -R_2 C \frac{dE_{IN}}{dt}$$

LOW DRIFT LOW NOISE AMPLIFIER



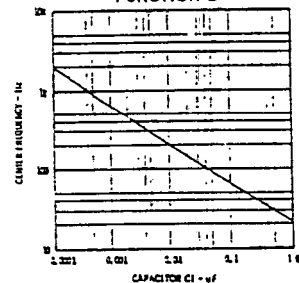
Voltage Gain = 10^3
 Input Offset Voltage Drift = $0.6 \mu V/^{\circ}C$
 Input Offset Current Drift = $2.0 pA/^{\circ}C$

HIGH SLEW RATE POWER AMPLIFIER

NOTCH FILTER USING THE $\mu A741$ AS A GYRATOR

Trim R_3 such that

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$$

NOTCH FREQUENCY AS A FUNCTION C^1 

กิตติกรรมประกาศ

โครงการเรื่อง เครื่องรับส่งวิทยุระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์นี้ จะสำเร็จลุล่วงไปไม่ได้หากไม่ได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์จากบุคคลหลายๆ ท่าน นับตั้งแต่เริ่มต้นการทำโครงการจนกระทั่งรายงานฉบับนี้เสร็จสิ้นสมบูรณ์ ดังต่อไปนี้

ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ดร.ทองทอด

วานิชศรี

อาจารย์ที่ปรึกษา

ขอขอบคุณ

นายณรงค์

แสงพัฒนามกรกิจ

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นายณยศ

คุรุกิจโกศล

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นายชัยวัฒน์

ตั้งกิจลดาวัลย์

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นางสาวชนาธิป

นิลแก้ว

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นางสาวชนัญทิพ

วิรัชศิลป์

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นายอมร

จิระเสรีอมรกุล

นักศึกษาชั้นปีที่ 3

นายชินวุธ

เห็นดี

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นายอดิสรินทร์

เจียมภิรมย์สุข

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นายอุทิศ

ภูหงษ์สูง

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นางสาวเขมิกา

แสนมหาชัย

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นางสาวจตุพร

เชียงดี

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นางสาววันวิสาข์ จันทระ

นักศึกษาชั้นปีที่ 4

นอกจากนี้ยังมีเพื่อนๆ ที่ห้องโปรเจคและบุคคลอื่นๆ ที่ให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการครั้งนี้อีกมากมาย จึงขอแสดงความขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

ผู้จัดทำ

31 มีนาคม 2540

หนังสืออ้างอิง ;

- George R. Cooper , Clare D. McGillem , “ Modern Communications and Spread Spectrum “ , McGraw-Hill Book Company
- Robert C. Dixon , “ Spread Spectrum System With Commercial Applications “ , Third Edition , United states of America
- ยืน ภู่วรรณ , “ ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ “ , เล่ม 2 , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 10400
- ประเสริฐ โรจน์สุริวัฒน์ , “ เซมิคอนดักเตอร์ อิเลคทรอนิกส์ “ , ฉบับที่ 83 กรุงเทพ : สำนักพิมพ์ ซีเอ็ดยูเคชั่น
- คอแลมน์ IC นาสน , “ เซมิคอนดักเตอร์ อิเลคทรอนิกส์ “ , ฉบับที่ 108 กรุงเทพ : สำนักพิมพ์ ซีเอ็ดยูเคชั่น
- สุชาติ กังวารจิตต์ , “ หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุ และระบบสื่อสาร “ , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 10400